

MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol.42 November 1968

帝都高速度交通営団試作電車電機品特集

11

帝都高速度交通営団(東京地下鉄)向新形式電車





帝都高速度交通営団試作電車電機品特集

目次

《特別寄稿》

地下鉄電車の特異性と試作電車の構想について.....石原米彦...1411

《特集論文》

試作電車電機品の概要.....松田新市...1414
主電動機および車両性能.....浅越泰男・久山研一...1416
回生ブレーキ付き新方式チョップ装置.....北岡 隆・芦谷正裕・大野栄一・赤松昌彦...1422
新形カム式制御装置.....長井成吉・森田宣雄...1432
新方式ブレーキ装置.....木嶋寛治・三橋英一・六藤孝雄...1438
IC化ATC装置.....1446

《普通論文》

電動機絶縁の機能試験.....坂田桂三・川上 剛・美藤 亘...1455
電気車用電動機の絶縁試験
.....中野義映・浅野幸夫・平林庄司・玉越泰彦・相川一男・松原 博・内海権三...1459
電車総合試験装置.....三橋英一・小田橋正寿・中司修徳・吉村元由...1468
車両用冷房装置.....西部敏夫...1475
ZnSe 結晶の Franz-Keldysh 効果とその実用性.....安川 武・吉沢達夫・伊吹順章...1483
広帯域トンネルダイオード増幅器の実用化.....白幡 潔・武富太児・小木曾弘司...1488
カーボンブラックグラフトポリマを用いた電導塗料のペースレジンによる抵抗値の変化.....草川英昭...1496
電力保護継電器の静止化.....北浦孝一・古谷昭雄・寺田 真・天野 恒・鈴木健治・高田信治...1500
振動系の共振域通過.....平野一郎・松倉欣孝・木曾又一郎...1511
貨車偏重量測定装置.....石井 明・平山博英...1517

《新製品紹介》

放射線応用レベル検出器「ガンマリレー」完成・昭和44年度三菱ルームクーラ新発売・昭和44年度空調機器新製品発売.....1523

《ニュース・フラッシュ》

深海潜水艇用油づけ均圧直流電動機完成・焼結用大形排風機完成・ASモータの応用制御装置の全シリーズ完成 (ASAPC シリーズ)・国鉄向け ED 6500 形交流電気機関車完成.....1529

《特許と新案》

搬送保護継電装置・電圧検出装置・時計装置・電気時計装置.....1453

《表紙》

1. 帝都高速度交通営団（東京地下鉄）向け新形式電車

帝都高速度交通営団では都内の交通を便利にするため、続々と新線を建設してきたが、このような新線を対象として将来あるべき姿を想定し作られたのが、この新形式地下鉄電車である。この電車は車体・台車・電機品すべて新構想のものであるが、とくに電機品は出色のもので、回生ブレーキ付きサイリスタチョップ制御装置を備えた高性能のものである。この方式によれば使用電力量がきわめて節減される以外に、主制御回路の無接点化により保守周期を大幅に延長することができる。また空気ブレーキ装置も TRT-9 形電気指令方式を採用入れた応答性のよい、かつ回生ブレーキとの併用可能な画期的方式である。

2. チョップ装置（帝都高速度交通営団納め）

DC 1500 V, 95 kW 主電動機 8 台制御 回生ブレーキ付。

3. IC 化した自動列車制御装置（ATC）

地下鉄用、連続高周波地上信号連動、常用、非常ブレーキ制御。





SPECIAL EDITION OF ELECTRICAL EQUIPMENT FOR MODEL CAR FOR TEITO RAPID TRANSIT AUTHORITIES

CONTENTS

SPECIALLY COLLECTED PAPERS

Outline of Electrical Equipment for Subway Cars.....	S. Matsuda...	1414
Traction Motors and Train Performance.....	Y. Asagoe • K. Kuyama...	1416
New-Type Chopper Control Equipment with Regenerative Braking	T. Kitaoka • M. Ashiya • E. Obno • M. Akamatsu...	1422
A New Type Cam System Control Device.....	S. Nagai • N. Morita...	1432
New-Type Brake Equipment.....	K. Kijima • E. Mitsuhashi • T. Muto...	1438
ATC Apparatus using IC.....	Y. Tsuboi • Y. Umeda • A. Shirashoji • K. Torii...	1446

TECHNICAL PAPERS

Insulation Test on Traction Motors	Y. Nakano • Y. Asano • S. Hirabayashi • Y. Tamakoshi • K. Aikawa • H. Matsubara • G. Utsumi...	1455
Functional Evaluation Test of Motor Insulation.....	K. Sakata • T. Kawakami • W. Mifuji...	1459
Overall Electric Car Testing Setup.....	E. Mitsuhashi • M. Odabashi • S. Nakatsukasa • M. Yoshimura...	1468
Air Conditioners for Passenger Cars.....	T. Nishibe...	1475
Franz Keldysh Effect of ZnSe Crystals and Its Application.....	T. Yasukawa • M. Yoshizawa • S. Ibuki...	1483
Design Technique of Wideband Tunnel Diode Amplifiers.....	K. Shirahata • D. Taketomi • K. Ogiso...	1488
Relation Between Electrical Conductivity and Sort of Base Resin of Conductive Paints using Carbon Black Graft Polymers.....	H. Kusakawa...	1496
Solid State Engineering of Power Protective Relays	K. Kitaura • A. Furuya • M. Terada • H. Amano • K. Suzuki • N. Takata...	1500
Behavior of a Vibrating System Passing through the Resonance.....	I. Hirano • Y. Matsukura • M. Kiso...	1511
Unbalance Weight Measuring Device of Freight Cars.....	A. Ishii • H. Hirayama...	1517

NEW PRODUCTS.....	1523
-------------------	------

NEWS FLASH.....	1529
-----------------	------

PATENT AND UTILITY MODEL.....	1453
-------------------------------	------

COVER :

1. New-Style Electric Car for the Teito Rapid Transit Authorities (Tokyo Subway)

The Teito Rapid Transit Authorities have been constructing new lines in close succession to facilitate the traffic in the metropolitan. With these new lines in mind, the authorities have studied ideal transportation in future and designed and built new-style cars for subway referred to. The car comprises a body, trucks and electrical apparatus built on new conception. In particular, electrical apparatus are of outstanding features, provided with thyristor chopper control equipment of high performance in combination of regenerative brake. The system is capable of not only saving the cost of power consumed but prolonging a great deal the period of maintenance by turning the main control circuit contactless. The air brake equipment is of an epochal system to enable it to be jointly used with regenerative brake of good responses operation in the principle of type TRT-9 electrical instructions system.

2. Chopper Equipment (Teito Rapid Transit Authorities)

To control 8-traction motors 95 kW 1,500 V DC with regenerative brake.

3. Automatic Train Control Equipment Provided with IC

For use in subway interlocked with continuous high frequency ground signal.

「三菱電機技報」 アブストラクト		「三菱電機技報」 アブストラクト	
UDC 621. 337 試作車用電機品の概要 松田新一 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P 1414～1415 昭和28年最新な電機品を採用された帝都高速度交通営団において15年後の今日 再び一大飛躍してチヨッパ制御の試作が進められている。当社における交流機関車への半導体技術の応用と比較しながら、チヨッパ制御の進度をながめて見た。 第一次試作車によって必要な性能は満し得たように思うが、問題は重量と容積の減少である。なお一層の努力を必要とする。	UDC 621. 337. 5 新方式ブレーキ装置 木嶋寛治・三橋英一・六藤孝雄 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1438～1445 鉄道車両のブレーキに圧縮空気を利用することが考えられて以来幾多の改良が重ねられ、今日見られる空気ブレーキ装置にまで発展を遂げ、ブレーキの基本方式は一応確立されたかの感があった。 しかしながら、チヨッパ方式回生制動付制御装置や列車自動運転装置および定点停止装置の実用化が検討されるにおよんで、空気ブレーキ装置に対しても、むだ時間の短縮、精度と応答性の向上、ブレーキ力演算の容易さが、改めて強く要望されるようになり、ここに高性能な新方式ブレーキ装置の誕生を見るに至り、MBF形ブレーキ装置と名付けた。この構想、構成と作用、主要機器および現車試験結果について述べる。	UDC 621. 335. 4. 07:681. 3 電車総合試験装置 三橋英一・小田橋正寿・吉村元由・中司修慈 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P 1468～1474 最近通勤輸送対策として多量の新性能電車が投入されつつあり、一方検修工場においても必然的に検修両数が増大しつつある。また従来の検査は人為的なミスを防止するために多数の熟練者を要し人間の繊細な注意力により行なわれていた。 よってここにわが国初めての試みである、電車の出場検査に電子計算機を導入した総合試験装置を試作したので紹介する。 計算機の採用により 未熟練者でしかも少人数でも試験が可能となりデータ処理が確実に行なえる。今後このデータの統計を計算機にかけようになれば、電車の効果的な保守方式が確立されてゆくのではないかと考える。	UDC 667. 5. 032:667. 613 カーボンブラックグラフトポリマを用いた電導塗料のベースレジンによる抵抗値の変化 草川英昭 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P 1496～1499 新潟大学大北教授によって発明されたカーボンブラックグラフトポリマ（グラフトカーボン）を用いて新規な電導塗料を開発した。この電導塗料は、カーボンブラックの分散性、抵抗値の再現性、接着性の点で従来のものよりすぐれている。 この電導塗料の性質を知るためにグラフトカーボンを分散させる塗料のペースとなる樹脂の種類・その架橋密度の塗膜の抵抗値への影響を調べた。ペースとなる樹脂の二次転位点が高くなるに従って抵抗値は下り、架橋密度が大きくなっても抵抗値が下る。これらのことから塗料膜の抵抗は塗料のペースとなる樹脂の熱運動に影響を受けることがわかった。
UDC 621. 333 主電動機および車両性能 浅越泰男・久山研一 三菱電機技報 Vo. 42・No.11・P 1416～1421 帝都高速度交通営団試作電車用の主電動機はチヨッパ制御にも抵抗制御にも適した特性を有し、1時間定格出力95kW の容量を有するWNドライブ主電動機である。耐熱ポリアミド絶縁紙を中心とした新しい絶縁方式の採用によって画期的な小形軽量化が達成された。整流子ライザと電機子コイルのTIG溶接による接続、密封軸受の使用など新しい技術の導入により、故障の絶無と保守の簡易化をめざした。回生ブレーキ時にはチヨッパ制御と弱界磁制御の併用によって約39%の回生率が期待できる。	UDC 621. 337 IC化ATC装置 壺井芳昭・梅田義明・白庄司 昭・鳥居健太 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1446～1452 昭和34年、わが国初の連続誘導式ATC装置を開発、帝都高速度交通営団日比谷線に本格的に採用されて以来10年に近く、今ではATC装置は東海道新幹線・各私鉄・地下鉄に広く採用されている。ATC装置を構成する回路要素としては、磁気増幅器式無接点リレー（サイバック）やトランジスタが用いられてきたが、近年急速に発達したICを使用することによって、ATC装置の小形化と同時に信頼度を大幅に向上することができる。本文では車載機器としてのATC装置をIC化することによる利点、IC化に際して考慮すべき問題点とその解決策について述べ あわせてIC化試作ATC装置の概略を紹介してご参考にお供した。	UDC 621. 57:628. 84:625. 2 車両用冷房装置 西部敏夫 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P 1475～1482 近年、車両の進歩発展には著しいものがあり、車両の高速化・軽量化とともに、旅客へのサービスも重点政策の一つと考えられている。とりわけ車両の空気調和はわが国の気象条件からみて必要のものとなりつつある。わが国車両冷房の草創期から現在に至るまで各種の車両冷房装置（空気調和装置）を製作し好評裏に広く使用願っている当社で、近年製作納入した国鉄二等寝台車用AU14形ユニットクーラ、小田急電鉄向けNSE車用CU22形ユニットクーラおよびSE車用CU11形ユニットクーラの仕様・構造・性能を紹介する。	UDC 621. 316. 925 電力保護継電器の静止化 北浦孝一・古谷昭雄・寺田 真・大野 恒・鈴木健治・高田信治 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1500～1510 ここ数年、電力保護継電器の静止化は急速な進歩を示し、信頼性の面でも電磁形リレーと同等以上に向上されている。本文は、静止化継電器回路網の考え方、具体回路、各種特性の導出方法を紹介するとともに、信頼度についての検討を合わせ行なったものである。
UDC 621. 337 回生ブレーキ付き新方式チヨッパ装置 北岡 隆・芦谷正裕・大野栄一・赤松昌彦 三菱電機技報 Vol 42・No.11・P1422～1431 最近の半導体応用技術の進歩はめざましく、特にサイリスタの高圧・大容量化と相まって 車両制御装置にも応用されるようになった。ここに紹介するサイリスタチヨッパ装置は、多相多重方式を採用することにより、装置の軽量化誘導障害の防止、などの効果をあげ、実用化が可能となった最新方式のものでさらに回生ブレーキも可能とすることにより電力量の節減、トンネル内温度の低下等にきわめて大きな効果をもたらすものである。なお本稿では現在までの装置の開発経過および現在製作中の第二次試作車の内容についても詳述する。	UDC 621. 315. 61:621. 317. 333 電動機絶縁の機能試験 坂田桂三・川上 剛・美藤 亘 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1455～1458 回転機絶縁の機能試験には、実用機が遭遇する種々の劣化要因を模擬した総合的な機能評価が必要である。当社ではすでに水車、タービン発電機用について装置を開発し、種々実施してきたが、今回電動機絶縁の機能試験装置を開発し、誘導機、電車電動機絶縁の各種絶縁方式について評価を行なった。 その結果 第二電流急増点P12と交流破壊電圧との間にはかなりの相関が認められたが、そと他の非破壊特性と破壊電圧には相関が見出せなかった。かなり過酷で動的な試験条件にもかかわらず、各種絶縁組織は良好な性能を有し、新しい耐熱絶縁材料である Kapton, Nomexを用いた組織は、従来のマイカ絶縁にくらべそんなにかつた。	UDC 535. 215. 1 : 661. 847 ZnSe結晶のFranz-Keldysh効果とその実用性 安川 武・吉沢達夫・伊吹順章 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P 1483～1487 可視域での光強度変調素子の一つとして、可視域に光学的基礎吸収端（$\sim 4760 \text{ \AA}$）をもつZnSe結晶でのFranz-Keldysh効果について実験を行なった。100気圧、1,500℃で液相から成長させたZnSe結晶を用いて現在までに得られた最大変調率は、$2 \times 10^5 \text{ V/cm}$の電界強度に対して96.2%、このときの吸収端移動は$15 \text{ \AA}$であった。 この効果自体は極性に無関係なため、正弦波電圧を印加した場合、倍周波の光変調波形が得られた。しかし吸収係数の大きい領域で変調率が大きいため、大きな変調率を得ようとすると入射光強度に対する出力光強度の比がきわめて小さくなるなどいくつかの実用的困難性をもつことがわかった。	UDC 621. 752 振動系の共振域通過 平野一郎・松倉欣孝・木曾又一郎 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1511～1516 不釣合をもった回転体が危険速度を通過するとき、共振域での最初の振動ピーク付近で、振動系に減衰がない場合でも振幅は無限大にならず、みかけ上あたかも減衰があるかのような特性を示す。この現象は、回転機回転数が上昇する場合と下降する場合とで異なるが、工学上、最も問題になるのは、機器の破壊に結びつく回転数上昇時の最大振幅である。以上の観点から、回転数が時間とともに直線的に上昇する場合の1自由度、2自由度振動系の共振域における最大振幅値をアナログ計算機を用い計算するとともに、共振域での振動現象を減衰のある振動系の静的特性曲線と対比し、簡単な表示によってみかけの減衰比を検討しよい結果を得た。
UDC 621. 337. 2 新形カム式制御装置 長井成吉・森田宣雄 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1432～1437 帝都高速度交通営団試作電車用として従来の慣習にこだわることなく、新技術を駆使し 高性能でかつ保守に手間を要しないことをねらいとしたカム式制御装置を製作する機会を得た。この装置の内容と断流器、主制御器の内蔵機器を中心に紹介した。おもな特長と相違点は (1) 1軸1回転55ステップ刻みに戻し制御を可能とした。 (2) 適正範囲の制御回路を無接点化した。 (3) 薄鋼板の精密プレス作業による小形カムスイッチを採用した。 (4) 給油周期延長のため必要部に油たまりを設けた。 (5) FRPの軽量で絶縁性がある点を利用し、断流器補助アーク流しや小物機器箱などに採用した。	UDC 621. 313. 13:621. 317. 333 電気車用 主電動機の絶縁試験 中野義映・浅野幸夫・平林庄司・玉越泰彦・稲川一男・松原 博・内海権三 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1459～1467 国鉄で約15年間使用されてきた電気機関車用MT42形主電動機の絶縁更新を機会に各種非破壊試験および破壊試験を実施し、汚損時・清掃後・絶縁更新後・吸湿劣化時における非破壊絶縁特性、破壊特性および非破壊絶縁特性と破壊特性との関係につき検討した。 絶縁抵抗、$\tan \delta$は湿度等の周囲条件の影響を受けやすいので、周囲条件に十分注意する必要がある。これに対してコロナ特性は周囲条件による影響が比較的少ない。また、交流電流法による第二電流急増点およびコロナ特性と破壊電圧との間にはかなりの相関が見られ、非破壊試験により劣化判定がある程度可能である。	UDC 621. 375 : 621. 382. 2 広帯域トンネルダイオード増幅器の実用化 白幡 潔・武富大児・小木曾弘司 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1488～1495 トンネルダイオード増幅器(TDA)は帯域外発振を起こしやすく安定で広帯域なTDAを構成することは容易ではない。本文では帯域外発振を抑圧するために、その領域の発振条件が満たされないようにする新考案の構成法と多くの構成例とが述べてある。本構成法は広い領域で負性抵抗を示すトンネルダイオードに似合うようにサーキュレートの特性を回路的に改善してゆくもので、従来の方法に比較して調整が簡単で量産性があり、比帯域幅が従来の約2倍の20%が容易にえられる利点がある。	UDC 625. 24:681. 26 貨車偏重量測定装置 石井 明・平山博英 三菱電機技報 Vol. 42・No.11・P1517～1522 国鉄における輸送力増強策の一環として、貨物列車の高速化が採り上げられている。貨物列車を高速化する場合の大きな問題点の一つは車両数において圧倒的多数を占める2軸貨車の脱線防止で、そのためのチェック装置の一つとして開発されたのが貨車偏重計である。この装置は2軸貨車(空車)の各輪重をリフト法により計測し、板ばねの摩擦、車両の初期狂い等の影響を除去した正確な輪重を算出するためのもので、全国の国鉄貨車修繕工場に設置され、検修時における走行安定性の最終チェック装置として輪重管理に使用されている。

特別寄稿

地下鉄電車の特異性と試作電車の構想について

帝都高速度交通営団・理事 石 原 米 彦

1. ま え が き

三菱電機技報で、営団の試作電車の特集号を発行するにあたり、上記の表題で一文を寄せるように求められた。実は、この試作電車を中心として日ごろ考えていることをまとめてみたいと考えていたところなので、ちょうどよい機会でもあり、卒直に私の意見を申し述べて「三菱電機技報」を読まれるほどのかたがたのご参考にとともに、ご批判を仰ぎたいと思った次第である。ただし、本誌の性質上主として電気関係に重点を置き、機械的部分に関しては簡単に触れる程度にとどめたい。

2. 首都交通圏の人口増加と地下鉄の発展

東京都の人口は現在1,000万人余であるが、首都圏の膨張は東京都の行政区画を全く無意味なものとしてしまった。われわれは東京駅を中心に半径50kmの圏内を首都交通圏と名づけているが、この圏内の人口は現在約2,000万人に達し、年々の人口増は約60万人を数えている。すなわち、東京は今や世界一の大都市であるばかりでなく、世界一人口増加の激しい都市である。したがって、交通対策も模倣すべき例を他に求めることができず、独自の構想を打ち進めなければならない時期に至った。

目下、自動車の野放図な増加が容認されているが、これは後世の批判を免れないところであろう。やはり、地下鉄を中心とする高速鉄道建設以外に、この首都圏の交通問題を解決する方法はない。

営団の現在開業している路線は4線、77.8kmであるが、これに建設中の2路線と来年着工予定の8号線とを加えると総km数は136kmとなり、さらに、都市交通審議会において数線の新線が審議されている。

営団の保有車両数は終戦時100両足らずであったものが、現在約1,000両となり、10年後には、おそらく3,000両に達するであろうと予想される。したがって、今後の新製車両が設計的にすぐれているかどうかは、営団の企業上、重大なことはもちろんであるが、国家・社会的にみても、また、電機・車両工業界にとっても相当大きな問題であろうと思う。

3. 地下鉄電車設計の基本方針

将来の地下鉄電車として最も適当なのはいかなる車両であろうか。

まずその耐用年数について考えてみよう。電車の場合、法定償却年数は13年であるが、実際は30年以上使用するのが普通である。これは、自動車および航空機の耐用年数(5~10年)に比較してあまりに長く、現在のように進歩の速い時代には陳腐化する恐れがあるのではないかという議論がある。しかし、たとえば、耐用年数を半分に縮めてみても、安全性・快適性を害することなしに車両価格

を20%切り下げると言うことはまず不可能で、経済的にはとうていペイしない。私は、やはり、電車の耐用年数は将来とも40年程度を目標にすべきものと考ええる。

それでは陳腐化の問題をどうするかという疑問に対して、私は、「陳腐化しない電車を造ればよいではないか」と答えたい。すなわち、設計者が10年ないし20年先のセンスをもって設計に当たればこの陳腐化の問題は起こらない。たとえば、営団・丸ノ内線の電車や小田急電鉄のSE車等は10数年前の設計ではあるが、現在でも最も新しい電車の一つであろう。長距離用の電車についても、東海道新幹線の車両はこれから10年経った時点においても決して陳腐とは言われないであろう。こう言う電車を造ればよいのだと思う。

次に、通勤時の輸送と閑散時の輸送のいずれに重点を置いて車両を設計するかと言う問題がある。通勤時に超満員の乗客を、とにかく、無事に目的地まで運ぶことと、閑散時に都市内交通の一翼をになって、自動車と競走しながら快適なサービスを提供することとは、車両の設計条件が著しく相異なる。私は「今後の地下鉄電車は、通勤用としても、閑散時用としても、共に最良のサービスを提供するものでなければならない」と考える。

また、将来の地下鉄電車は電力消費量が著しく少ないものであることが望ましい。これは、電鉄経営上、動力用電力費が物件費の大部分を占めるばかりでなく、これ等の電力は、結局、トンネル内に蓄積されて夏季の蒸し暑さを助長し、地下鉄サービス上の最大の欠点となっているからである。

もう一つの地下鉄の欠点は騒音である。一般にうるさいことの標準に「地下鉄並み」とか、「地下鉄以上」とか言われているくらいなので、この騒音をできるだけ小さくすることが望ましい。

次に、最も重要な安全の問題であるが、地下のトンネル内を走る地下鉄においては、特に、乗客の混乱や、事故復旧のむずかしいことを考えて、脱線・衝突等の事故は皆無にしなければならない。この点、地下鉄の保安設備は、従来とも、地上の鉄道より格段の進歩を遂げており、自動列車制御(A.T.C.)装置・列車無線装置・非常発報装置等が完備している。安全についても一つ、列車火災の問題があるが、先般の地下鉄の火災事故にかんがみ、地下鉄車両の防火基準いわゆるA-A基準を格段と厳格にすることが運輸省で検討されているのはまことに結構なことで、これに従えば万全を期するものと思う。

次に、車両故障であるが、近年著しく減少してきてはいるが、なお、1カ月に2、3件列車の運行を支援する故障が発生しているのは遺憾であって、将来はmaintenance proofに近い車両設計として、故障防止とあわせて修繕費の大幅節減を計るべきである。

以上を要約すると、結局、将来の地下鉄電車は：
「40年間の使用に耐えて、少しも陳腐化せず、通勤輸送時にも閑散

時にも、その輸送にマッチした最良のサービスを提供し、電力消費量は格段に節減されて、防熱・防音効果が高く、絶対に列車事故や火災事故を起こさない安全性を保ち、保守が容易で、かつ保守費のきわめて安い車両」でなければならない。しかも「これらの条件を満たすのに在来車に比べてあまり高価とならず、十二分に経済的な車両」であることが必要である。

「そんなことができるのか？」という質問に対して、私は「できる」と答えたい。現在日本にある高度の新技术を全面的に活用すれば、このように欲張った要求も容易に実現しようとする。これにはユーザーと各種メーカーのエンジニアが緊密に協力することはもちろん、各企業体内で経営責任者と技術者が深い相互信頼をもつことが必要であって、このような人のcombinationができれば、新しい電車の中に新技术のcombinationを達成することは少しも難事ではないと思う。

「そんなことができるのか？」という質問は、実は愚問であって、「やるか、やらないか」だけが問題である。やればできるし、やらなければならないのである。

以下、今回の試作電車の具体的構想と、将来の展望について述べよう。

4. 回生ブレーキ付きサイリスタチョップ制御装置

昭和40年の春ごろ、三菱電機さんから「サイリスタを利用した直流電車のチョップ装置を見てもらいたい」と言うお話があり、伊丹製作所で実際に見せていただき、いろいろ説明を伺った。私は直感的に「これはいける」と思った。実は、私は在来のカム式抵抗制御について「いやな感じ」をもっていたのである。それはあまりに複雑であり、したがって故障率も高い。たとえば、営団・日比谷線の車両は、力行77段、ブレーキ67段というおそらく世界でも最も多段の制御装置を使用しており、確かに乗りごころは世界最高水準であるが、一方複雑なことも世界最高水準であろう。あれが老朽化し、ガタがきたらどうなることかと考えるだけで頭が痛くなる。その点、チョップ制御はその原理がきわめて単純である。単純な原理は、簡素で故障の少ない装置の実現を可能にし、また、将来無限の進歩の余地を残す。ただ、最大の問題点は誘導障害であろうと思った。

昭和40年7月、営団・荻窪線の方南町支線において、わが国で初めての直流通サイリスタチョップのパラックセットを備えた試験車がテストされた。これは600ボルトの区間で、2個のモータを制御するものであったが、一応成功裏に試験を終了し、「何とかものになりそうだ」と思われた。

昭和41年4月には、第2回目の現車試験を行なった。これは1,500ボルトの日比谷線において4個のモータを制御するものであった。引続いて5月、同線において日立製のチョップ制御車の試験を行なったのである。その結果、1,500ボルト区間でサイリスタチョップ制御が行なえる確信をもつに至った。しかし、これらのチョップ装置が瞬時値制御であったので、チョッピングの周期が変化し、かつ周波数が全般的に低かったために誘導障害ははなはだしかった。

以上の経験を生かして、昭和43年2月に3両編成の第一次試作車が完成したが、これには、三菱・日立両社のチョップ制御装置を装備し、それぞれ試験しうものとした。この試作車は目下試運転中であるが、両社の装置は共に平均値制御方式でチョップ周波数も定周

波に近く、かつ三菱製は800Hz、日立製は200Hzという比較的高いものであるから、誘導障害の心配はほとんど無い模様である。さらに、この試作車にはチョップ装置による回生ブレーキを採用したことにより、電力消費量は1/3程度節減しうと予想されるに至った。また、チョップ制御装置はほとんど無接点で、可動部分が無いので、将来はmaintenance proofに近いものとなることが期待できよう。

また、無接点素子が速応性であることにより、粘着係数の向上が計れ、列車の編成を6M4Tとしても、在来のカム式抵抗制御車8M2Tと同等程度の走行性能が得られる利点もある。これについては今回の一次試作車のテストによって確認された。

目下、6両編成の第二次試作車の設計を鋭意進めており、来年5月完成予定である。この試作車の電力消費量は、在来の東西線の車両に比べて半減することができそうである。

営団の年間動力用電力費は9億円余に達する。これは資本費（利子および減価償却費）を除く総経費の約10%に当たり、人件費を除く物件費の30%に相当する。これを半減しようということは経営上非常に重大なことである。

しかし、私はこれでもまだはなはだ不満なのである。抵抗器という電力の浪費物を取り去ったチョップ制御車両が、駅間距離が短かくて走り出したと思うと直ぐにブレーキをかけるような地下鉄線を運転していながら、しかもなお半分の電力を消費するということは全く納得できないのである。これは結局、電力が銅損・鉄損・機械的摩擦・空気抵抗・騒音等のいろいろなエネルギーロスとして浪費され、究極は熱としてトンネル内に蓄積されて、夏季乗客を悩ますことになるのである。今後は、これ等のエネルギーロスを徹底的に追究し、電力消費量の大幅な節減を計るべきであると考えます。

5. 電気指令式電空併用ブレーキ装置

在来のブレーキ装置がまた「いやな感じ」である。すなわち、運転事故となった車両故障の原因の中で、制御装置と並んで断然王座を占めているのがブレーキ装置なのである。現在、地下鉄電車に使用されているブレーキ装置は、直通管に空気を込めることによってブレーキを指示し、各車両に伝達するようになっているため、応答性は大変におそい。また、ブレーキ装置に空気をを用いることは各種の改良にもかかわらず、気中に含まれるじんあいのために故障を起こし勝ちで、しかも、危険側の故障を発生する可能性を秘めている。

そこで、今回電気指令式のブレーキ装置を採用したのであるが、この装置は最近高度に進歩したパルス技術を活用し、ブレーキ指令としては電気信号のみによるものとなっている。また、この装置の設計に当たっては、fail safeの概念が貫かれ、危険側の故障の発生は皆無となるようにしてある。圧縮空気は、ただ、末端において補助的にブレーキをかけるのに使われるに過ぎない。

この電気指令式のもう一つの大きな長点は応答性がきわめて高いことで、これによりチョップ装置による回生ブレーキと完全に一体となって作用させることができるのである。

6. 主電動機

近年、絶縁材料の進歩に伴う主電動機の小形軽量化はまことに目ざましいものがある。さらに、第二次試作車においては、弱め界磁制御を廃し、全界磁制御の電動機を用いてサイリスタチョップ制御の利

点を最大限に発揮する案が提案されているが、まことに適切な着想である。ここで、私が特に希望したいのは、今後は高速・軽量・小形化等よりもむしろ「効率の高い電動機」ということを是非第一目標に掲げて、電力消費量の大幅節減に寄与してもらいたいことである。なぜならば、経済的見地からは電力の節約こそ直接有効だからである。

7. 試作車のその他の設備

試作車はアルミニウムの車体を用い大幅な重量軽減を計った。東西線のステンレス鋼製車の構体が9.5トンであるのに対し、この試作車は5.0トンとなり4.5トンの軽量化が計り得た訳であるが、第二次試作車については、さらに1.0トン程度の重量軽減を達成する予定である。電力消費量はほぼ電車の重量に比例するので、その軽減は電力節減にそのまま響いてくる。

車体の側面下部には薄いアルミニウム板のスカートを設け、その内面には吸音材を吹きつけ防音効果を上げることになっている。車内の設備は混雑時にも、閑散時にも共にできるかぎり快適であるよう考慮した。たとえば、シートは、ラッシュ時には奥行きが比較的浅いベンチのような形であるが、閑散時には車掌のいっせい操作によって丁度

ソファーのように、奥行きが深く背ずりが傾斜した形となる等の細かい配慮がされている。また、開通後年数を経るとトンネル内の気温が高くなる点を考慮して冷房装置を取り付けられるようにした。

その他、台車や保安設備は大体従来どおりであるが、これらは現状でも世界最高水準のものと確信している。

8. む す び

以上のような構想により、最初に掲げた「長持ちして、陳腐化せず、通勤時にも閑散時にも良質のサービスを提供し、電力消費量が飛躍的に小さく、防音・防熱効果が顕著で、保安度が高く、maintenance proofで、保守費の格段に低廉な車両」と言う構想は今や実現しようとしており、さらに、第二次試作車についてこれをなおいっそう推進したいと思っている。なお、このような車両の製作費が比較的低廉で十二分にペイするものであるよう、今後さらに研究努力を重ねていただきたい。

この第二次試作車が成功すれば、今後の地下鉄新線にはすべて本形式が採用されることになろうし、また、広く国内・国外の近郊高速電車が同調することも期待できるであろう。

試作車用電機品の大要

松田新市*

Outline of Electrical Equipment for Subway Cars

General Manager, Heavy Machinery Division

Shinichi MATSUDA

The Teito Rapid Transit Authorities who took up the most up-to-date electrical equipment then in 1953, has now a project of employing chopper control as an unrivalled attempt. The progress of the chopper control is reviewed herein in comparison with application of semiconductor technique to AC locomotives in Mitsubishi.

It is considered that necessary performance has been made available with a primary car built for trial. However, a problem remains how to reduce the weight and volume, for which considerable effort is to be needed.

1. ま え が き

帝都高速度交通営団試作車電機品特集号の稿を起すに当たって、三菱電機誌昭和28年第27巻第12号帝都交通新線開通特集号をひもといて見た。

当時丸の内線用として選ばれた新車用電機品の形式は、最新なものであると同時に世界において最も実績のあるものであった。すなわちニューヨーク地下鉄が使用し始めた760両が世界最大であり⁽¹⁾、長年調査研究の結果生れたものであった。さらにこれと同じ機器をストックホルムの地下鉄が260両発注し、使用していた。これら同形式の電機品をウェスチングハウス社（以下W社と略す）と提携関係にある当社が製作に当たった訳である。わが国において最も新しい形式として、WN駆動装置、高速度電動機、電磁空気操作の単位スイッチとカムスイッチを主体とした制御装置、電空併用のSMEE形ブレーキ装置等が採用された。

その後15年を経過したが、このときの電機品が基礎となって電鉄技術は今日の繁栄を築き上げたものである。すなわち、

(1) WN駆動装置は狭軌用にも適用できるように設計変更され、わが国の電車用可とう（撓）継手の分野を折半し、インド国鉄向け機関車の駆動装置に拡大され、さらには国鉄関門トンネル向けEF30形およびスペイン向け電気機関車の1台車1電動機の継手にも範囲を広げている。また東海道新幹線の駆動装置に採用され、わが国過半数の駆動装置を占有し、すでに7,000台以上の製作実績を示している。

(2) 高速電動機は絶縁材料の進歩と絶縁工作法の改良によって、ますます小形軽量となり、しかも大容量化が可能になってきた。ライザ部のTIG溶接、密封形軸受方式の考案等によって点検周期は延長されている。

(3) 制御方式はショックのない加速、減速、デッドタイムのないブレーキ制御等の性能を生かしながら、単位スイッチ方式から多段式カム軸方式に移行してきた。

(4) 電空併用ブレーキ装置は一般私鉄向けとして、HSCD方式として重用されている。

すくすくと伸びてきた15年の技術が、今や半導体技術の進歩によって大きく転換しようとしている。このときに当たり半導体応用技術の跡を振り返って見るのもむだではないと思う。

2. チョップ制御開発の歴史

サイリスタの性能向上とともに、昭和38年1,500Vまたは600V用のインバータの検討が始められ、同時に直流チョップ回路の検討が開始された。

昭和39年には種々のチョップ回路およびその制御方式の基礎試験が行なわれ、各方式の比較検討が行なわれた。

昭和40年にはフォークリフトを蓄電池電源からチョップ制御する具体案も検討されたが、当社としては電機品のみでは価格面で成り立たないということで深くは進まなかった。

昭和40年4月サンフランシスコ湾鉄向け試作のW社チョップ装置の概要が出張者によってもたらされ、チョップ装置の将来性に自信を得た次第である。そのときの報告に

(1) 回生しなければ効率向上は5~10%しか期待できぬ。

(2) 回生をやればラッシュ時変電所の容量そのままでも列車本数を増加できる。

(3) 回生をやれば地下トンネルの温度上昇が押えられる。

などと回生の効用を多く述べているのであるが、その後の方式決定に当たってはデッドセクションが多い、回生用変電所が必要、未経験等の理由によって回生方式は見送られている。

昭和40年7月、当社独自で開発を進めていた試作品1号機、600V 200Aのチョップ装置が完成し、帝都交通荏窪線において、主電動機2台を制御して、現車試験が行なわれた。

昭和41年1月国鉄新幹線用試作の発電ブレーキ用の2号機、1,000V 1,000Aのチョップ装置が完成し、渦電流ブレーキ・油圧ブレーキとの組合わせ試験を実施した。

昭和41年4月試作品3号機、1,500V 600Aのチョップ装置を完成し、75kW電動機4台を制御して、帝都交通日比谷線および阪神電鉄において現車試験が行なわれた。

その間電気自動車に効率のよいチョップ制御の適用が具体化し、回生ブレーキ付きとしてチョップ制御試作車が製作され、昭和41年12月NHKテレビに映し出された。現在当社においてはなお種々の方式が検討されつつある。

昭和42年10月には帝都交通第一次試作車用チョップ装置、1,500V 1,000Aが製作され、95kW電動機8台制御の容量を有している。回生ブレーキ付きであって、本特集号にその詳細ならびに現車試験結果が述べられる。

3. 交流機関車制御進歩の歴史との比較

半導体応用技術の進歩を国鉄納入の当社交流機関車においてみれば次のとおりである。

昭和30年 ED 451 形 イグナイトロン 交流機関車が初めて仙山線に現われ、昭和32年 ED 70 形 イグナイトロン 量産車が北陸線を走った。

昭和35年 EF 30 形 交流直電機機関車がシリコンダイオードを積んで、関門トンネルに現われた。

昭和37年 EF 70・ED 74 形 交流機関車にシリコンダイオードが本格的に採用された。制御方式は高圧 タップ 切換器方式であった。

昭和38年 ED 75 形 交流機関車はシリコンダイオードを積み、低圧 タップ 切換方式となり、磁気増幅器による ノッチレス 制御が採用され、昭和39年から量産され、今も製作が続けられている。

昭和41年 ED 75501 形 全サイリスタ制御の交流機関車が、北海道電化の試作車として現われた。

昭和42年 ED 77 形 全サイリスタ 制御の量産車が現われた。

昭和43年 ED 78・EF 71 形 全サイリスタ 制御、回生制動付量産車が現われた。

イグナイトロン 機関車が出現して以来13年の歴史を経て、

(ダイオード+タップ 切換器)→(ダイオード+タップ 切換器+磁気増幅器)→(サイリスタ 力行制御)→(サイリスタ 力行ならびに回生制御) の変遷・進歩を遂げている。

交流架線方式はもともと電圧制御が可能であるため、直流架線方式と同一に論ずることはできないが、半導体応用技術の進歩という点からみれば相似た経過をたどっているものと思われる。もっとも、サイリスタに関してはチョップ制御用の素子はターンオフ時間の短いものが要求され、技術的にむずかしい素子であり、回路方式のむずかしさとも関連し、交流方式より数年遅れることはやむを得まいと考える。

直流架線方式においては上記したように、昭和28年ごろは18ノッチ程度の制御器で必要な性能はすべて満足されていたと考えられていたのであるが、高加減速・乗りごころ等の面からさらに多段式の制御方式が要求され、昭和35年には超多段式 パーコ付きカム式制御器が帝都交通日比谷線に納入された。制御系が無接点化されたことによって精度も向上し、このような精巧な制御器の製作に成功したのであるが、保守の面はやはり複雑化しただけめんどろにはなったことと思う。現在カム式制御器の機構をできるだけ簡素化し、すなわち一軸一回転にすると、軸受部分の給油方式を検討するかして、保守点検周期を延長するように努力している。しかしながらカム式制御器は可動部分を持ち、抵抗の開閉、回路の切換えを行なうものであるから、摩擦や固じゅう（渋）を絶無にすることはで

きない。

大容量サイリスタの出現によって、主回路の無接点化の可能性が生れ、チョップ制御器の研究となった訳である。チョップ制御器は直流電圧の変換が可能であり、前述した交流架線方式の電圧制御に相当する方式であり、力行時抵抗器が不要となる。さらに回生制動を行なえば制動抵抗器も不要となり、電力消費は減少し、トンネル内の温度も低下し、理想的な制御方式となるであろう。

4. 試作車用電機品の大要

第一次試作車は3両の電動車であり、うち2両に当社のチョップ制御器とカム式制御器がおのおの取り付けられ、おのおの切換えて95kW 電動機8台を制御するものである。

小形軽量の主電動機、多相多重チョップの理論と誘導障害問題の解決、MBF 形電気指令による電空併用プレーキ方式、IC化したATC装置、新形カム式制御装置については本誌に詳述されている。

第一次試作車の現車試験結果が検討され、第二次試作車はチョップ装置専用となった。また、一次車計画の8M2Tが二次車では6M4Tとなり動力が集中化された。一次車は弱界磁を使用した。二次車は回生率の向上と器具の簡略化のため全界磁のみとなった。重量軽減のため結合リアクトル方式を採用する。このようにして実用化へと前進し、量産試作第一号としたいものである。

なお上記カム式制御器は、そのほとんどを東西線新車のモデルチェンジに活用できたことを関係者ご一同に感謝する。

5. む す び

首都圏の膨張と新線計画をみると、

- (1) 新線が次々と計画、実施されてゆく。
- (2) 従来車との互換性不要の高性能車が要求される。
- (3) 郊外まで相互乗入れ可能の高速性能も要求される。
- (4) 電力消費の減少がトンネル温度低下に必要。
- (5) Maintenance Proof が要求される。

等の条件があり、メーカーとしては技術の粋を尽した電機品を常に準備して置く必要があり、世界で最先端を進んでおくことが必要である。自主技術の確立が強く叫ばれている現在、最新の技術をご試用いただける顧客を有することは私達一同大いに感謝するところであり、ご期待に沿うべく努力、研究を重ねる所存である。

帝都高速度交通営団関係各位のご指導、ご援助に厚く感謝するとともに、今後のご指導、ごべんたつをお願いする次第である。

参 考 文 献

- (1) 東：地下鉄新幹線計画について、三菱電機 27, No. 12 (昭28)

主電動機および車両性能

浅 越 泰 男*・久 山 研 一*

Traction Motors and Train Performance

Itami Works Yasuo ASAGOE・Kenichi KUYAMA

Traction motors for use on electric cars built for trial operation on the line of the Teito Rapid Transit Authorities are possessed of characteristics suitable for both chopper control and resistance control, being WN drive machines having one hour rated output of 95 kW. With heat resistant polyamide used as a main material of their insulation, they are epochal products with which reduction in size and weight has been accomplished. Through the introduction of new techniques such as connecting commutator risers and armature coils by TIG welding and sealing off the shaft bearings, it is aimed at to have no failure and simplification of the maintenance. During the period of regenerative braking, about 39 % regeneration is expected by joint use of chopper control and weak field control.

1. ま え が き

このたび帝都高速度交通営団で試作された3両の地下鉄車両は将来の同営団の電車の設計を定めるためのプロトタイプであって、長期間にわたる走行試験によって各機器の性能を確認し量産に結びつけるためのものである。現在営業運転を行なっている営団地下鉄4線の内日比谷線・東西線は他私鉄あるいは国鉄と相互乗入れを行っており、現在建設中あるいは計画中の路線もやはり相互乗入れが計画されているから、今回の試作電車の計画にあたっては地下線走行における性能はもちろんのこと、地上における高速走行性能もすぐれたものとなるよう十分の考慮をはらった。

試作電車は3両であって、これに積載した各機器を順次使用して走行試験を行なうのであるが、電機品の設計にあたっては将来最大10両編成で使用されることを想定して、容量の選定・システムの設計などを行なった。試作電車にはチョップ制御装置とカム式抵抗制御装置とが装架されて試験が行なわれるので、主電動機はどちらの制御方式にも適したものとしなければならない。主電動機の定格および特性はチョップ制御をも考慮しつつ、従来の抵抗制御の考え方に基づいて決定したが、電気設計および構造設計の面でチョップ制御に適するように十分の考慮をはらった。

また電動機および駆動装置の設計・製作にあたっては最新の技術を積極的に採り入れ、小形軽量化をはかるとともに、保守の軽減を目ざした。

2. 車両性能および主電動機容量

次のような10両編成電車を想定して性能検討を行なった。

- | | |
|----------|---|
| (1) 編 成 | Tc M ₁ M ₂ M ₁ M ₂ M ₁ M ₂ M ₁ M ₂ Tc |
| (2) 自 重 | M ₁ : 34.5 t M ₂ : 32.5 t Tc : 31 t |
| (3) 架線電圧 | 1,500 V DC |
| (4) 車輪直径 | 860 mm |
| (5) 荷 重 | 定 員 : 8 t/車
満 員 : 20 t/車 |

編成については最近の一般的な傾向として、おもに経済的な理由から編成内のT車(付随車)の比率を増す方向にあるが、地下鉄車両としての特殊性から、先行故障列車を後続車でこう配(35%)押上げ可能、および1制御ユニットを解放しても最急こう配で起動可能

という条件を満たすために、8M2Tとなった。車両はアルミ車体の軽量車とし、冷房を取り付けるものとして重量計画を行なった。架線電圧は相互乗入れの関係上、また車輪直径は地下路線における曲線通過の容易さから、それぞれ1,500 V, 860 mmと決定された。

営団地下東西線の電車は最大10両編成時に8M2Tとなるように計画されているので、今回の試作電車の性能も東西線電車をベースとして考え、10両編成時に東西線電車の性能を下まわらないように、次のように定められた。

- | | |
|------------|--------------------------------------|
| (1) 出 力 | 1時間定格 3,040 kW (95 kW 主電動機
× 32台) |
| (2) 加速度 | 3.5 km/h/s |
| (3) 減速度 | 4.0 km/h/s (常用最大) |
| (4) 最高運転速度 | 100 km/h |
| (5) 定格速度 | 約 35 km/h (全界磁において) |

性能曲線を東西線電車と比較して図2.1に示す。

このようにパフォーマンスの面から主電動機1時間定格を95 kWと

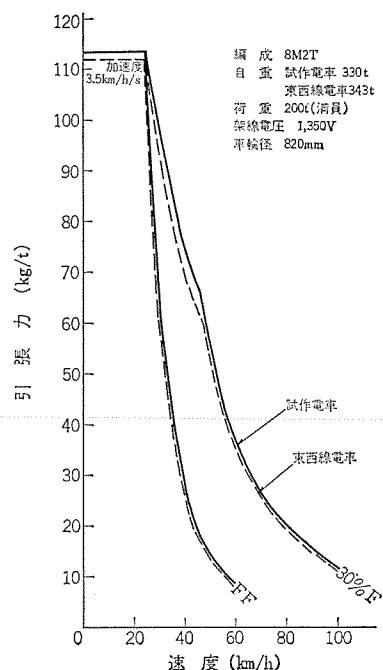
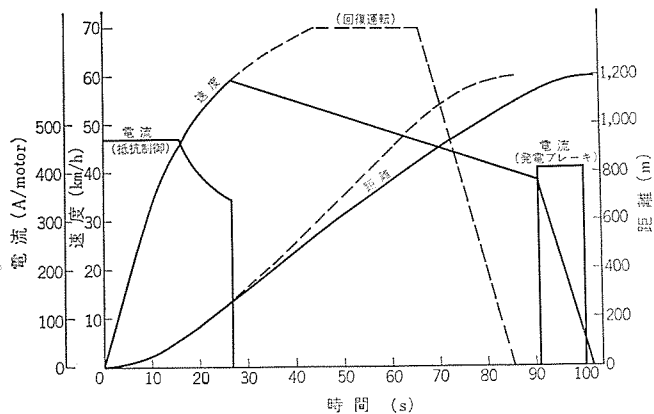


図 2.1 電車性能曲線
Performance curves.



編成	8 M 2 T	表定速度	34 km/h
総重量	530 t (満員)	停車時分	25 s
架線電圧	1,350 V	等価こう配	4.7%
車輪径	820 mm	最大運転速度	70 km/h
加速度	3.5 km/h/s	RMS 電流	233 A (81.7%)
減速度	3.5 km/h/s	比電力消費	53.0 WH/tkm
平均駅間距離	1,200 m	回復運転余力	16.1%

図 2.2 ティピカルランカーブ (地下)
Typical run curves (Subway line).

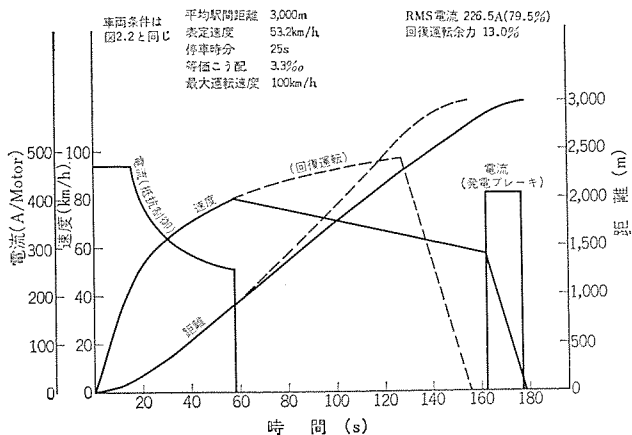


図 2.3 ティピカルランカーブ (地上)
Typical run curves (Ground line).

仮定したが、熱的にこの容量で十分であるかどうかをチェックするため、地下線および地上線の標準駅間を設定してティピカルランカーブによる検討を行なった。ランカーブを図 2.2 および図 2.3 に示す。地下は表定速度を 34 km/h として計画したが、主電動機の熱的な余裕および回復運転余力ともに適当な値を示している。地上運転は駅間距離が長いので地下運転に比べてはるかに楽である。

3. 回生ブレーキ性能

チョップ制御を行なう場合は回生ブレーキを使用するが、チョップによる回生ブレーキは原理上主電動機の発生電圧が架線電圧より低いときにしか電力回生を行なうことができない。この点から考えると主電動機の定格速度を高くとるほうが、高い速度から回生ブレーキをかけることができるので有利であるが、今回の試作電車では同じ主電動機をカム式抵抗制御にも使用するので、この場合は定格速度を上げると抵抗器に消費される電力損失が大きくなって不利である。したがって主電動機定格速度は在来の抵抗制御の電車と同じ 35 km/h 程度とし、高速での回生ブレーキは弱界磁制御を行なってブレーキ力の不足を補なうこととした。回生ブレーキの可能限界と実際の回生ブレーキ時のパフォーマンスを図 3.1 に示す。回生ブレーキの可能限界は高速域では主電動機に許容できる最弱界磁率の制限によって定まり、

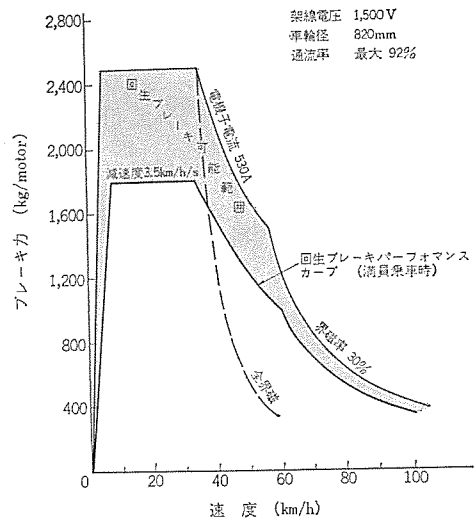


図 3.1 回生ブレーキ特性
Regenerative braking performance curves.

表 3.1 電力量一覧
List of power consumption.

条件	編成	8 M 2 T	平均駅間距離	1,200 m
	総重量	340 t	表定速度	34 km/h
	加速度	3.5 km/h/s	停車時間	25 s
	減速度	3.5 km/h/s	等価こう配	0%
	架線電圧	力行	チョップ制御式	1,500 V
		抵抗制御式	1,350 V	
	回生	チョップ制御式	1,650 V	
単位 kWh				
制 御 方 式		チョップ制御	抵抗制御	
力 行	力行消費電力	15.29	16.53	
	主電動機消費電力	14.09	16.28	
	平滑リアクトル損失	0.36	—	
	フィルタリアクトル損失	0.04	—	
	回路配線損失	0.24	0.25	
回 生	回生電力	5.98	—	
	主電動機発生電力	6.53	—	
	平滑リアクトル損失	0.21	—	
	フィルタリアクトル損失	0.04	—	
	回路配線損失	0.05	—	
総 合 電 力 消 費 量		9.31	16.53	
(抵抗式を 100 とした割合)		(56.4)	(100)	
回 生 率 %		39.1	—	

中速域・低速域では許容できる電機子電流の制限によって定まる。今回の試作電車は地下線内では実用上ほとんど回生ブレーキだけで全ブレーキ力をまかなうことができるように特性を定めてある。地上運転で高速からブレーキをかける場合は、ブレーキ力の不足分をエアブレーキで補足する。

このような回生ブレーキの使用によってどの程度の回生率が期待できるか、また電力消費量をどの程度減少できるかをティピカルランカーブによって求めた結果を表 3.1 に示す。すなわち車両における回生率は約 39% であって、抵抗式制御に比べて電力消費量は約 56% となる。

4. 主電動機および駆動装置要目

このようにして選定した 95 kW 主電動機および WN ドライブ駆動装置の諸元は次のとおりである。外形図を図 4.1 に示す。

4.1 主電動機

形 名 MB-3131-D 形

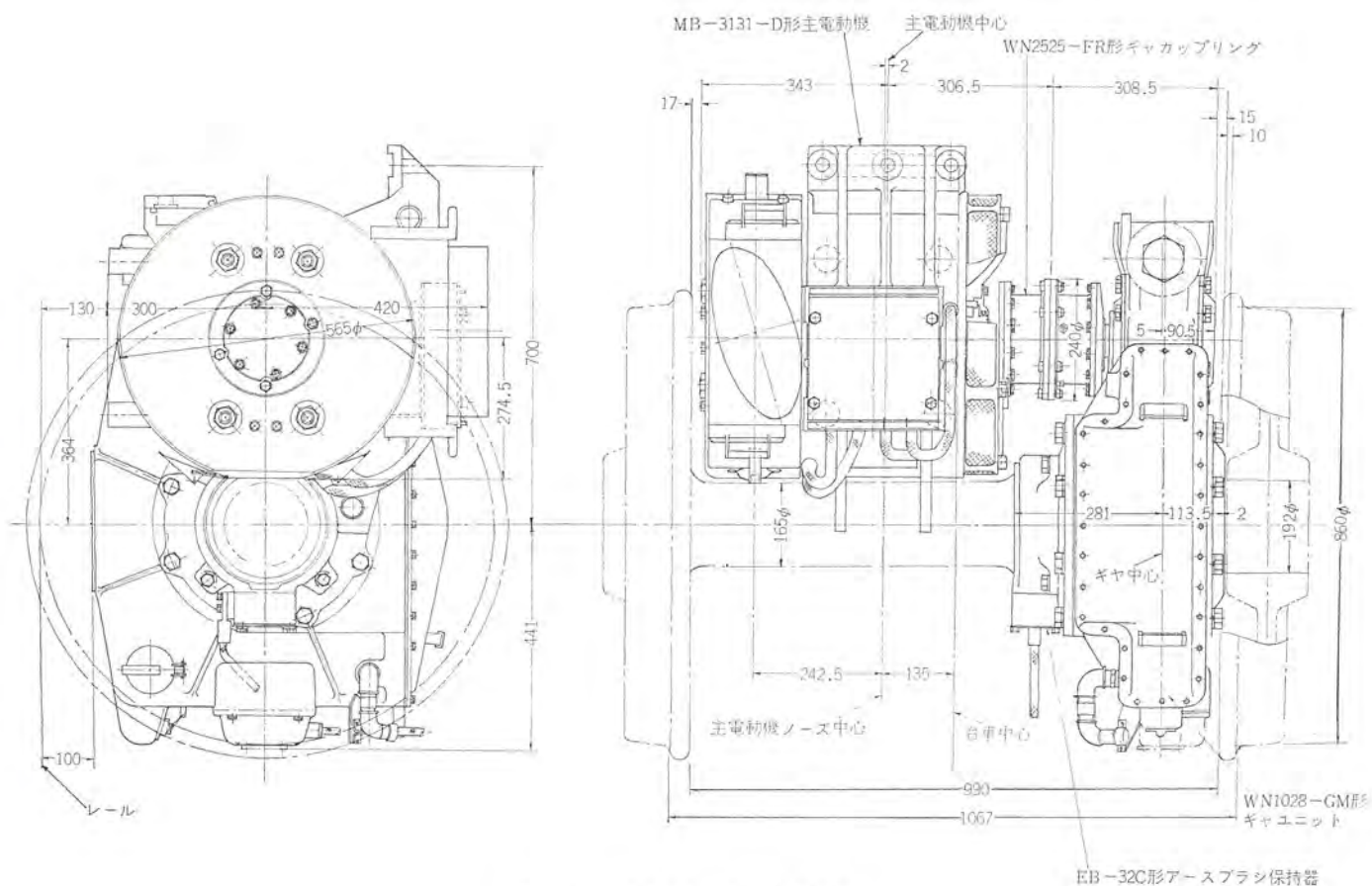


図 4.1 主電動機・駆動装置外形図
Outlines of traction motor and driving gears.

形 式	直流直巻補極付，台車装架式，自己通風式
1時間定格	95kW 375 V 285 A 1,650 rpm (75% 界磁)
最弱界磁率	30%
試験最高回転数	5,000 rpm
許容過電圧	1,100 V (全界磁，発電ブレーキ時)
絶 縁	F 種
重 量	620 kg
特性曲線	図 4.2 に示す。

4.2 駆動装置

(1) ギヤユニット

形 名	WN-1028-GM 形
形 式	1 段減速 シングルヘリカル ギヤユニット
歯車比	98/15=6.53
歯 形	モジュール 6，圧力角 26°
ねじれ角	21°
重 量	400 kg

(2) ギヤカップリング

形 名	WN-2525-FR 形
形 式	ダブルインタルエキスタナルギヤ式 クッション式
許容軸変位	両軸偏心 最大 ±13 mm 軸方向 最大 ±10 mm
重 量	25 kg



図 4.3 MB-3131-D 形主電動機
Type MB-3131-D traction motor.



図 4.4 WN-2525-FR 形ギヤカップリング
Type MN-2525-FR gear coupling.

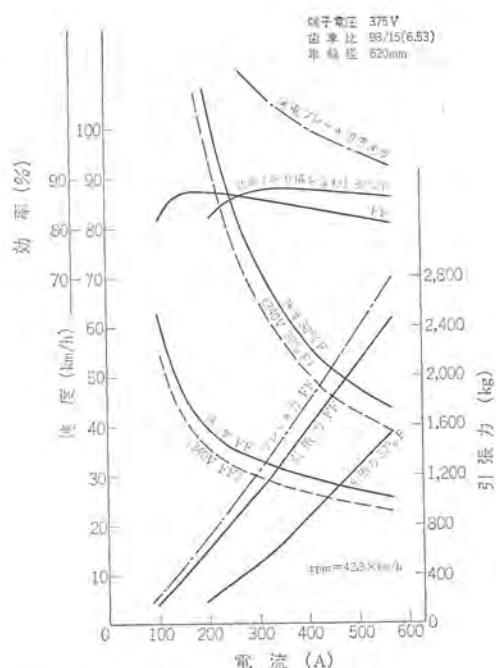


図 4.2 主電動機特性曲線
Type MB-3131-D traction motor characteristics.

5. 特長および構造

5.1 主電動機

(1) 狭軌用 WN ドライブ 主電動機として標準的な外形および構造を有している。従来 75 kW を収容していた大きさに、新しい耐熱絶縁材料の使用、エポキシウニス 真空加圧含浸技術の進歩などによって、95 kW の容量が余裕を持って収容されている。最高回転数は 5,000 rpm と高く、また過電圧耐力も 1,100 V と高いので、使用領域のきわめて広い主電動機である。

(2) 試作電車用主電動機で最も特筆すべきことは新しい三菱耐熱絶縁システムの採用である。最近の高分子化学工業の進歩によって新しい有機耐熱絶縁材料が次々と開発されているが、当社ではその中から耐熱ポリアミド絶縁紙(米国デュポン社商品名ノメックス)、および耐熱ポリイミド絶縁フィルム(同カプトン)を、従来のマイカにとって代わせた新しい絶縁システムの開発に努力を払ってきた。数次にわたるモートルテスト、パーテストおよび製品テストを繰り返して最終的な絶縁システムを決定し、これを製品に適用できる自信を得たので、今回の試作電車用主電動機の電機子コイル絶縁にはじめて採用した。

電機子コイルの絶縁組織を図 5.1 に示す。ノメックスにはポリアミドの繊維と粉末とを混合したものを、抄紙してロールがけをした 410 タイプとロールがけをしない 411 タイプがあるが、電機子コイルの絶縁には密度の高い 410 タイプを使用している。図 5.1 に示すようにターン絶縁およびアース絶縁にはノメックスを使用し、含浸されたウニスの保持とコイルエンド部の絶縁補強の目的でカプトンを補助的に使用している。ノメックスの耐電圧はマイカとほぼ同じであるが、従来の絶縁システムにおけるガラステープのようなバインダを必要としないので、絶縁厚さを薄くすることができ、みぞ(溝)内のスペースファクタが向上する。同一寸法の電機子みぞに従来のマイカ絶縁システムと新しい耐熱絶縁システムを適用した場合の導体寸法の比較を表 5.1 に示した。

材料そのものの耐熱区分はノメックスは H 種、カプトンは C 種(220°C)であるが、含浸ウニスとして F 種無溶剤エポキシウニスを使用しているので、電機子としての絶縁クラスは一応 F 種と称している。真空含

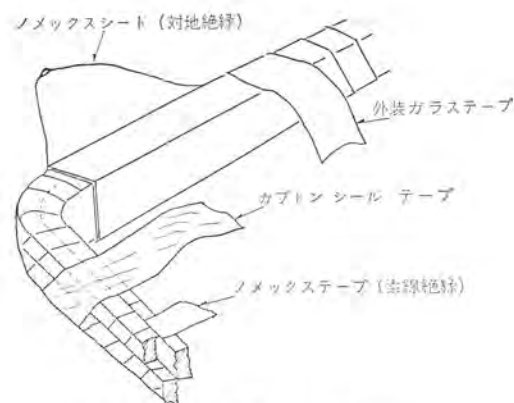


図 5.1 電機子コイル絶縁システム
Armature coil insulation system.

表 5.1 新耐熱絶縁によるみぞ内スペースファクタの向上
Improvement of space factor by new insulation system.

絶縁システム	新耐熱絶縁システム	従来のマイカ絶縁システム
導体寸法 mm×mm	2.5×4.3	2.2×4.0
導体総断面積 mm ²	125.3	101.8
スロット断面積 mm ²	224.2	224.2
導体スペースファクタ %	56.0	45.4

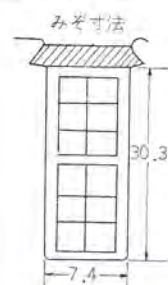


図 5.2 TIG 溶接ライザ
Commutator with TIG welded riser.

浸されたエポキシウニスは特殊な方法により絶縁層内で完全に保持された状態でキュアし、エポキシ一体固化絶縁を完全なものとしている。

(3) 整流子ライザと電機子コイルの接続は TIC 溶接(タングステン電極不活性ガス溶接)によって行なっている。主電動機絶縁の実質的な耐熱性の向上が行なわれてくると、従来のんだ接続によるライザ接合部は電機子における熱的なウィークポイントとして浮び上がってくる。これを解決し、さらにライザ接続部に起因する電機子事故の皆無をはかるために TIG 溶接による接続方法を開発し、この主電動機にも適用した。溶接はライザの端面だけで行ない、溶け込み深さは約 2 mm であるが、通電容量上からも強度上からも十分であることが確認されている。溶接ライザの写真を図 5.2 に示す。

(4) 電機子軸受には密封軸受を使用している。保守の軽減をはかるため、軸受グリスを 3 年間補給することなしに連続使用することを目指したが、このためにグリスを軸受内に封入してシール板で密封し、グリスの流出とごみ浸入を防止する構造を持ったいわゆ

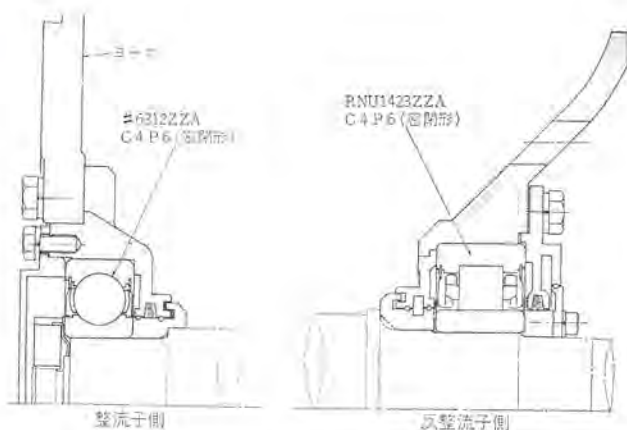


図 5.3 密封軸受 Sealed type bearings.

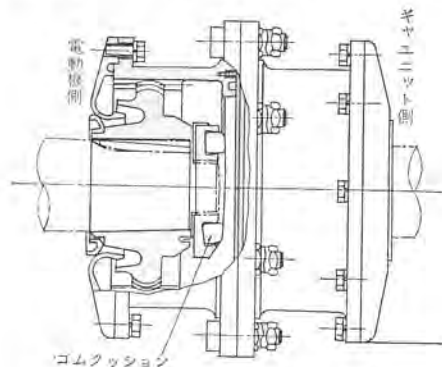


図 5.4 クッション式ギヤカップリング Gear coupling with rubber cushion.

る密封軸受を採用した。構造を図 5.3 に示す。

またグリスはリチウム石けんのものを使用して、分離・劣化を最小限にとどめるようにした。

(5) チョップ制御を行なう場合は主電動機は脈流で使用されるので、脈流の影響について検討を行なう必要があった。脈動分が大きい場合にはヨークの一部を積層したり、主極を抵抗で分路したりする必要があるが、今回の試作車では主電動機の脈流率は約 7%におさえ、補極コアを積層する以外は特別の脈流対策を講じなかった。試験結果から見ても脈流による整流および温度上昇への影響はほとんど無視できる。またチョップ制御による電流脈動の周波数が、主電動機・駆動装置および車軸から構成される駆動系のねじり固有振動数に共振する可能性が考えられたので、チョップ周波数の選択に際しては共振を避けるように十分に意を用いた。現車における試験によっても共振を生じていないことが判明している。

5.2 駆動装置

(1) ギヤカップリングは従来インタルギヤのセンタリング用に使っていたつる巻きばねを廃し、軸端ナットに埋め込んだゴムクッションをストップとして使用している。構造は図 5.4 に示すとおりであるが、クッションと中心板との間には十分なすき間を持たせて通常はクッションと中心板とは接触しないようにしている。これによってばねによるアンバランスがなくなるため、高回転でも運転はきわめて静しゅうとなり振動も少なくなった。

(2) ギヤカップリングのオイルシールには Oリングを使用して油もれを完全に防止し、潤滑油をグリスとしたこととあいまって、1年半はまったく無保守で使用できるようになった。

(3) ギヤユニットには高圧力角歯形を使用してトルク耐力の増加をはかった。

6. 第二次試作電車用主電動機

これまでに述べた試作電車に引きつづき現在製作中の第二次試作電車はチョップ制御専用の電車であるので、主電動機についての考え方もさらに発展したものとなっている。第二次試作電車の主電動機の設計にあたっての考え方を以下に述べておきたい。

第一次試作電車の実績と経験に基づいて、第二次試作電車の設計にあたっては 1) 機器重量の軽減 2) 消費電力量の低減が主目標として打出された。これらの二つの目標は互いに密接な関係があり、消費電力量の低減をはかるためには回生率の改善も重要ではあるが、車両重量の軽減による力行消費電力の減少も考慮に入れて、総合した消費電力量(力行消費電力-回生電力)の低減を目標とすべきである。したがって回生率向上のためにいたずらに機器重量が増すことは極力避けるようにし、個々の機器について重量軽減と電力損失の減少をはかるだけでなく、電車を駆動するシステム全体としてながめたうえで車両重量が軽減し、消費電力量が減少することを目標とした。

この目標の実現のためにいわゆる全界磁主電動機を使用することとした。第一次試作電車では同じ主電動機をチョップ制御と抵抗制御に共用するため、定格速度も従来の車両と同じ程度(約 35 km/h)に選んだが(3 章参照)、第二次試作電車はチョップ制御専用であるから、チョップによる力行回生に適した定格速度を自由に選択できる。

第一次試作電車の回生ブレーキ特性は図 3.1 に示したとおりであるが、定格速度が低いため回生ブレーキだけで全ブレーキ力を負担できるのは車速 34 km/h 以下であって、それより高い速度では空気ブレーキを追加している。このために損失するエネルギーはかなり大きく、これが回生電力量を少なくする第一の原因となっていた。

これを改善するためには、最大ブレーキ初速に相当する速度以下では全ブレーキ力を回生ブレーキだけで負担できるようにすればよく、そのためには列車の全界磁定格速度を高く選んで、界磁制御を行わずに所要の速度域を全界磁回生ブレーキだけでカバーできるようにすればよい。列車全界磁定格速度を高くすると力行における電圧制

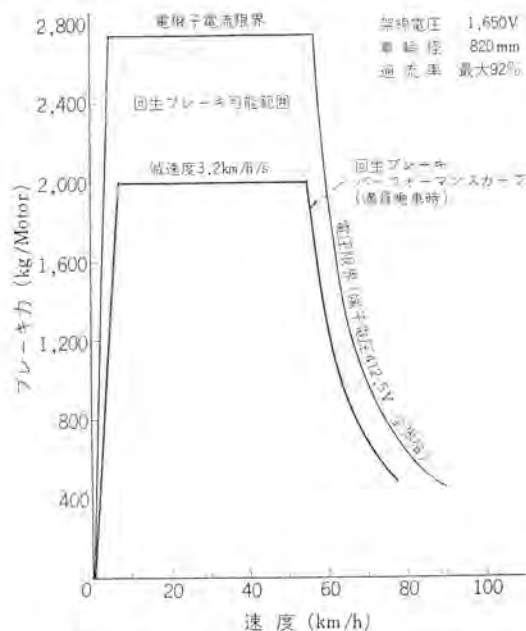


図 6.1 第二次試作電車回生ブレーキ特性 Regenerative braking performance curves.

御範囲が増すが、抵抗制御を行なわないからそれに伴う損失の増加はないと考えてよい。

また列車定格速度（全界磁における）を十分に高くとっておけば、弱界磁制御を行なわなくても必要な力行パフォーマンスが得られる。このため界磁制御用のスイッチ類・界磁抵抗・分流コイルなどの機器類が不要となり、大幅な重量軽減が可能になるという利点がある。

このような考え方によって決定した主電動機の要目は次のとおりである。

形 名	MB-3164-A 形
1 時間定格	145 kW 375 V 425 A 2,300 rpm（全界磁）
重 量	620 g
歯車比	$98/15=6.53$
車輪径	860 mm

定格速度 55 km/h

回生ブレーキ性能曲線は図 6. 1 に示すとおりであって、架線電圧が 1,650 V の場合には 55 km/h 以下の速度では回生ブレーキで全ブレーキ力を発揮できる。

7. む す び

試作電車用として最新の技術を取り入れた主電動機および駆動装置を製作し、工場試験および現車試験で所期の性能を確認することができた。今後は現車での使用後の状態を十分にフォローして、将来製作する主電動機をさらにレベルアップすることに努力をはらいたい。最後に試作電車用主電動機を製作する機会を与えていただいたうえに、設計製作にあたって親しくご指導いただいた帝都高速度交通営団の関係者各位に厚く感謝の意を表します。

回生ブレーキ付き新方式チョッパ装置

北岡 隆*・芦谷 正裕*
大野 栄一**・赤松 昌彦***

New type Chopper Control Equipment with Regenerative Braking

Itami Works Takashi KITAOKA・Masahiro ASHIYA
Central Research Laboratory Eiichi OHNO・Masahiko AKAMATSU

Remarkable is the latest progress in the application of semiconductor technique. Particularly outstanding is the advent of high voltage and high capacity thyristors which have widened the field of application to electric car control. Thyristor chopper control equipment introduced herein is of the most up-to-date method, which, by the employment of a multiphase system, enables the reduction of weight and prevention of inductive interference, these being of great effect and help to put it in practical operation. Furthermore, it permits regenerative braking that is good for reduction of power cost and lowering of the temperature rise in a tunnel. The article describes the development, and progress of the equipment and details of secondary trial cars under manufacture.

1. ま え が き

最近の半導体応用技術の進歩はめざましく、特にサイリスタの高圧化・大容量化と相まって車両制御装置にも大幅に応用されるようになった。すなわち、直流電車の主回路の無接点化のために開発されたチョッパ装置は数多くの特長を有しているが、特筆すべきは主抵抗器が省略できることと、効率のよい回生ブレーキが可能であることである。したがって無接点化による保守の簡易化と信頼度の向上、高速応答特性、円滑な制御特性による高粘着起動特性および乗りごちの改善、回生ブレーキによる電力消費の節減等の在来装置では得られない大きな利点がある。しかし一方チョッパ方式は、直流電流を裁断して使用するので原理的に電流の脈動を伴うので、これの対策を十分考慮しておかないと信号障害や通信誘導障害を発生する恐れがある。当社ではこの解決策として多相多重方式を完成し、これを適用することによって上記の欠点を完全に解決するとともに、装置の小形軽量化も大幅に達成することができたのである。以下は現在までの開発過程および第一次試作車の内容について詳述し、さらに現在製作中の第二次試作車の内容にもふれたい。

2. 新方式チョッパ制御

電気車のチョッパ制御においては、入力高調波による誘導障害や出力高調波による整流障害など、入出力交流成分の軽減と重量軽減とが相反する重要課題となる。

これらチョッパ制御方式が本質的に持っている、入出力交流成分を、入出力フィルタ装置のみで軽減することは、重量制約上至難であった。ここにチョッパ方式自体を新しく前進させる抜本策が必要となり、この本質的欠陥を克服したものが本章で述べる多相チョッパ方式である。以下、個別リアクトル式および結合リアクトル式の二つの多相チョッパについて概要を述べる。

2.1 個別リアクトル式多相チョッパ⁽¹⁾⁽²⁾

2.1.1 動作原理

基本回路を図2.1に示すように、 m 個の単位チョッパの出力側に別個の平滑リアクトルを設け、出力端で合成して負荷に給電するものである。各単位チョッパは一定位相差をもってON-OFF制御される。

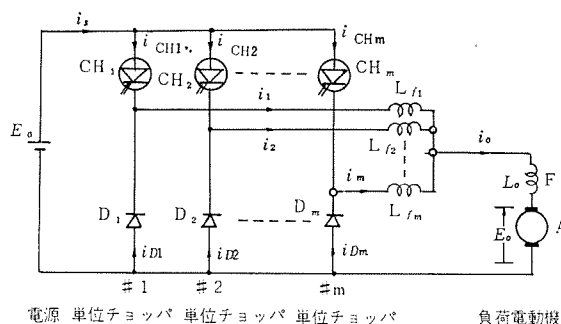


図2.1 多相多重DCチョッパの基本回路
Multiple phase DC chopper circuit with separate reactor.

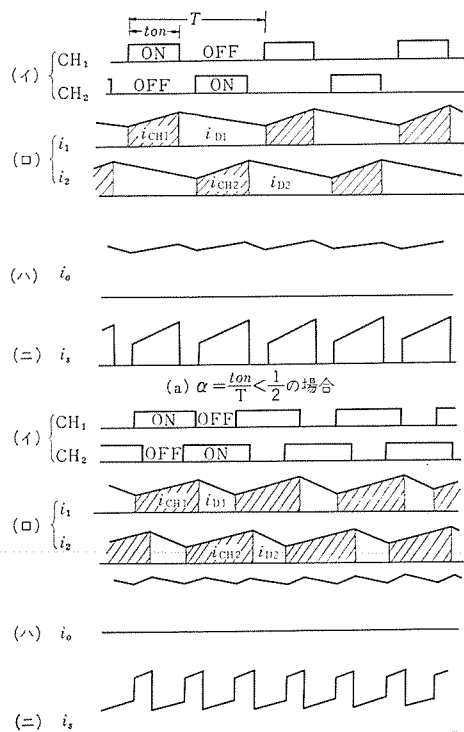


図2.2 個別リアクトル式二相チョッパの動作波形
Wave forms in two phase chopper (separate reactor type).

今二相の場合について動作を説明する。

(a) $\alpha < 1/2$ の場合

図 2.2 (a) に示すように、二つの単位チョップが交互に間をおいて通電し、両方共に OFF ですべてダイオードを通して貫流する第 1 モードと、いずれか一方がチョップを通して給電され他方がダイオードを通る第 2 モードとを繰り返す。したがって、それぞれ単位チョップの出力電流は同図 (ロ) のようになり、合成出力電流波形はリップルが相殺されて同図 (ハ) のようになる。このとき合成入力電流は、各チョップ電流 (斜線部) の和となり同図 (ニ) のようになる。

(b) $\alpha > 1/2$ の場合

図 2.2 (b) に示すように、二つの単位チョップが一緒に通電する第 3 モードを生じ、前記第 2 モードとを繰り返す。同様に各単位チョップ出力電流および合成出力電流は、同図 (ロ) (ハ) のようになる。このとき合成入力電流は、同図 (ニ) のように $I_0/2$ だけ基底分を生じる。

2.1.2 出力リップル

一般に m 相多相重チョップでは、入出力リップル周波数が m 倍、入出力リップル源が $1/m$ に軽減される。この合成出力リップルは式 (2.1) で与えられ、図 2.3 のように変化する。

$$\text{リップル率 } \delta_m = \frac{(n_A - m\alpha)(m\alpha - n_A + 1)}{2m(L_f + mL_0)I_0} ET \dots\dots\dots (2.1)$$

ここに m : 相数

E : 電源電圧

T : 単位チョップ周期

α : 通電率 t_{on}/T

L_0 : 負荷インダクタンス

L_f : 平滑リアクトルインダクタンス

I_0 : 出力電流

n_A : その α にて同時通電するチョップ数の内多いほう

$\alpha = n_A/m - 1/2m$ のとき最大リップルとなり、この値は

$$\delta_{m \max} = ET/8m^2(L_f + mL_0)I_0 \dots\dots\dots (2.2)$$

ここに I_0 : 単位チョップ出力電流で $I_0 = I_0/m$

したがって、 $L_f \gg mL_0$ なる理想化された条件下で、リップル率は相数の 2 乗に反比例して減少する。

2.1.3 単位チョップ出力リップルおよび断続限界

単位チョップのリップルは、負荷インピーダンスを無視できれば、単相チョップと変わらない。実際には負荷インピーダンスのため、負荷端子電位が m 周波で動くので、 m 周波成分のリップルが重畳される。単位チョップリップル率の最大値 $\delta_{m \max}$ は

$$\begin{aligned} m \text{ が奇数の場合 } \delta_{m \max 1} &= ET \left\{ 1 - \frac{L_0}{m(L_f + mL_0)} \right\} / (8L_f I_0) \\ m \text{ が偶数の場合 } \delta_{m \max 2} &= ET/8L_f I_0 \end{aligned} \dots\dots\dots (2.3)$$

また単位チョップ出力電流が断続する限界は、単位チョップのリップル Δi_u と平均値 I_{0v} とが等しくなる点で式 (2.4) で表わされる。したがって断続限界の合成出力電流平均値 I_{0c} は Δi_u の m 倍となり、共に図 2.4 のように変化する。

$$\Delta i_u = \frac{ET}{L_f + mL_0} \left\{ \alpha(1 - \alpha) - \frac{mL_0}{L_f + mL_0} (n_A - m\alpha)(m\alpha - n_A + 1) \frac{1}{m^2} \right\} \dots\dots\dots (2.4)$$

$$I_{0c} = m \Delta i_u \dots\dots\dots (2.5)$$

この断続限界以下の軽負荷でも合成出力電流は断続しないが、出

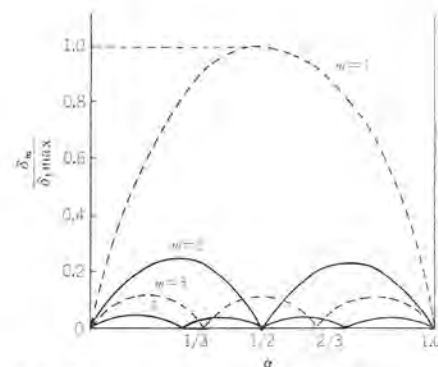


図 2.3 m 相多相重チョップの出力電流リップル率
Ripple ratio of output current in m -phase chopper.

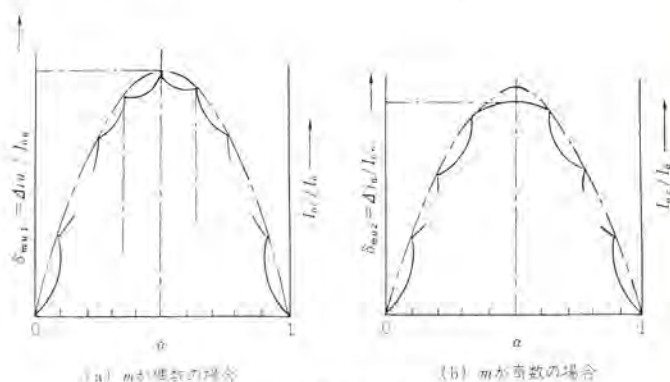


図 2.4 ユニットチョップ電流の脈流率および断続限界
Ripple ratio in unit chopper current and continuous current limit of unit choppers.

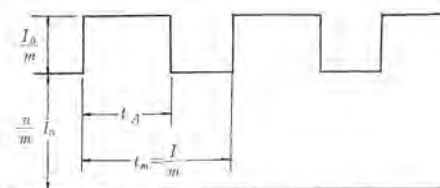


図 2.5 理想化された入力電流波形
Idealized waveform of input current.

力電圧レギュレーションが悪くなる。

2.1.4 リアクトル重量

いま最大出力リップル率を一定とすると、前記理想化した $L_f \gg mL_0$ の条件下において、 m 相チョップ所要平滑リアクトル重量の単相チョップの場合に対する比率 W_m は、

$$W_m = m \cdot w = m(LI^2)^{3/4} = m^{-5/4} \dots\dots\dots (2.6)$$

となり、二相で約 50% という大幅軽量化が期待できる。実用上では単位チョップのリップル率や断続限界が問題となるため二相～四相程度が適当である。さらに相数を増しても重量軽減の効果は少ない。

2.1.5 架線電流と誘導障害

架線電流は図 2.5 のように理想化され、単位チョップ動作周波数を f として、 m 相チョップの発生する νf の高調波実効値 I_v は図 2.5 をフーリエ展開して次の結果が得られる。

$$\begin{aligned} \nu &= m, 2m, 3m, \dots\dots \text{なる高調波について} \\ I_v &= (\sqrt{2}/\nu\pi) \sin \alpha \nu \pi \dots\dots\dots (2.7) \end{aligned}$$

となり、他の高調波は 0 である。この関係を図 2.6 および図 2.7 に示す。

次に、図 2.8 に示すような LC 入力フィルタをそう入すると、架

線に流れる νf 高調波電流実効値 $I_{S\nu}$ は次式で表わされる。

$$I_{S\nu} = I_0 / \{1 - (2\pi\nu f)^2 L_s C_s\} \\ \approx I_0 / \{(\nu f / f_0)^2 - 1\} \dots \dots \dots (2.8)$$

ただし $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$ でフィルタ共振周波数

したがって、等価妨害電流 J_P は、

$$J_P = \sqrt{\sum (I_{S\nu} S_{\nu})^2} \dots \dots \dots (2.9)$$

以上式 (2.7) (2.8) からわかるように、最低次高調波が mf となるから架線電流交流分は相数の3乗に反比例して激減する。また多相チョップの発生する高調波のスペクトルが、図 2.7 のように単相に比べて消去されるので、等価妨害電流も大幅に減少させることができる。

また逆に、所要の妨害電流に減衰させるに必要な入力フィルタを大幅に小形軽量化できるわけである。

2.2 結合リアクトル式多相チョップ⁽³⁾⁽⁴⁾

2.2.1 動作原理

各相単位チョップ出力電流瞬時値が等しくなるように、リアクトルに結合作用を持たせたもので、この基本回路を図 2.9 に示す。

今二相の場合について動作を説明すると、両チョップが OFF である第1モードでは、負荷電流 i_0 がダイオードを通して両リアクトル巻線に等しく分流し、出力電圧 e_0 は 0 である。次にいずれか一方のチョップが ON で他方が OFF である第2モードでは、リアクトルは単巻変

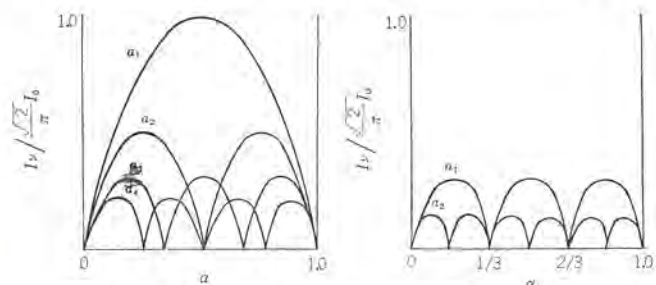


図 2.6 入力電流の高調波成分
Higher harmonic components in input current.

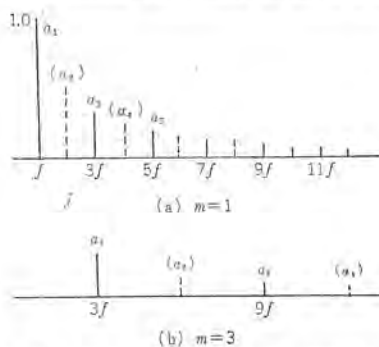


図 2.7 入力電流高調波成分の周波数スペクトル
Frequency spectrum of higher harmonics in input current.

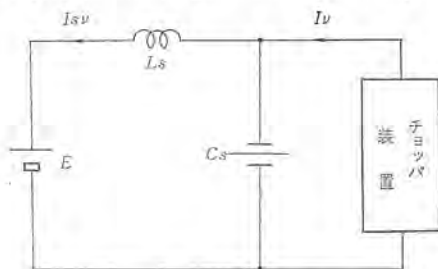


図 2.8 L-C フィルタ回路
L-C filter circuit.

圧器として作用し、負荷端子電圧 e_0 は $E/2$ に保たれ負荷電流 i_0 はチョップ側とダイオード側とから $1/2$ ずつ流入する。次に、両チョップ共に ON である第3モードでは、負荷電流 i_0 が電源から両リアクトル巻線に等しく分流して流入し、負荷電圧 e_0 は電源電圧 E に等しい。

したがって、通電率 α が $1/2$ 以下では図 2.10 (a)、通電率 α が $1/2$ 以上では同図 (b) のようなそれぞれ動作波形となる。

2.2.2 結合リアクトル式の特長

前記動作原理からわかるように、各単位チョップ出力電流が常に等しく、合成出力電流と相似波形となり、単位チョップリップルが小さい。このことは断続限界が低くなる特長をもたらす。

また、各リアクトル磁心に対して直流分起磁力が相殺されるので、個別リアクトル式に比較して図 2.11 に BH ループを示すように磁心利用率が高い。またこの方式では、 $1/m$ 電圧・ mf 周波数の出力電圧リップルを負荷インダクタンス自体で平滑する。さらに必要に応じて結合リアクトルにリークインダクタンスを持たせ、等価的に平滑リアクト

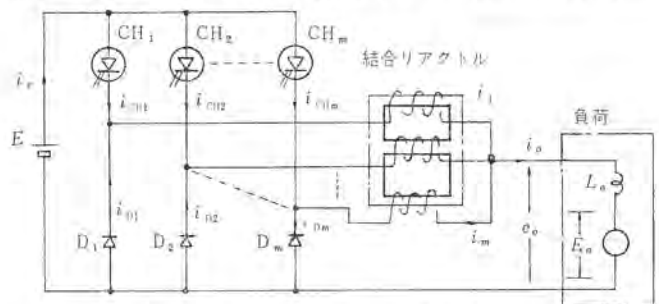


図 2.9 結合リアクトル式多相チョップ
Multiple phase DC chopper with mutual reactor.

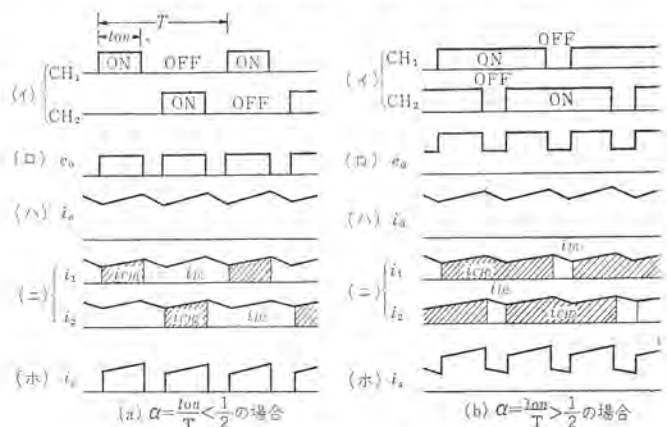
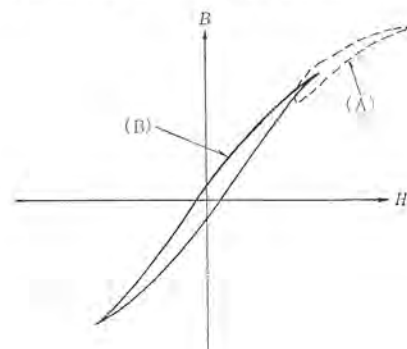


図 2.10 結合リアクトル式二相チョップの動作波形
Waveforms in two phase chopper (mutual reactor type)



(A) Separate reactor type
(B) Mutual reactor type

図 2.11 リアクトル磁心動作 B-H ループの比較
Comparison between magnetization curves of each type.

ルを兼ねることができる⁽³⁾。このため、さらに小形軽量化が可能である。

また実用上、各相電流不平衡による直流偏磁を抑制するため、磁気抵抗を高める手段を併用する。

2. 2. 3 結合リアクトル式の特性

個別リアクトル式も含めて、一般に多相チョップの逆起電力とインダクタンスとからなる負荷に対する出力方程式は、

$$En/m = E_0 + (L_{LT} + L_0) di_0/dt \quad (2.10)$$

$$\text{ここに } L_{LT} = \{L - (m-1)M\}/m \quad (2.11)$$

L : 各相自己インダクタンス

M : 各相間相互インダクタンス

L_0 : 負荷インダクタンス

E_0 : 負荷逆起電力

L_{LT} : 負荷側換算リーケージインダクタンス

で表わされ、合成出力リップル δ_m およびその最大値 $\delta_{m \max}$ は、

$$\delta_T = ET \alpha' (1 - \alpha') / m^2 (L_0 + L_{LT}) I_0 \quad (2.12)$$

$$\delta_{T \max} = ET / 8m^2 (L_0 + L_{LT}) I_0 \quad (2.13)$$

ここに $\alpha' = m\alpha - n_A = mL_A / T \cdots \cdots mf$ リップルを表わす

となり、やはり図 2. 3 のように変化する。

また、単位チョップ出力リップル δ_u およびその最大値 $\delta_{u \max}$ は、

$$\delta_u = \frac{ET}{(L+M)I_{0F}} \left\{ \alpha(1-\alpha) + \frac{(M-L_0)}{L_0+L_{LT}} \alpha'(1-\alpha')/m^2 \right\} \quad (2.14)$$

$$\delta_{u \max} = ET(1+K/m^2)/8(L+M)I_{0F} \quad (2.15)$$

ここに $K = (M-L_0)/(L_0+L_{LT})$

となり、基本周波三角波成分と mf 周波三角波成分とからなる。

なお断続限界は

$$I_{0C} = m \Delta i_u = m I_{0F} \cdot \delta_u \quad (2.16)$$

で表わされ、結合リアクトル式は $(L+M)$ を大きく取ることができ、これら単位チョップリップルおよび断続限界は小さい。

入力高調波および誘導障害については、前記個別リアクトル式と同様である。

3. チョップ装置の開発経過

地下鉄用チョップ装置は帝都高速度交通営団と共同研究により数年前より開発に着手し、すでに1965年には営団銀座線にてわが国初めてのチョップ装置の現車試験を実施した。さらに翌年には日比谷線で1,500 V の架線電圧としては世界で初めての現車試験を行ない、貴重な各種のデータをうることができた。

3. 1 600 V 用予備試作チョップ装置(銀座線)

チョップ制御装置の実用性を確認するためには、まずこの装置が確実に作動することを現車試験で確かめる必要がある。そのために、まず600 V 区間で試験を行ない、次に1,500 V 区間で行なうべく計画が立てられ、第一次試作品は銀座線で行なうこととなった。第一次試作チョップ装置はまずその動作原理を確認する目的上もっとも簡単な方式が採用された。すなわち、チョップ装置は1台だけで負荷となる主電動機は2台とし、電流制御方式も瞬時値制御が採用された。

(1) 力行運転

力行運転は図 3. 1 の回路で行なう。図 3. 2 は各電流波形を示している。すなわち、チョップ装置(以下チョップという)をオンにすれば負荷電流 I_M は平滑リアクトル L_0 ならびに主電動機の逆起電力によって制御を受けつつ増大する。

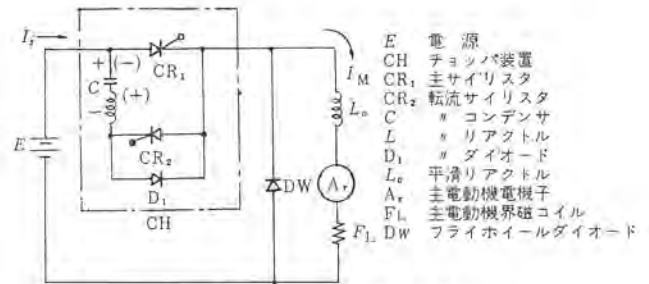


図 3. 1 力行主回路つなぎ
Powering circuit.

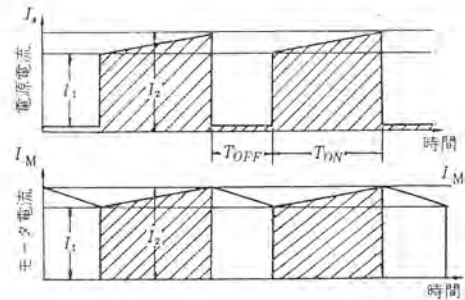


図 3. 2 力行電流波形
Powering current wave.

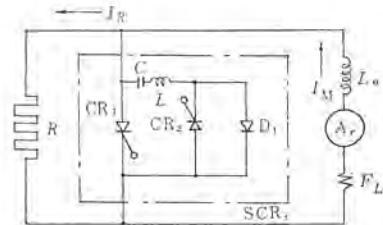


図 3. 3 発電制御主回路つなぎ
Dynamic braking circuit.

負荷電流 I_M があらかじめ設定しておいた上限電流値 I_2 に達したとき、チョップをオフにすれば電源電流 I_S は瞬時ゼロになる。

ところが負荷側においては平滑リアクトルが今まで流れていた電流値を保つように作用し、 $L_0 \rightarrow Ar \rightarrow FL \rightarrow DW \rightarrow L_0$ の回路において保持電流が流れる。この保持電流があらかじめ設定しておいた下限電流値 I_1 に達すれば、チョップをふたたび点弧させる。

このように負荷電流 I_M を上限値 I_2 、下限値 I_1 の間で変動させ、この上下限値の幅を小さくすることにより、 I_M をほぼ一定電流値で制御することができる。

なお、図 3. 2 の斜線の施してある電流部分が直流電源から供給された電流であり、斜線の施してない電流部分が、フライホイールダイオードを通して平滑リアクトルの作用により流れた電流波形を示している。

(2) 発電制動運転

発電制動は図 3. 3 の回路で行なう。すなわち、 R は負荷抵抗で回生の場合は電源と考えれば等価である。今チョップをオンにすると $Ar \rightarrow L_0 \rightarrow CR1 \rightarrow FL \rightarrow Ar$ の回路から電機子電流は増大する。この電動機電流 I_M があらかじめ設定しておいた上限電流値 I_2 に達すればチョップをオフにする。すると電動機電流 I_M は R に負荷電流 I_R となって流れ、 I_M があらかじめ設定しておいた下限電流値 I_1 に達すれば、ふたたびチョップをオンにして電動機電流を立ち上げる。

以上述べた動作を繰り返すことにより、電動機電流 I_M を上下限

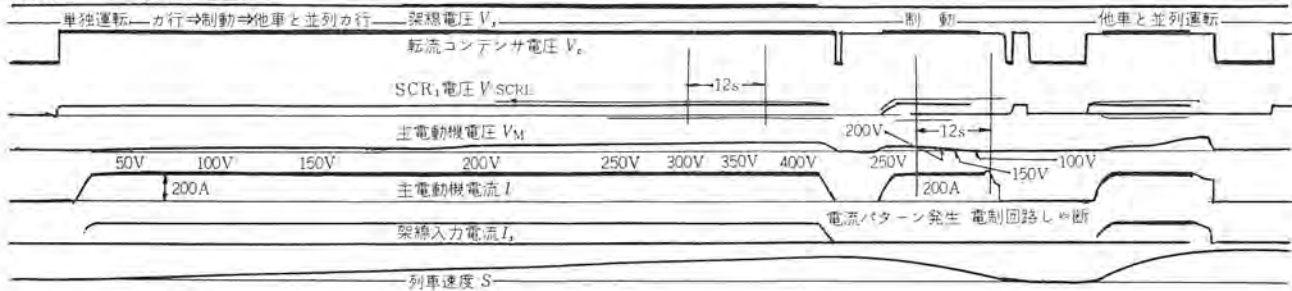


図 3.4 現車試験オシロの一例
Oscillogram of running test.

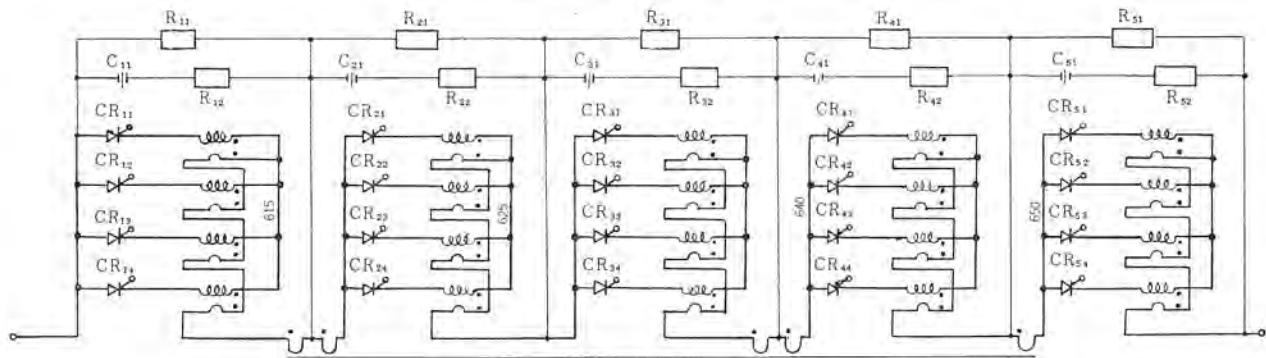


図 3.5 電圧電流バランス回路
Voltage current balance circuit of thyristors.

値 I_1 と I_2 の間に保つことができる。上・下限値 I_1 と I_2 の幅を狭くすることにより I_M の変動を小さくすることができるので、電動機が静止するまで有効に一定制動力を発揮することができる。

(3) 限流制御方式(定リップル制御方式)

電動機電流の瞬時値を検出してチョップのオン・オフを直接制御する方式である。すなわち負荷電流が減少して、下限値 I_1 になったときチョップをオンとし、電流が増加して上限値 I_2 に達したときチョップをオフとする。したがって電源電圧・電動機速度や負荷状態などに無関係に電流のリップルは一定となり、必要以上にチョップ動作周波数が向上して効率低下を招くことがない利点をもつ。

(4) 現車試験結果

力行、制動運転とも正常に動作し、主電動機電流波形率、転流時間などは設計値どおりで所期の成果を収めることができた。そのオシロの一例は図 3.4 のとおりである。

(a) 力行運転

いわゆる完全なステップレス制御となるため、いつ起動したかわからぬくらいの円滑な乗りごちでチョップ方式の面目が躍如たるものがあった。

(b) 制動運転

MM 編成に対して 2 個電動機の発電制動であるため減速度は小さいが、ほとんど停止まで発電制動が有効であった。

(c) 制御周波数

力行・制動運転とも中速域で制御周波数は最も高く、その最大値は約 200 サイクルで設計値の許容周波数 1 kc に対し十分な余裕があることが確認された。

3.2 1,500 V 用予備試作チョップ装置(日比谷線)

(1) 設計方針

600 V 用試作品は前記のように 600 V 区間で実施されたが、第二次は 1,500 V 区間でも実用できるかを確認するために製作された。

またこの試験で十分試験できなかった誘導障害の測定も主目的の一つであった。この試作品は日比谷線で試験を行なったが、高電圧区間用であるので、このための検討が十分行なわれた。すなわち最も問題になるのはサイリスタであって、サイリスタの直列枚数を決定する要素は次のとおりである。

(a) 定常時サイリスタに印加する電圧

(b) 外雷・内雷サージによる上昇許容電圧

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、(a)の条件で決定された直列接続数が耐え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 3.5 は電圧電流バランス回路の具体例である。制御方式は第一次試作と同じ瞬時値制御であって、今回は 4 台の主電動機を制御した。その主回路つなぎを図 3.6 に示す。

(2) 現車試験結果

現車試験の結果は安定性・精度・応答性とも十分満足すべき状態であった。

(a) サイリスタに加わる電圧

架線電圧 1,500 V の場合は 2,500 V~3,000 V の電圧がサイリスタに加わるものと予想されていたが、現車試験結果によれば 2,000 V~2,300 V であり、1,000 V のサイリスタを用いれば 4 個直列で十分であることが判明した。

(b) 安定性および応答性

主回路電圧電流が大となるとチョップ装置の安定性、特に消弧特性が問題となるが予想以上に安定であることが確認された。また、応答性も電流パターンに精度よく追従するうえ外乱に対しても問題な

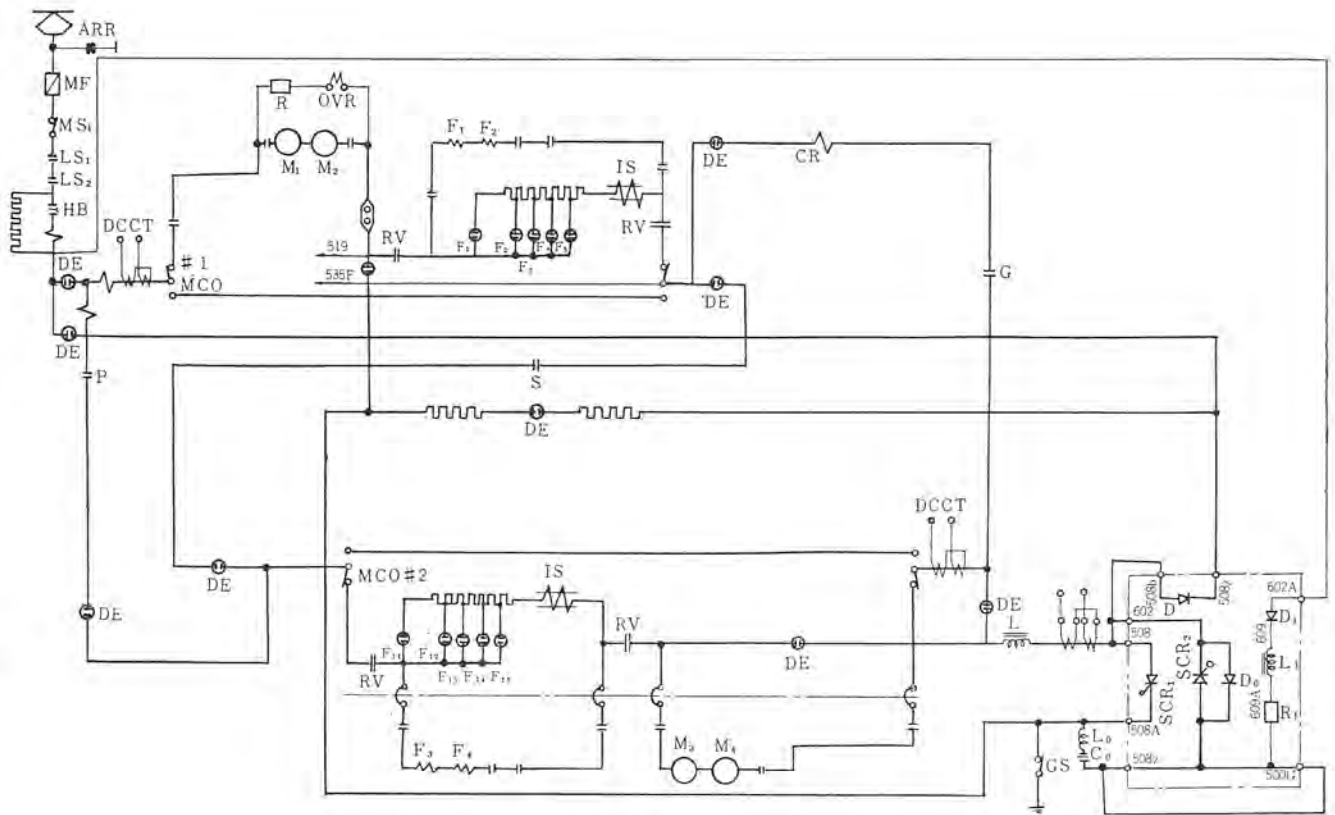


図 3.6 主回路つなぎ
Connection of chopper control main circuit.

表 3.1 チョップ装置試作経歴
Experimental production of chopper controllers.

		600 V 用予備 試作機	1,500 V 用予備 試作機	第一次試作車用
完成年月		1965年7月	1966年4月	1967年10月
定格および方式	主電動機	MB3-047×2台 (55 kW)	MB-3054×4台 (75 kW)	MB-313 B×8台 (95 kW)
	定格電圧	DC 600 V	DC 1,500 V	DC 1,500 V
	定格電流	200 A	600 A	1,000 A
	電気ブレーキ	発電ブレーキ	発電ブレーキ	回生ブレーキ
	制御方式	電流瞬時値制御	電流瞬時値制御	電流平均値制御
チョップ装置	サイリスタ定格	500 V 70 A	1,000 V 250 A	1,200 V 250 A
	ダイオード定格	1,000 V 240 A	1,000 V 300 A	3,000 V 300 A
	冷却方式	強制風冷	強制風冷	強制風冷
	チョップ回路	単相	単相	二相2重2群
	制御周波数	0~200 Hz	0~70 Hz	800 Hz 一定
	構成			
	主サイリスタ	4S-5P	5S-4P	4S-2P-2A-2G
注	転流サイリスタ	4S-2P	5S-1P	4S-1P-2A-2G
	転流ダイオード	4S-1P	5S-1P	4S-1P-2A-2G
	フライホイールダイオード	4S-3P	5S-2P	5S-1P-2A-2G
	記	銀座線で現車試験	日比谷線で現車試験	東西線で現車試験

く運転できた。

(c) 動作周波数と誘導障害

この方式は瞬時値制御であるため周波数も大幅に変化し、またそ

の値も最大 70 サイクルときわめて低いため filter が十分きかず、架線電流の脈動率が高くなって、通信線および軌道信号回路にかなりの障害を与えることが判明した。ただし誘導無線は搬送波周波数がきわめて高いので実害はなかった。この誘導障害はチョップ方式のもっとも大きな欠点であり、今後の実用性を左右することになるであろうことが判明した。

表 3.1 は次に述べる 第一次試作車用のものも含めた試作経歴表である。

4. 第一次試作車チョップ制御装置

4.1 主回路

多相多重チョップ制御方式を採用したこの装置の主回路つなぎは図 4.1 に示す。力行運転および回生運転時はそれぞれ図 4.2 に示すようになり、その概要および特長は次のとおりである。

(1) 力行・回生とも 4 S に接続された電動機 2 群を各群二相 2 重チョップ制御で相互に行なっている。

(2) 弱界磁制御は力行・回生ともに 3 段の分流方式で行ない、切換制御はカム式でステップ間はチョップによる連続制御である。

(3) 回生ブレーキは高速域は弱界磁回生で、中低速域では全界磁回生制御を行なっている。直流発電機の自励現象のため、バイパスダイオードを設けて電機子電圧を制限している。

(4) 電動機電流は二相 2 重のチョップ制御されるため、周波数は 400 サイクルとなって、脈流率は非常に小さく、DCL も小形である。

(5) 電車線電流は四相 4 重のチョップ制御されるため、総合周波数は 800 サイクルとなって、脈流率は非常に小さく、そのうえ、フィルタ装置で平滑されるため、実用上問題にならぬほど小さくなる。

(6) 過電流・過電圧に対する保護は HB, OCR, OVR 等で検出して、HB, LS₁, LS₂, LS₃, LS₄ で回路を解放する。

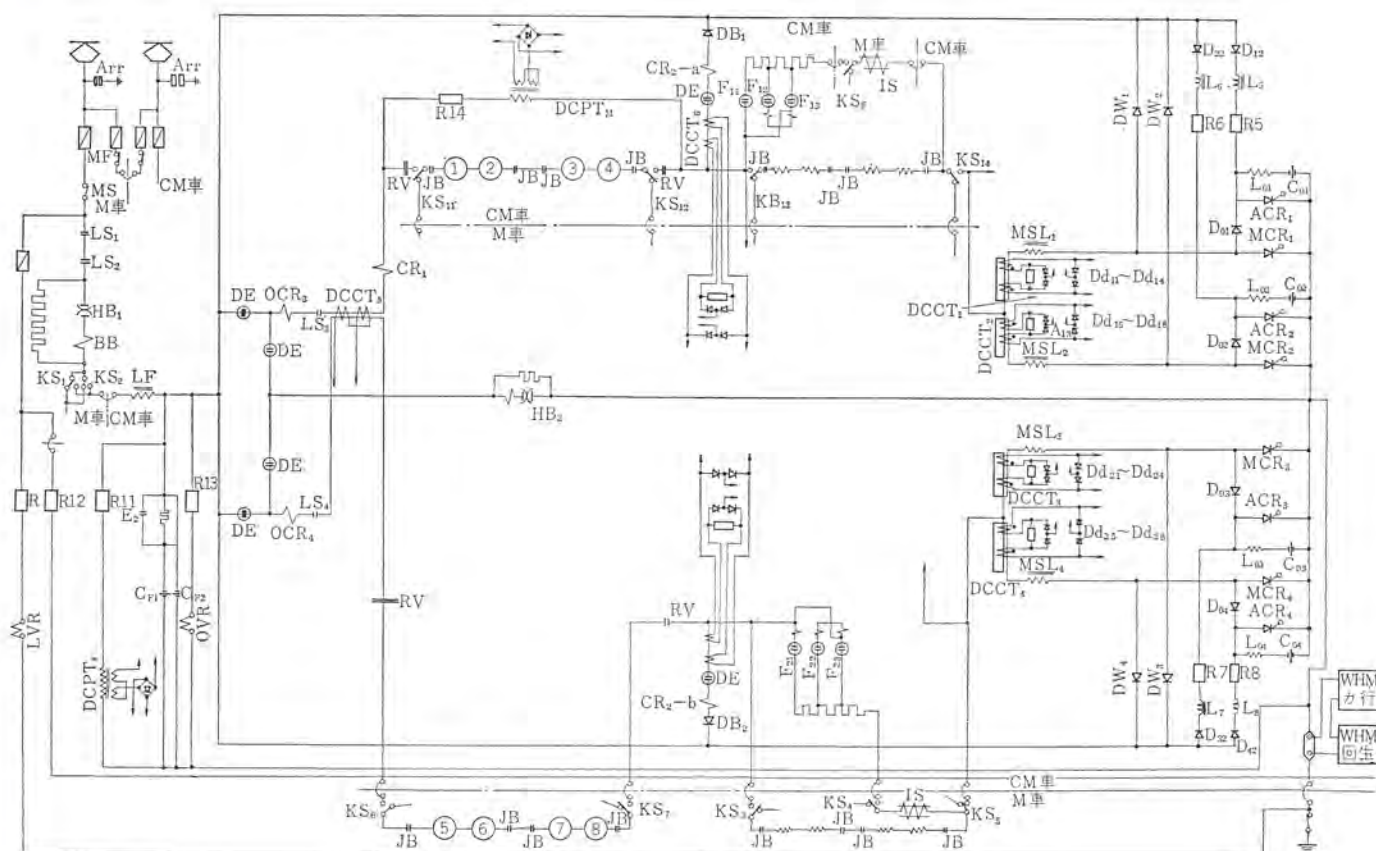


図 4.1 主回路つなぎ
Power circuit of the prototype chopper controlled car.

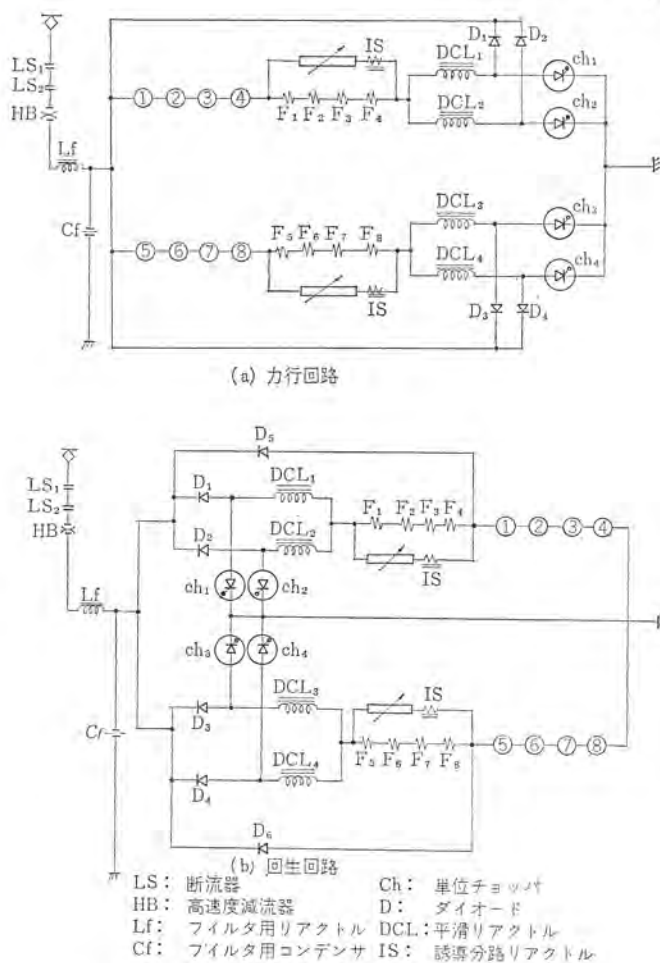


図 4.2 力行および回生時の主回路
Power circuit of powering and braking.

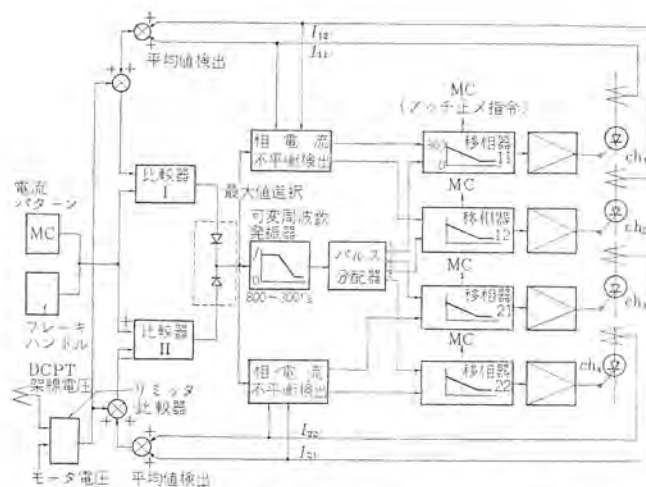


図 4.3 電流制御ブロック図
Block diagram of automatic constant current control.

(7) カム式制御器と切換えて運転できる。

4.2 電流制御

この装置は前記のように、二相2重2群制御方式を採用したので、4組の単位チョップは1台の発振器より分配器を介して、90°ずつの位相差を与えられるよう制御される。このブロック図を図4.3に示す。各チョップには平均値が等しくなるようにバランス制御回路が付加されており、常に全電流がパターンと等しくなるように位相制御される。この装置はあとに述べるように誘導障害を減らすため定周波数制御方式が採用されており、基準周波数は前記の発振器により規制されるわけである。単位チョップの標準周波数は200サイクルで架線

より見た合成周波数は800サイクルである。ただし起動時は通流角がきわめて小となる関係上周波数をわずかに低下させるようになってゐる。

4.3 誘導障害対策

前に述べたようにチョップ制御方式のもっとも大きな欠点は、これにより発生するリップル電流の影響であって、この障害を分類すると下のようになる。

(1) 障害の分類

(a) 信号関係

ATC 用 AF 軌道回路 2~4 kHz のバンドで3~4種類
各帯域幅は200 Hz

商用周波軌道回路 50 または 60 Hz

(b) 通信関係

誘導無線 100~200 kHz

電気保安電話

ケーブル回線

電々公社電話回線

(2) 障害度判定基準

(a) 信号関係

軌道信号はレールに流して使用するのでチョッピング電流が直接流れ、その影響も大である。しかし信号電流は定められた周波数帯域でのみ使用されるので、チョッピング周波数を適当に選び、これを避けるようにすれば障害は激減できるわけである。

(b) 通信関係

搬送波周波数のきわめて高い誘導無線や空間波無線に対しては、直接障害を与えるとは考えられないので、考慮の必要がないことがこれまでの試作の結果判明している。

次に音声電流を直接流す回線に対しては、障害が起こりやすいが、この場合下記の2種類の方法がある。

$$J_P = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (S_n \cdot I_n)^2} \text{ (A)}$$

S_n : 聴覚感度係数

I_n : n 次高調波電流

$$IT \text{ 積} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (W_n \cdot S_n \cdot I_n)^2}$$

W_n : n 次高調波角周波数

チョップ制御装置を設計するに当たっては、上記のように信号に影響を与えない周波数帯域をチョッピング周波数として選定し、なおかつリップル率がきわめて小でなくてはならない。今回の試作装置では定周波制御に加えて J_P が 0.1~0.4 A/100 A, リップル率が 0.2% 以下となるようにしてあるので実用上まったく問題ないと考えてよい。

4.4 電力消費

この装置に回生ブレーキを採用した理由は、抵抗器の省略以外に電力消費量を少なくすることもおもな理由の一つである。地下鉄ではトンネル内の走行車両よりの発熱が気温を上昇させる主因であるが、通勤時の過密運転が行なわれると、大幅な温度上昇を招き乗客に不快感を与えることになる。この対策として現在線ではトンネルの換気装置の追加設置や、冷房装置の車両積載等が計画されているが、この発熱量を少なくするために回生率のよい方式を開発採用した。このチョップ装置によれば、標準駅間走行時の回生率が 39% という値が電子計算機によるシミュレーションの結果得られた。

この計算の結果は下記のとおりである。

力行消費電力 (kWh)	15.3
回生電力 (kWh)	6.0
実電力消費 (kWh)	9.3
回生率 (%)	39
抵抗式との電力量の比率 (%)	56

注) 計算条件 表定速度 34 km/h

4.5 主要機器

主チョップ装置のおもな仕様は表 3.1 に示すとおりである。この装置は多相方式としたため電流容量の余裕が十分にあるので、冷却は簡単な強制風冷方式を使用している。一方サイリスタの熱損失はきわめて少なく、風の温度上昇はわずかであるため、この排風を利用して主フィルタリアクトルを冷却するようにしている。



図 4.4 主チョップ装置
Main chopper control equipment.



図 4.5 主フィルタリアクトル
Main filter reactor.

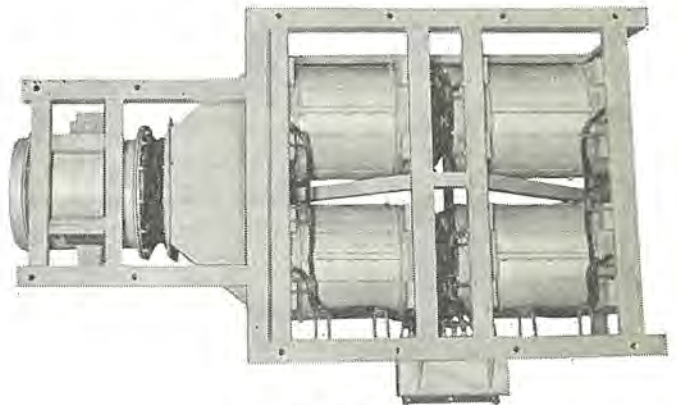


図 4.6 直流リアクトル
Main smoothing reactor.

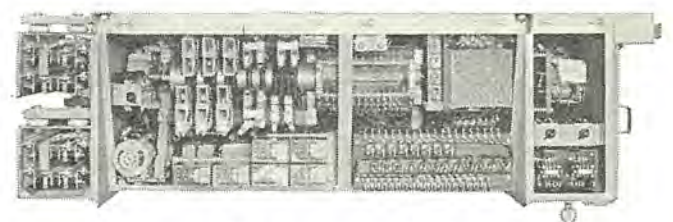


図 4.7 転換器箱
Chang over switch box.

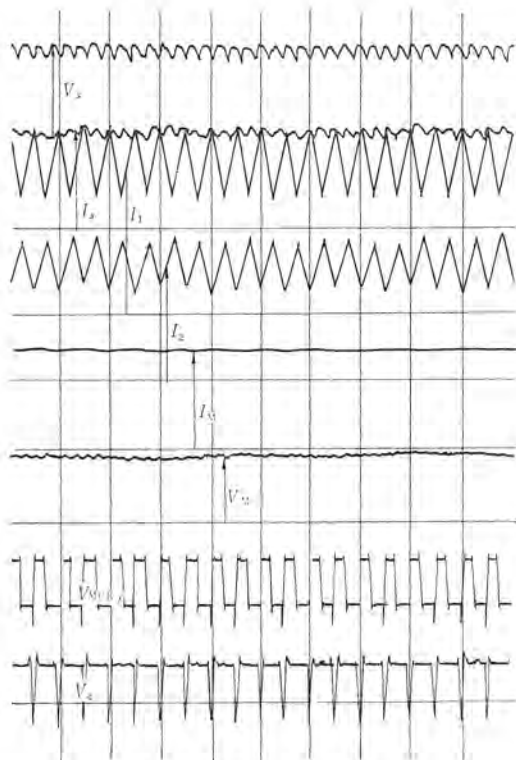
主平滑リアクトルは二相方式のため小形化されており、冷却は小形の送風機で行なっている。その他の機器は転流装置箱・主フィルタコンデンサ箱・転換器箱および断流器箱に分かれている。

4.6 現車試験結果

この装置は長期間本格的に実用されるため、詳細にわたり試験が行なわれた。

(a) 定常動作特性

この装置は多相多重方式を採用し、かつ定周波制御によっている



VS: 線電圧 1,500 V
IS: 線電流 237 A
I₁, I₂: 単位チョップ電流 100 A
IM: 主電動機電流 200 A
VM: 主電動機電圧
VMCRT: 主サイリスタ電圧
VC: 転流コンデンサ電圧

図 4.8 各部電圧電流波形
Waveform oscillogram.

が試験結果きわめて安定な動作を行なうことが確認された。また四相の各相電流のバランスも良好であり、主電動機電流のリプル率は6%以下で整流上の問題は全くなかった。高速域では力行回生ブレーキとも弱界磁制御を併用しているが、界磁分路回路の投入開放時もチョップ制御が有効に動作し主電流の急変はほとんど無視できる程度であった。

(b) 過渡動作特性

チョップ制御方式では、主電動機回路に制限抵抗がないため、外乱に対してチョップ制御が高速応答を行なわないと有害な過渡電流が生じるおそれがある。したがって力行・回生ブレーキ各条件下記の試験が実施された。

- 力行 架線電圧急変試験
- 停電再加圧試験 (瞬時停電も含む)
- 過電流事故試験
- 回生 ブレーキ 架線電圧急変試験
- 瞬時停電および停電試験
- 回生負荷開放試験
- ブレーキパターン 急変試験

この試験結果いずれも速応性が良好で、主電動機に有害な影響がないことが確認された。

(c) 走行試験

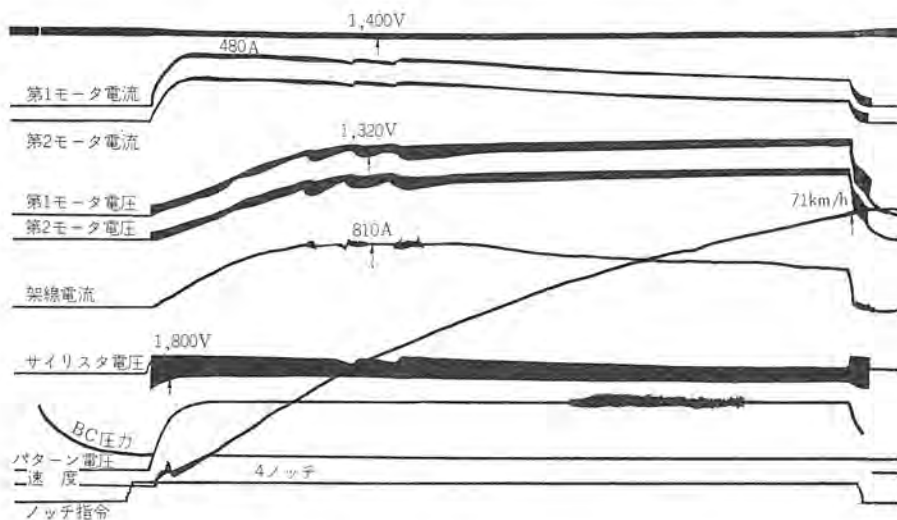
走行試験の結果、力行・回生ともに安定な運転を行ないチョップ制御のための円滑な起動加速特性および減速特性は乗りごちの面でもすぐれていることが確認された。そのオシログラムの一例を図 4.9 に示す。

(d) 誘導障害試験

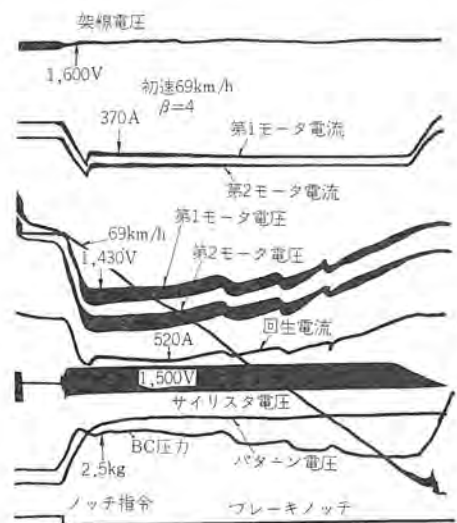
チョップ装置が他の設備に与える障害として信号関係および通信関係があることは前述のとおりである。したがってこの両者に分けて試験を行なった。

(1) 信号に与える影響

この場合は高調波電流の値とその周波数が問題となるが、商用周波数を使用している軌道信号回路に対してはチョッピング周波数が格段に高いためまったく問題なかった。またチョップによって発生する基本波成分でさえ、0.2 A 以下でその高調波成分はきわめて少なく実測困難であった。



(a) 力行



(b) 回生

図 4.9 現車走行試験 オシログラム

Oscillogram of the chopper controlled car at the trial run.

(2) 通信誘導障害

前記のように通信線に与える障害の程度を判定する基準として J_P が一般に使用されており、今回もこれによった。各条件で J_P の値は異なってくるが、架線のリップル成分によるものを除きチョップのみによって発生する値は 0.2 A/100 A 以下できわめて良好な結果が得られた。

5. 第二次試作車用チョップ装置

前に述べたように第一次試作車はチョップ制御装置およびカム式制御装置の両方式のものが取付けられており、両方式とも制御可能とするための条件が必要であったので、主電動機の定格速度は従来の抵抗制御方式に有利なように選定されている。すなわち、抵抗による消費電力を節減するため定格速度を比較的低くし、高速特性の改善のため弱界磁率を大きくしてあるので、チョップ制御のばあいには必ずしも適切な条件とは言いがたかった。とくに高速より回生ブレーキを作用させればあい、弱界磁制御を必要とするため、回生ブレーキ力が不足し空気ブレーキを補足しなければならず、回生率が低下する点が欠点であった。そこで現在製作中の第二次試作車は、チョップ装置専用である点を考え次のような点を改善している。

5.1 勢力集中化

車両建造費を節減するため第一次試作車では 8 M 2 T で計画されたが、第二次試作車では 6 M 4 T とし電動車の割合を減らしている。したがって主電動機容量が大きくなるとともに、M 車の車輪レール間に必要とする粘着係数も高くなり、空転発生確率も高い。しかしチョップ制御方式では、主電動機電流は一定となるよう制御されるので、空転を発生する確率がカム式制御器に比べて少ないうえ、制御応答性が良好なので空転発生時速かに電流を減らすことにより、再粘着を容易に行なわせることができるので、6 M 4 T で加速度 3.3 km/h/s が可能となった。

5.2 全界磁方式の採用

前に述べたように一次試作車は弱界磁制御を併用したが、第二次試作車ではチョップ制御専用であるので弱界磁制御は使用せず、常時全界磁で使用することとした。これはチョップ制御のばあい主電動機定格速度を高くとっても電力効率が悪くならないので、とくに弱界磁制御を使用しなくても良好な高速特性が得られるよう定格速度を高く選んだ。これにより弱界磁制御に必要とする器具が省略され著しく軽量化が達成された。また回生ブレーキのばあいも高速より十分なブレーキ力が得られるので、空気ブレーキの補足が不要となるので回生効率がきわめてよくなり、消費電力量も抵抗制御方式の

約半分となる。そのため電力量の節減はもちろんのことトンネル内の空気温度上昇も大幅に下げることができる。

5.3 多相多重方式と結合リアクトル

多相多重方式はチョップ方式を実用段階に近ずけるために非常に貢献したすぐれた方式で、当社では他社に先がけてこの方式を研究開発し、第一次試作車では二相 2 重 2 群方式を採用して、きわめてすぐれた成果をおさめた。第二次車ではこの経験を基にし、かつ主電動機容量増加等の条件を加味して三相 3 重方式を採用することとした。これにより 2, 3, 4 ノッチの定常通流率域では通流率が 1/3, 2/3, 3/3 になるので架線電流、主電動機電流ともに脈流のない完全な直流となるので、実用上きわめて効果的である。一方前節に述べたように、当社では結合リアクトル方式を開発したので第二次車ではこれを採用することとした。これにより一挙に直流リアクトルの重量を半減させることができたのである。

6. む す び

このように当社ではチョップ方式の研究を他社に先がけて開始し、またこれを実用化するための応用技術開発を意欲的に行なってきた結果、この方式を実用化できる段階までこぎつけたといっても過言ではなからう。この研究開発は単にメカのみでの努力ではなかなかむずかしく、帝都高速度交通営団の好意的なご援助とご指導があったはじめて効果をあげ得たのであって、今後の技術開発の採るべき指針を与えた一例であろう。われわれとしてもなお改良すべき問題をかかえており、とくにサイリスタの性能改善、制御回路等の簡易化、製作技術の安定化による信頼度の向上等が今後の課題である。最後に帝都高速度交通営団関係各位のご指導ご援助に対して厚く感謝の意を表わすものである。

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, (昭 41)
- (2) 小原、永岡：サイリスタによる電車用チョップ制御装置、三菱電機技報 41, No. 2, (昭 42)
- (3) 大野、赤松：三菱電機技報, 41, 1,498 (昭 42)
- (4) E. Ohno, M. Akamatsu: IEEE Trans. MAG-3, No. 3, Sept., 233 (1967)
- (5) 大野、赤松：電機学会関西支部大会 No. 2 a-11, (昭 42)
- (6) 赤松、大野：電学連大 No. 662, (昭 43)

新 形 カ ム 式 制 御 装 置

長 井 成 吉*

森 田 宣 雄**

A New Type Cam System Control Device

Itami Work Seikichi NAGAI

Osaka Sales Office Nobuo MORITA

For use on electric cars built for trial to run on the line of the Teito Rapid Transit Authorities, a cam system control device has been manufactured with new techniques independent of old practice to aim at high performance and less maintenance troubles.

The article describes apparatus contained in line breakers and main controllers as well as the contents of the device as a center of topics, main features being as follows. (1) It is made practicable to have one shaft, one rotation, 55 step notches and reverse control. (2) A control circuit of proper range is turned to contactless. (3) A small cam switch built up by precise press work of thin steel plates is in use. (4) An oil sump is provided at necessary points to prolong an oil feeding cycle. (5) A box made of FRP is used for an arc chute of line breaker and for accessories for reducing the weight and improving resistivity.

1. ま え が き

この制御装置は、帝都高速度交通営団試作車用カム式制御装置として試作されたものであり、試作車の編成はCM車、M車、CM'車の3両編成で、それぞれ三菱製チョッパ制御装置、新形カム式制御装置、他社製チョッパ制御装置を積載しており、カム式制御装置で運転を行なう場合、CM'車はT車として使用される。

一方このカム式制御装置は、量産の場合に力行加速度3.5 km/h/sとなるように限流値が設定されているが、CM'車にはチョッパ制御装置が積載されている関係上、T車重量が量産車に比べて重いこと、および試作車の編成が2MITあるのに対して量産車の場合の編成が8MITの予定であったことにより、試作車においては加速度2.7 km/h/sとなっている。なお、ブレーキ力は各車負担でCM車およびM車は発電ブレーキ、CM'車は空気ブレーキにて減速度4.0 km/h/sを得ている。

このカム式制御装置は、その性能から見て日比谷線と同程度の高性能を有し、1軸1回転にてトランスフェスイッチ、セクタスイッチ、バーニアスイッチおよびバーニア補正スイッチを駆動することにより、カム軸駆動機構の簡素化を計るとともに小形高性能カムスイッチ、新形継電器等、各種高性能機器を使用することにより装置全体を小形化し、保守の容易化を計ることに設計基準を置いており、この点に大きな特長を有するものである。

2. 主 要 要 目

主要要目は次のとおりである。

形 名	ABFM-125-15 MDH
架線電圧	DC 1,500 V
編 成	CM+M+CM'=2 MIT
自 重	CM : 35 t
	M : 34.5 t
	CM' : 35 t
荷 重	20 t/車
加 速 度	2.7 km/h/s (量産時 3.5 km/h/s)

減 速 度	4.0 km/h/s (常用)
制御段数	力行 : 65 ステップ, 制動 : 55 ステップ
方 式	(1) 100 kW 主電動機 8 台総括制御方式
	(2) バーニア制御方式
	(3) 応荷重装置付, 自動加減速制御方式
	(4) 弱界磁起動, 直並列弱界磁制御および 戻しノッチしゃ断, オフスボッチング方式
	(5) 電流基準プログラムコントロール
	(6) 制御電圧 DC 100 V, AC 200 V 60 Hz
	(7) 制御空気圧 5 kg/cm ²

5. 特 長

(1) 少ないカムスイッチ数で最大のステップ数を得たバーニア制御による超多段方式とし、乗心地の向上をはかるとともに、レールと車輪の粘着係数を有効に利用し、高加減速度を得る。

(2) 力行時の直並列渡りは特殊渡り方式を採用し、円滑な渡り制御を行なうことにより乗心地の向上をはかる。

(3) 起動時は弱界磁起動を行なうとともに弱界磁起動終了後、パターン電圧の立上りを指数関係的に緩やかにし、起動時の乗心地向上をはかっている。

(4) 力行オフ時は戻しノッチしゃ断を行ない、ブレーキゆるめ時は、界磁最弱の後ブレーキ主回路を開放することにより、力行およびブレーキゆるめ時の乗心地向上をはかっている。

(5) オフスボッチングを行ない、速度に見合ったステップをたえず検出することにより、いかなる速度からブレーキを作用させても発電ブレーキ電流の立上りを迅速にし、発電ブレーキ応答性の向上をはかっている。

(6) 1軸1回転にてトランスフェスイッチ、セクタスイッチ、バーニアスイッチおよびバーニア補正スイッチを駆動することによりカム軸駆動機構を著しく簡素化している。

(7) 断流器用単位スイッチ、各種カムスイッチおよび補助継電器など、機器全般にわたって新形式を採用し、装置の小形軽量化をはかるとともに保守点検を容易とし回帰延長をねらっている。

(8) セレクタスイッチは電流の投入しゃ断を行わず、カムスイッチの接触子損耗を防止している。

(9) 起動時は弱界磁起動終了後抵抗カム軸を進段させる方式とし、界磁制御用カムスイッチは、1ステップの電流のしゃ断を行なうのみで吹消し機構および接触子の損耗を少なくした。

(10) カムモータ制御および限流値制御は、サイリスタおよび磁気増幅器からなる両回転式で短絡継電器や、リレー等の有接点部分を持たない完全無接点方式で、保守が容易である。

4. 主回路方式

主回路つなぎは図4.1に示すとおり、主電動機台を永久直列接続したものを1群とし、この2群を直並列制御する方式で起動は弱界磁起動、直並列の渡りは図4.2に示すような特殊ブリッジ渡りを用い、直並列渡り時の電流変化、すなわちショックを少なくしてある。また力行オフ時は、バーニヤ開放スイッチ(Vスイッチ)を開放して戻しノッチしゃ断を行ない、制動ゆるめは、界磁最弱めとしたのち電制主回路を開放して、力行、制動オフ時のショックを軽減している。

抵抗制御段はバーニヤ抵抗を組合せ、かつCM車、M車の交互進段により次のステップ数を有している。

力行 直列 ノッチ	25 ステップ
並列 ノッチ	30 ステップ
弱界磁	10 ステップ
制 動	55 ステップ

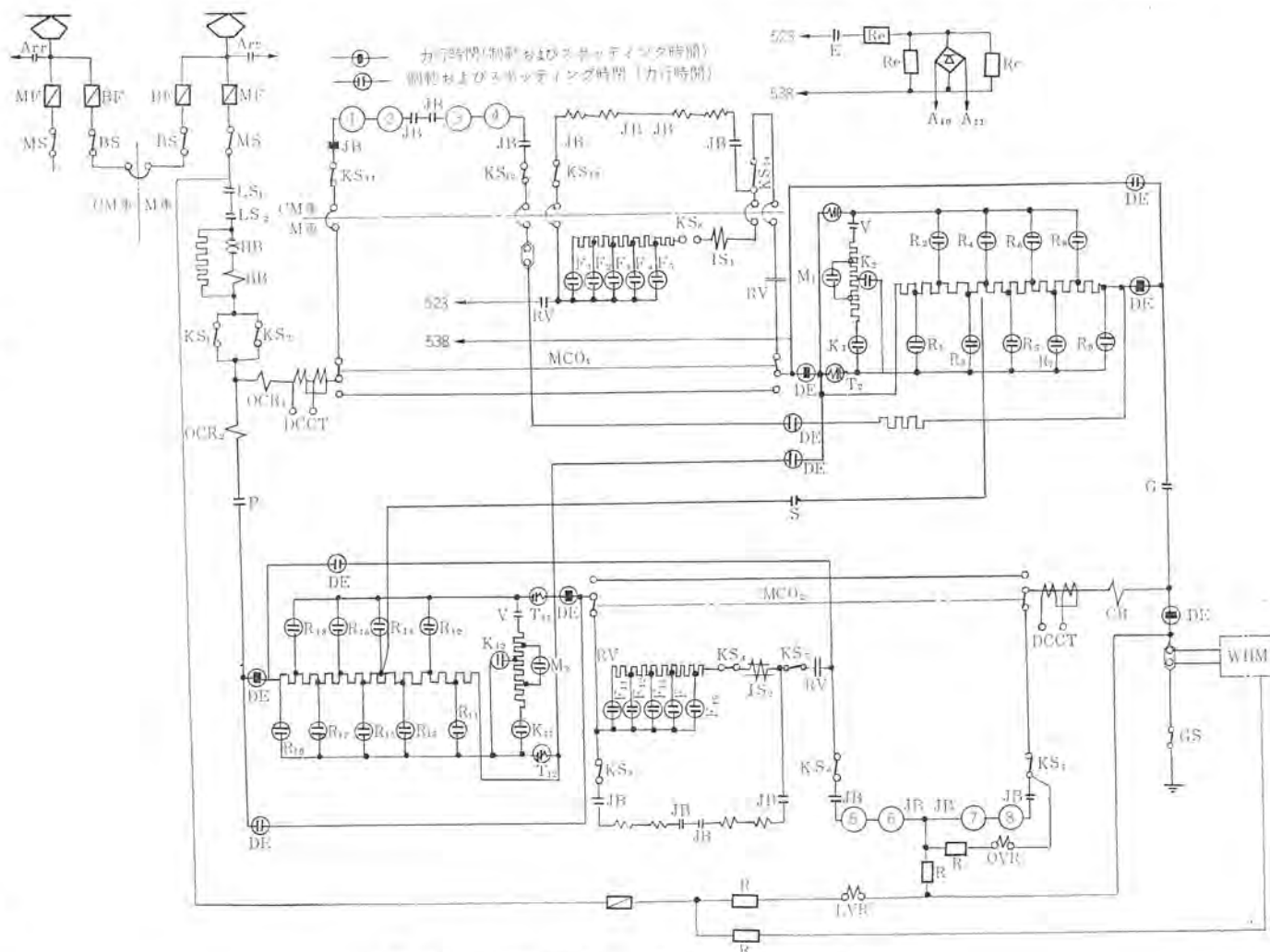


図 4.1 主回路つなぎ Connection of main circuit.

力行および制動時の各ノッチ曲線は、それぞれ図4.3、図4.4に示してある。このバーニヤ制御はカムスイッチを主体として、主電動機4台当り9個のセレクタスイッチと2個のバーニヤスイッチと2個のトランスファスイッチおよび1個のバーニヤ補正スイッチにより、上記超多段ステップを構成している。これらのカムスイッチは単一のカムモータにより制御し、そのカム軸駆動機構の構成は図4.5に示すとおりであり、バランスカムにより確実なカムトルクバランス軸を保っている。

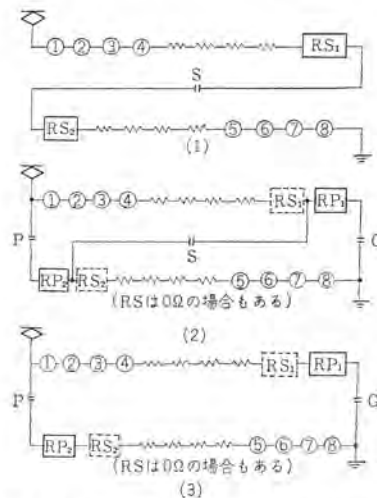
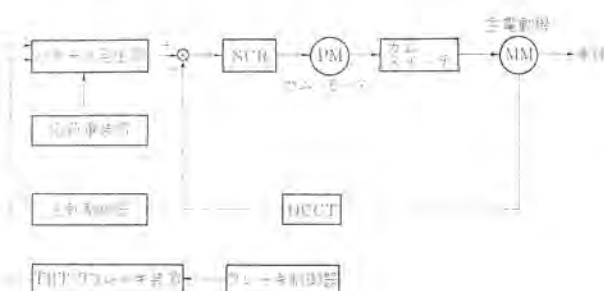
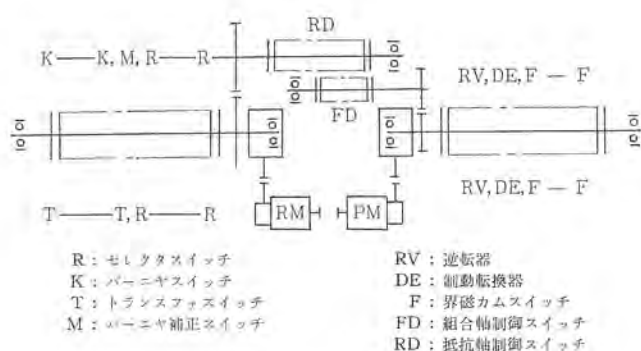
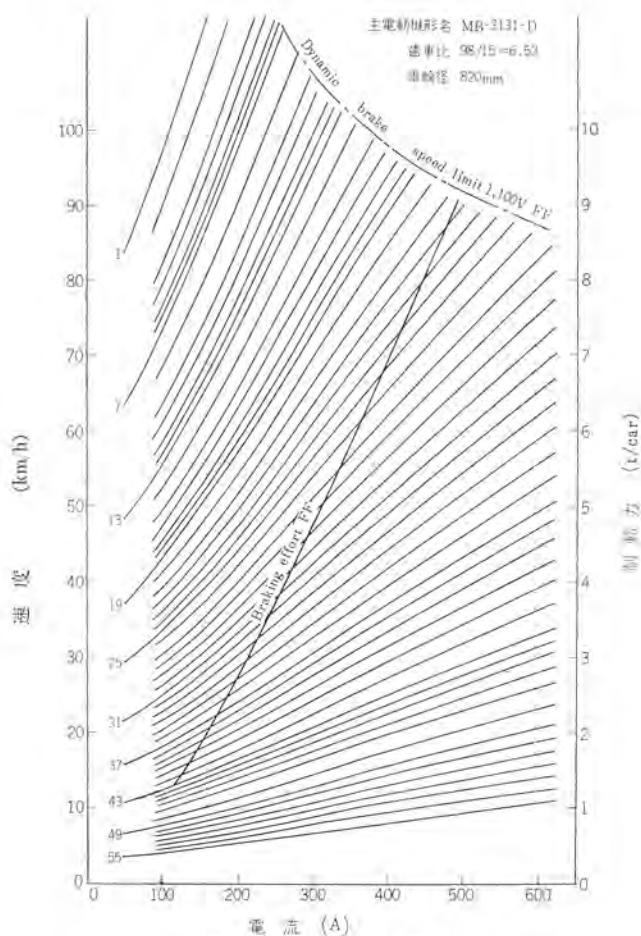
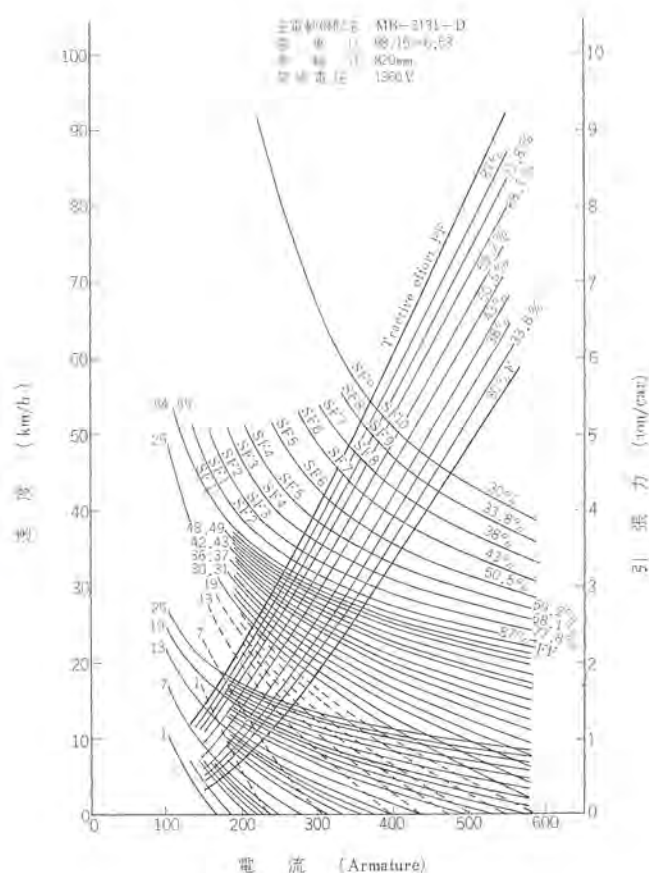


図 4.2 直列回路から並列回路へのわたり Mode of transition from series to parallel connection.

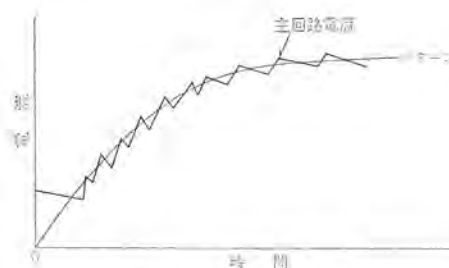


トランスファスイッチは電氣的弁作用を行なうだけでなく、力行オフ時の戻しノッチしゃ断時、電流しゃ断を行なうため、ブローアウトコイルとアークシユートを備えた強固な形状とし、十分なしゃ断能力を備えたものであり、バーニヤスイッチは段間電圧が低く小電流であるため、また、セレクトスイッチは主回路電流の投入しゃ断を行なわないので、接触子荒損は少なく保守が容易である。

5. 制御回路方式

乗客の多少にかかわらずつねに一定の乗心地を有する電流基準プログラム制御方式で、すでに日比谷線、東西線にも実施し、好成績を納めているが⁽¹⁾、その制御にサイリスタ(SCR)を用い速応性と小形軽量化をはかっている。すなわち、図4.6に示すブロック線図のように主電動機電流は直流変流器により検出し、これとパターン電圧を磁気増幅器で比較し、主電動機電流がパターンにおよばないと比較磁気増幅器の出力が増大し、カムモータ回路のSCRを位相制御しながらカム軸を駆動する。

したがって、パターンと主電動機電流の差が大きいときは比較磁気増幅器の出力も大きく、カム軸は早く回転してその差をつめようとし差がなくなると停止する。このようにすることによって主電動機電流は、あらかじめ乗心地を考慮して設定されたパターン曲線に沿っ



て立ち上るので、ショックのない円滑な制御を行なうことができる。

図 5. 1 は加速時の主電動機電流とパターンの関係を示してある。

6. 機器の構成

カム式制御装置を構成する主要機器を表 6. 1 に示す。これらはいずれも地下鉄車両用機器としての難燃化対策をはじめ、小形軽量化、保守点検の簡易化および同回帰の延長を基準に設計製作されたもので、随所に新しいアイデアが盛り込まれている。また、ネジは新しく国際標準として採用された新 JIS(ISO) ネジを機器全般に使用した。

表 6. 1 主要機器一覧
List of principal apparatus.

名 称	形 式	回 路 記 号	定 格	備 考
多素子ヒューズ	FB-S 8738 B -112 A	MF, BF	1,500 V 900 A	
断 流 器 箱	HB-8 R-643			図 7.1, 7.2
内	高速減速減流器 HB-643	HB	600 A	図 7.6
単位スイッチ	UP-643	LS ₁ , LS ₂	600 A	
単位スイッチ	UP-403	S, P, G	450 A	図 7.5
単位スイッチ	UP-262 BA	V	300 A	
その他		LVR, OCR, 減速抵抗器		
主 制 御 器 箱	CB-48 C-1			図 7.3
内	カムスイッチ UCB-S 303	T (アークシュート付)	300 A	
カムスイッチ	UC-S 302	K, R, F, DE	300 A	
カムスイッチ	UCB-S 302	F (アークシュート付)	100 A	
カムスイッチ	UC-S 600	DE	600 A	図 7.7
カムスイッチ	UC-S 380	DE, RV	300 A	図 7.8
補助継電器	UG-S 741		4 a-2 b	図 7.10
無接点装置	MS-211			図 7.11
その他		MCOS, CCOS, E 界磁分路抵抗器		
主 抵 抗 器	EW			
主 幹 制 御 器	KL-210 KL-1001		シネストン	図 7.12

7. 新形式機器とその特長

7. 1 断流器箱

表 6. 1 に示すように主として単位スイッチを格納していて、前面より主要部が点検できるよう一面機器配列をとっている。また前面の補助アーク流しについては、従来のものは重く取扱いにくいことと、取りはずし後も内部に仕切りが残る点検に不便であったので、今回は FRP 化し補助アーク流しとカバーを一体で軽量なものとし、これをはずせば箱内部まで点検できるようにした。図 7. 1 に補助アーク流しを取付た断流器外観を、図 7. 2 にこれをはずした状態を示す。

7. 2 主制御器箱

主制御器は主カムスイッチを主体に格納している。内容機器が多く点検が不便になりがちであるが、カム軸配置を単純にまとめるため、R, F 2 群のカム軸を制御軸を重ねることにより一体に近い配置とした。この結果図 4. 5 に示す駆動機構を含め、全体を小形単純で点検も便利な配置となった。主制御器外観を図 7. 3 に示す。このカム軸配置は主カムスイッチ群を箱の外でもゲージ組立できるよう、主カムスイッチ、カム軸、および減速装置が一体組立される構成となっており、製作、保守時も便利なよう配慮されている。

主制御器は戻しステップしゃ断を行なうので、箱内にイオン化ガスが残る金属腐食など害の生じないよう、換気機構が設けられている。すなわち底ぶたにフィルタ付き吸気穴をもち、天井に防じん、防滴形のベンチレータを設け、対流循環による換気を行なっている。減速装置はウォームギヤ 2 段減速とし小形にまとめた。カムシャフトは 60 mm の



図 7. 1 HB-8 R-643 形断流器箱外観
Type HB-8 R-643 line breaker box.

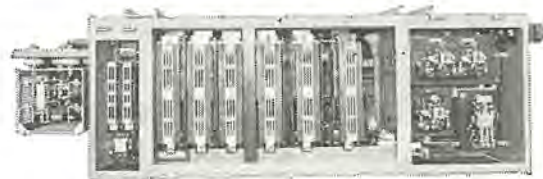


図 7. 2 HB-8 R-643 形断流器箱内観
Type HB-8 R-643 line breaker box.

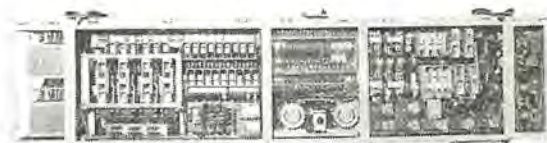


図 7. 3 CB-48 C-1 形 主制御器箱
Type CB-48 C-1 main control box.

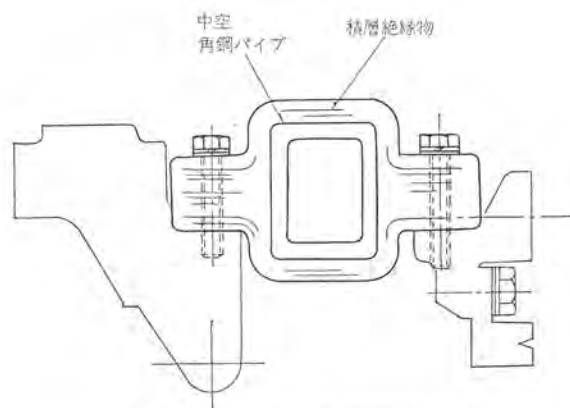


図 7. 4 カムスイッチ取付棒断面
Section of cam switch mounting rod.

四角軸中空のものとし、シャフトのたわみ量の減少とカムのゆるみ発生を防止した。

各軸受はシールド形ボールベアリングを使用し、防じん構造や給油の手間を省略した。カムスイッチ取付は、図 7. 4 に示すような中空角形鋼板パイプを積層絶縁物で包み、この絶縁部にスイッチを取付ける構造を採用した。これによりカムスイッチ部の高さ寸法が小さくなり、カムスイッチの下側に継電器などを置くことができた。

7. 3 新形単位スイッチ、および高速減速減流器

図 7. 5 に単位スイッチ外観を、図 7. 6 に高速減速減流器外観をそれぞれ示す。これらは次のような改良点、特長をもっている。

(1) シリンダのピストン部分には、従来のわん形ピストンパッキン(合成ゴム)の上部に新たに O リングを設け、この O リングとわん形ピストンパッキンの間にグリースを密封して、ピストンの潤滑を長期安定に保つようにした。

(2) シリンダのピストンパッキンしゅう動部は、従来鋳物をホーニング仕上げして使用していたが、これを内面鏡面仕上げ(クロムメッキ)したライナーをそう入する方式としたので、摩擦が少なくピストンパッキ

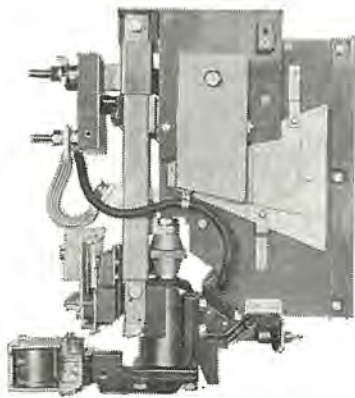


図 7.5 UP-403 形 単位スイッチ
Type UP-403 unit switch.

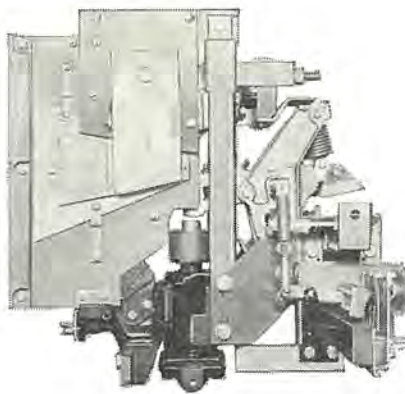


図 7.6 HB-643 形 高速度減流器
Type HB-643 high speed current reducer.

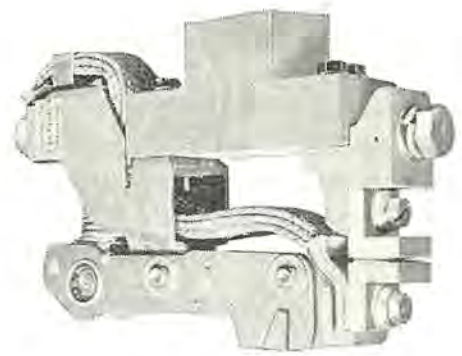


図 7.7 UC-S 600 形 カムスイッチ
Type UC-S 600 cam switch.

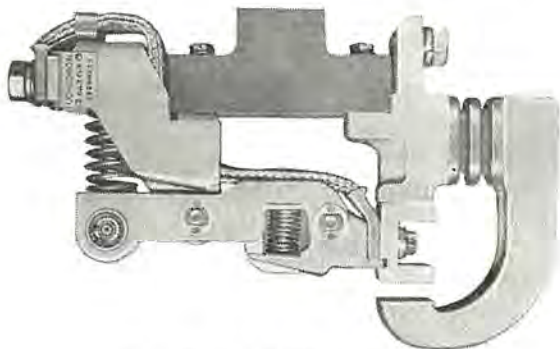


図 7.8 UC-S 380 形 カムスイッチ
Type UC-S 380 cam switch.

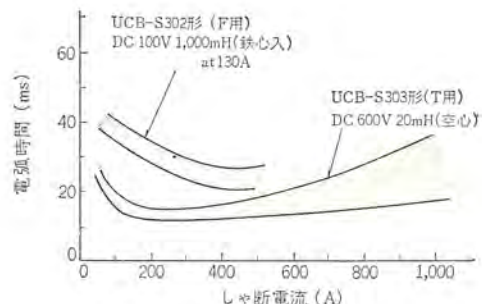


図 7.9 カムスイッチしゃ断特性
Current-arcing time characteristic curves of cam switch.

の摩擦が少なくなった。

(3) ピストン棒とシリンダのしゅう動部には、新たに油たまりを設けたので給油周期を長くできる。

(4) シリンダとシリンダ台のシールには、従来アスベストジョイントシートなどを用いたが、これをOリングに変更したことにより簡単に確実にシールできる。

(5) 可動接触子台のピン部には、グリスたまりを新たに設け、グリスを密封し日常給油を不用とした。

(6) アークシュート材料には、当社がとくに耐アーク性を重点に開発したタイレックスを使用しているので、アークシュートの寿命は大幅に延長されている。

(7) 上部ならびに下部アーク案内の先端には、アークシュートのこの部分が局部的に消耗するのを防止するため、磁鉄片をはめ込んであるので、前項に加え更にアークシュートの寿命が延長されている。

(8) アークシュート内の横仕切板は、他に比べ消耗しやすく部分的に生ずるので、形状を対称形にして片側が消耗しても取付けを逆にすることで、反対側も使用できるようにしてあるため2倍の期間使用できる。

(9) アークシュートにタイレックスを使用したことと、磁気回路の磁気抵抗を少なくするような設計をしたことにより、しゃ断性能が改善された。

(10) 各形式とも極力共通な部品を使用して設計しており、とくに消耗部品である接触子、ピストンパッキン、Oリング、アークシュート、およびバネ類についてはまったく同一の部品となっており、保守部品の管理が容易となるよう配慮されている。

7.4 新形カムスイッチ

バーニヤ制御55ステップを1軸1回転で得ることは、従来の観念で

は角度上の余裕の少ない制御器となる欠点があった。とくに戻しステップ制御が必要なものについては、アークしゃ断機構の付いたカムスイッチでトランスファースイッチ(T)を構成する必要があり、従来は1軸で制御することなく、バーニヤ軸は増速された別軸で制御する方式を日比谷線などで採用してきた。

カムスイッチの動作角度を小さくしてやれば2軸にする必要がなく、機構が簡単となって保守面が便利となるので、この点をポイントにカムスイッチを新設計し、1軸制御方式で角度余裕を十分とれるカムスイッチを完成した。カムスイッチは図7.7の単投形および図7.8の双投形が基本形で、アークシュート付きもあるがいずれも取付は共通となっていて任意の配列で使用できるようになっている。これらは次のような特長をもっている。

(1) カムスイッチ機構を単純化し、また1本の取付棒に可動固定側部品を取付ける方式とし小形化した。

(2) 薄鋼板のプレスワークを最大限に利用し機構部品を鋼板化したことにより、従来の鋳物製にくらべ軽量となった。

(3) カム軸上の動作角度を小さくした。適量のワイヤ量の選定とてこ比を若干大きくすることにより解決した。

(4) カムスイッチはカムオープン形を基本とし、アークシュート付きもスイッチ可動部は共通化した。

(5) アークシュート付きカムスイッチは、しゃ断効果を良くするためアーク案内の形状を工夫し、アークの広がりが急速に進むよう配慮されているとともにアークシュートには三菱タイレックスを用い寿命の延長をねらった。しゃ断特性を図7.9に示す。

(6) カムスイッチヒンジ部には、グリス潤滑と軟窒化処理(硬化処理)を併用し、動作の安定と寿命の延長をはかった。

7.5 新形補助継電器

回路の無接点化が進んでも信頼性や経済性から継電器の利用範囲



図 7.10 UG-S 741 形
補助継電器
Type UG-S 741 auxiliary
relay.



図 7.11 MS-211 形 操作電動機無
接点装置
Type MS-211 solid state controller
for PM.



図 7.12 KL-1001 形 主幹制御器
Type KL-1001 master controller.

も多いので、このたび小形高信頼性をねらった新継電器 UG-700 シリーズを採用した。新形継電器 (図 7.10) は次のような特長をもっている。

- (1) 接点不良の心配のない ツインコンタクトを採用した。
- (2) シャントレス方式とし、断線の心配をなくした。
- (3) プラグイン形式とし保守の便利をはかった。

(4) ユニット接点 (フィンブロックを一体にモールド成形した) の採用により分解、組立が容易となった。

(5) 接点が前面に位置し取付状態での点検が容易である。

(6) 多接点形である (4a-2b, または 3a-3b)。

(7) フィンガをプラグに兼用し、内部の配線をコイル配線のみとしている。

(8) 外部タンシにファストタンシを採用し、通電部からねじをなくした。

(9) 透明カバーの固定にナイラッチを採用し、カバーがワンタッチで着脱できるようにした。カバーの取りはずしはつまみを引っぱるだけでよく、装着はカバーを継電器にそう入し、つまみを押込むだけで固定され、きわめて扱いが簡単である。

7.6 その他の機器

高圧ヒューズ箱や主スイッチ箱などで、従来は鉄製またはレダルタ板製としていたものについては、ひずみや重量軽減のため新しく FRP 製の箱を採用した。主幹制御器は 2 種類製作し、1 台は従来形式としたが他の 1 台はブレーキ接点と力行接点を一体に組み込み、1 本のハンドルで力行・制動の扱いができるシネストン形式 (図 7.12) とした。

8. 現車試験

43 年 3 月各種の現車試験を行ない、性能が初期の目的を十分満足していることを確認した。図 8.1 に現車試験の代表例として起動試験オシログラムを示す。

9. む す び

多くの新しい試みを折込んだ装置を完成することができた。新しい機器は、東西線車両に相当範囲採用されることになっている。

最後にこの装置の完成にご指導ならびにご協力いただいた帝都高速度交通営団関係者各位に厚くお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 小原ほか：帝都高速度交通営団 (東西線) 納め地下鉄電車用電機品、三菱電機技報 39, No. 4 (昭 40)

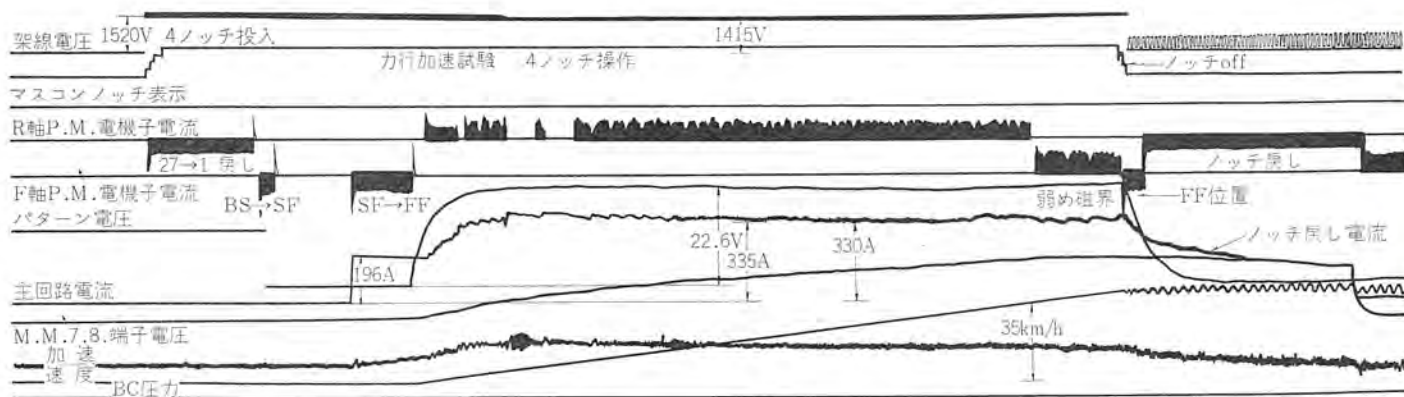


図 8.1 起動試験 オシログラム Oscillogram of starting test.

新方式ブレーキ装置

木嶋 寛治*

三橋 英一・六藤 孝雄

New type Brake equipment

Mitsubishi Heavy Industries Ltd. Kanji KIJIMA

Mitsubishi Electric Corp. Itami Works Eiiti MITSUHASHI・Takao MUTO

Much improvement has been made since compressed air was first made use of to the brake equipment of railway cars. It seems as if the presentday air brake has been developed to consummate the brake principle by establishing a fundamental system. However, practicability of realizing control equipment with chopper type regenerative brake, automatic train operation arrangements and car stopping devices at a fixed point has come into discussion. This has aroused extensively desires of cutting down the dead time, improving precision and response, and facilitating the operation in applying brake. As a result new type high performance brake has been brought into reality with a trade name of type MBF. This article describes its concept, constitution, function, principal apparatus and test result in the field.

1. ま え が き

鉄道車両のブレーキに圧縮空気を利用することが考えられて以来幾多の改良を重ねられ、今日の空気ブレーキ装置にまで発展し、とくに電車で電空併用ブレーキは他の車両用ブレーキにおいてはみられないすぐれた特長を持ち、ブレーキの基本方式は一応確立されたかの感があった。

しかしながら、大容量半導体の進歩によるチョップ方式回生制動付制御装置や、輸送力の増強を目的とした列車自動運転装置(ATO)および定点停止装置などの実用化が検討されるにおよんで、空気ブレーキ装置に対しても

(1) ブレーキ力立上りむだ時間の短縮

(2) ブレーキ力変化の指令に対する精度と応答性の向上

(3) 空気ブレーキ力=指令値-電気ブレーキ力の制御が可能な方式

が改めて強く要望されるようになった。

これらの要求は在来の空気ブレーキ装置の局部的な改良ではとうてい達成させることのできない高度のものであり、最新な新方式ブレーキ装置の開発が必要となった。

幸い最近信頼度の高いトランジスタやサイリスタなどの半導体が容易に入手できるようになり、高性能の電気指令方式の導入が可能になった。電気指令を用いることにより応答性および精度は数段に向上し、定点停止制御に最適の機能が備えられる。さらにこれとときを同じくして、電気指令を速応的にしかも正しく空気圧力に変換する現想的な電空変換器すなわちパイロットバルブが開発されて、ここに高性能なブレーキ装置の誕生をみるに至り、これをMBF形ブレーキ装置と名付けた。

この装置はすでに帝都高速度交通営団の試験車にTRT-9ブレーキ装置として、装備され、チョップ式制御装置およびカム式制御装置と組み合わせての現車試験にすぐれた成果を納めている。

以下、この新方式ブレーキ装置の構想、構成と作用、主要機器および現車試験結果について述べ参考に供したい。

2. 構 想

新方式ブレーキ装置の開発にのぞみ、まず次の構想を立て、これをどのような方式で実現するかを検討した。

(1) 指令系は電気制御とし、電気ブレーキおよび空気ブレーキを併用する。

(2) 指令線は一本として、指令値-電気ブレーキ=空気ブレーキとし、電気ブレーキを主体として不足分を空気ブレーキで補うものとする。

(3) 指令線の断線、混触に対してはfail safeとする。

(4) ブレーキ指示に対するブレーキ作用の有無と、ブレーキ不緩解を検知して(指令値に対するブレーキ力の照査を行なう。特にブレーキ力不足、緩解不良を検知して)防護処置をとる。

(5) 非常ブレーキは列車分離その他いかなる条件に対しても確実にブレーキ作用を行ないうる電気回路を構成せしめる。

(6) 常用ブレーキ不能の場合も少なくとも終端駅まで客を運びうる補助機能を有するブレーキ方式とする。

(7) 電気指令採用に伴い空気貫通管は供給源として元空気だめ管を残すのみとする。

(8) 保守・点検は極力簡素化された部品構成であること。

(9) 空気制御系の修繕期間延長を計るためドレンおよびじんあい除去を行なう。

3. 設 計 方 針

構想実現に対して、過去から積み重ねられた貴重な技術と最近のすぐれた制御技術を結集し、具体的に次の方式を設計方針と決め、各装置の開発に着手した。

3.1 常用ブレーキ

(1) 常用ブレーキは電気指令による電空併用ブレーキ方式とする。

(2) 電気指令はAC電圧によるアナログ量の指令方式とする。

(3) 電制を主に空制を従に使用し、指令値=電制+空制として電制の不足分を空制で補う方式とする。

(4) 荷重に対応してブレーキ率を一定にならしめるための無し

ゅう（摺）動性の応荷重装置を開発する。

(5) ATO による定点停止を行なう場合の応答性を上げ、停止精度を向上させる。

3.2 非常ブレーキ

(1) 非常ブレーキは列車分離・ATC 指令・運転手操作・車掌操作等、前方障害およびブレーキ不能に至るおそれのある自事故発生時にいかなる条件に対しても併用しうる非常回路をもって構成させる。

(2) 非常回路は往復電線回路、常時加圧として安全性を高める。

(3) 非常ブレーキ力は空気ブレーキ力のみとし、粘着限界内において最大ブレーキ力を発生させる。

(4) 応荷重方式を採用しブレーキ率を一定にならしめる。

3.3 応急ブレーキ

(1) 常用ブレーキ故障時に客扱いを行ないうる補助ブレーキとして応急ブレーキを設ける。

(2) ブレーキ指令に対してブレーキ作用の有無（力不足）を各車ごとに検知して作用せしめる。

(3) 応急ブレーキ力は空気ブレーキのみとする。

(4) 機構を簡素化するためブレーキ値は規定して、一段上昇およびゆるめとする。

(5) 非常ブレーキ用応荷重装置を兼用してブレーキ率は荷重に対して一定とする。

4. 装置の構成および作用

このたび開発され現車にて試験されたブレーキ装置の新しい試みは、ブレーキ指令系において空気圧（SAP 圧）伝送から電気指令による伝送に移った点である。この変更に伴い

- (1) 電気伝送系の信頼性
- (2) 電気指令により制御される常用ブレーキ系の故障検知
- (3) 常用ブレーキ系の故障時にこの系統に置き換える応急ブレーキ系統の制御
- (4) ブレーキ装置として安全を確保する非常ブレーキ系統の制御等のブレーキ系として総合的に考慮した。

まず、このブレーキ装置の構成と作用について説明する。

仕 様

(1) 常用ブレーキ

最大減速度 $B=4.0 \text{ km/h/s}$

ブレーキ段数 $B=0.5 \text{ km/h/s}$ 刻みにて 8 ステップ

作用ブレーキ 電空併用、指令値=電制+空制制御

(2) 応急ブレーキ

減速度 $B=3.0 \text{ km/h/s}$

ブレーキ段数 1 段

(3) 非常ブレーキ

減速度 $B=5.0 \text{ km/h/s}$

(4) 監視装置

ブレーキ不足検出、ブレーキ不緩解検出

(5) ブレーキ電源装置

DC-AC インバータ 400 c/s 100 V 出力

(6) 編 成

Mc+M+Tc

4.1 常用ブレーキ

常用ブレーキ系は運転士による定位停止制御や抑速制御ならび

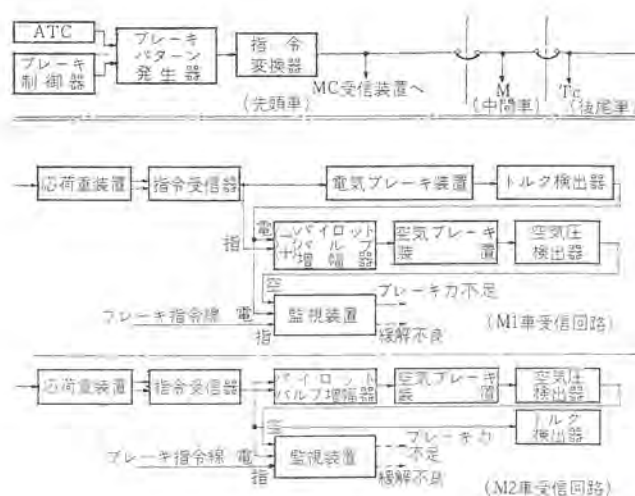


図 4.1 常用ブレーキ

Block diagram of new type MBF brake equipment.

に ATC 装置による速度制御に適合した応答性と精度が特に必要である。したがって、このブレーキでは従来のブレーキにおける応答の遅れ、精度の改善をおこなうために SAP 管による作用装置の制御を完全に電気指令により行なった。この構成を図 4.1 にて示している。すなわち、常用ブレーキ指令には運転士によるブレーキハンドル操作および ATC 装置による常用ブレーキ指令の両者がある。

この両者の指令に基づきブレーキパターン発生器にてブレーキハンドルの操作角度に相当する基準ブレーキパターンが発生される。

また ATC からの指令に対しては常用最大に相当する基準ブレーキパターンが発生され、両者の高位ブレーキ力に相当するパターンが指令変換器に指令される。この回路において各車へ高レベルの信号に変換されて伝送される。この伝送信号は AC 200 V の波高値を有する交流アナログ電流量であって各車のブレーキ装置にて受信される。

M 車においてはブレーキ指令は応荷重装置において荷重に対応したブレーキ力に変換されて指令受信器にはいる。指令受信器にて直流電圧に変換され、この出力は電気ブレーキ装置にはいり限流値パターンとして使用される。

M 車においては電気ブレーキが主体となり電気ブレーキ力の不足分を空気ブレーキ力で補う。すなわち電気ブレーキ力はブレーキトルク検出器で検出されパイロットバルブ増幅器の（-）入力となる。パイロットバルブには指令受信器からのブレーキトルク指令が（+）入力として加えられている。ここで次のように演算される。

指令値-電気ブレーキ=空気ブレーキ

したがって、このブレーキ系においてはアナログ的に空気ブレーキ力を調節可能な電気-空気変換器が使用される。この変換器がパイロットバルブでパイロット増幅器で加減算・増幅された出力電流に比例して空気圧を発生する。このパイロットバルブは小電力で制御可能なように小形に製作されており、パイロットバルブ単独ではブレーキシリンダを定める容量が不足するので中継弁を介している。

電気ブレーキは Mc 車 M 車でユニット制御されるので電気ブレーキ制御装置は Mc 車のみに積載される。M 車においては指令されたブレーキ力から発生している電気ブレーキ力を減算して、この不足分を Mc 車と同様に空気ブレーキで補っている。Tc 車においては指令受信器の出力は直ちにパイロットバルブ増幅器に与えられ空気ブレーキが作用する。

4.2 監視装置と応急ブレーキ

常用ブレーキ系統の故障は主として

- (1) ブレーキ力不足
- (2) ブレーキ不緩解

の二つの故障として故障検知される。

(1) は運転士からのブレーキ指令に対して列車の作用ブレーキ力が不足するか、または最悪時にはブレーキ力が全く作用しない場合があり、安全の見地からすれば全く危険な状態といえる。しかし実際多くの故障は各車ごとに生じるので編成としてブレーキ力が不足することになる。この場合先行列車との関係や列車防御のために強いブレーキ力の必要が生じた場合には、非常ブレーキを作用させることができるのでブレーキ力過大に伴うスキッド発生や、(2)のブレーキ不緩解等の故障に比べて、ブレーキ力不足故障は発生した場合運転上その処置はそれほどむずかしくない。すなわち、このことは常用ブレーキ系をフェイルセーフに構成するかどうかという問題に関係がある。運転上の扱いにおいてブレーキ不緩解はブレーキ力不足故障に比べて運転ダイヤに与える影響が大である。したがって、このブレーキ装置においては常用ブレーキ系をフェイルセーフに組むことを止め、ブレーキ力が発生しない(不足が生じた)場合は監視装置にてこれを検知して、ブレーキ(不足が発生した)車のみ常用ブレーキの一段制御に相当する応急ブレーキを常用系とは別の指令系にて自動的に作用させることにした。

このようにすることによって常用ブレーキ不足故障を生じた場合も、もよりの駅での停止操作を行ないやすくするため常用一段ブレーキにて運転が行なわれるようにした。

以上述べたように常用ブレーキ系は極力ブレーキ不緩解故障を生じないように構成されている。

4.3 非常ブレーキ

非常ブレーキ引通し線は、常時加圧方式で往復2線で構成されている。このブレーキは下記の機器の操作または動作により作用する。

- (1) ブレーキ制御器非常ステップ
- (2) マスコンデッドマン(ATC切替営団位置)
- (3) ATC装置 EMR継電器
- (4) ATS装置(今回の試作車では使用されない)
- (5) 元留気圧スイッチ MRPS
- (6) 低電圧継電器 Bt LVR
- (7) 車掌スイッチ EMBSW
- (8) 方向切換器の操作位置の誤り

この非常回路においては特に下記の点に注意して構成されている。すなわち、非常電磁弁回路の引通し線ならびに非常指令線はすべて往復線とされ、アースはブレーキ制御器から出た復線にて行なっている。

これは上で述べた(1)~(8)の操作器または検出器と接続されている指令線が、他の電源線と混触したときでも確実に非常ブレーキが動作することをねらったものである。また電車の連結両数が大になっても確実に非常電磁弁回路をシャ断するために、非常電磁弁回路の引通し線をEMC接触器でシャ断している。これは(1)~(8)の操作器または検出器のそれぞれのシャ断能力をいたずらに大きくすることなしに合理的に行なうよう各機器の協調を取った。そして、また非常ブレーキ系においても荷重の軽重によりブレーキ作用が影響を受けないように、常用系とは独立した応荷重装置を非常ブレーキ力を発生する空気系に設けている。



図 5.1 ブレーキ制御器
Brake controller consisting of cam type switches.



図 5.2 ブレーキ制御器上部
The upper part of brake controller.

5. 主要機器

5.1 電気制御系

5.1.1 ブレーキ制御器

本制御器は図 5.1 に示すようにカム接点にて構成され、従来のブレーキ弁相当の空気圧制御部は不要となりすべて電気接点にて構成された。ブレーキ段数は常用ブレーキは減速度 $0 \sim 4 \text{ km/h/s}$ を 0.5 km/h/s 単位にてデジタル的に 8 ステップまで取り、非常一段となっている。これを図 5.2 が示している。

5.1.2 ブレーキパターン発生器

ブレーキ制御器の運転操作位置に対応した基準パターンを発生する。またこのブレーキ装置においてブレーキ制御器が急激に操作された場合のショック緩和のために、一時遅れの緩和作用も合わせて行なっている。この発生器は指令変換器の一部として組み込まれている。

5.1.3 指令変換器

指令変換器はブレーキパターン発生器にて発生したブレーキ力基準電圧を増幅して各車に指令を送送するための変換器である。これは主としてマグアンプにより構成された点弧回路と電力増幅のためのサイリスタおよび絶縁トランスから構成されている。変換器の外形を図 5.3 に示す。変換器の出力は 400 c/s 長方形波を位相制御した波高値 200 V の交流波形であり、この波形はアースから絶縁された 2 本の伝送線により各車に指令される。このようにすることにより他の DC または AC 指令線と一線が接触しても影響を受けることなく、正規の指令を送送することができる。この伝送波形を図 5.4 に示している。またこの変換器では別装置である速度検出器出力により低速域と高速域でのブレーキ力の切換えを行なっている。

すなわち、低速域においてはブレーキシューの摩擦係数が大となるので減速度を一定にするための切換えを行なっている。また高速域では車輪とレール間の粘着係数を下げてスキッドの発生を防止するためにブレーキ指令の切換えを行なっている。



図 5.3 指令変換器外形
Exterior view of command apparatus.

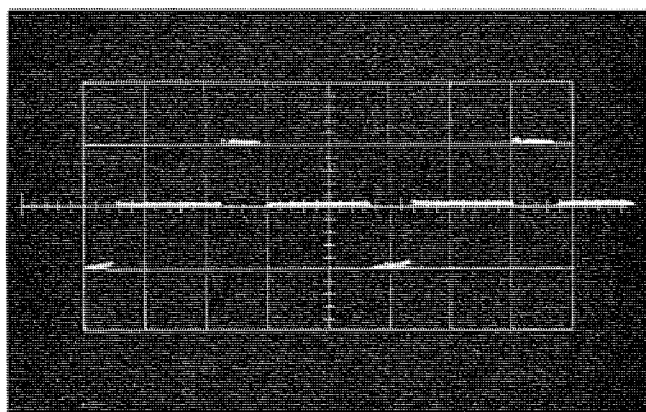


図 5.4 指令変換器出力波形
Output wave form of command transducer.

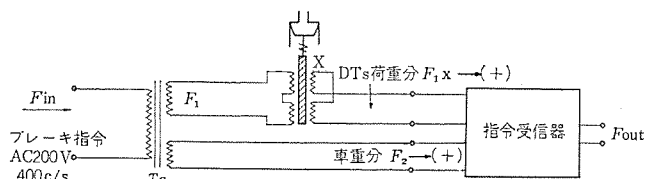


図 5.5 応荷重装置回路
Circuit of load responding device.

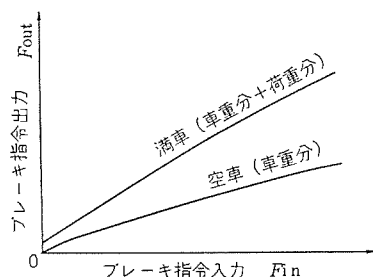


図 5.6 応荷重作用特性曲線
Characteristics of load response.

5.1.4 応荷重装置 (実用新案出願中)

指令変換器の指令ブレーキ力は減速度を荷重に対して一定に保つために荷重に応じて作用させる必要がある。この目的に図 5.5 に示した応荷重装置を使用した。この装置は降圧トランスと差動トランスから構成されている。指令伝送されたブレーキ指令は降圧トランスにより降圧と車重分・荷重分に分配され、その内荷重分は差動トランスの一次側に加えられて荷重に比例した出力を二次側より発生する。これら車重分と荷重分の指令の和が荷重を加味したブレーキ指令と

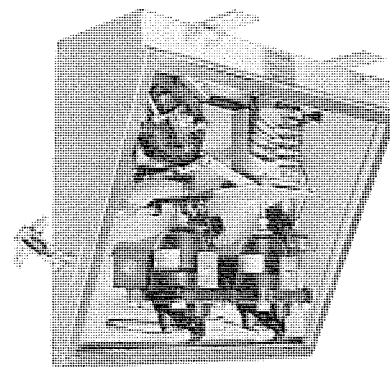


図 5.7 応荷重装置
Load responding device.

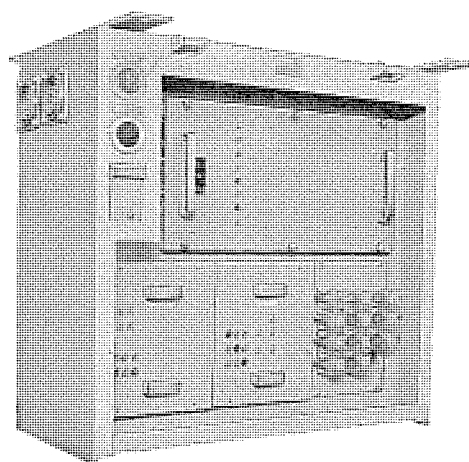


図 5.8 受量装置外形
Exterior view of receiving apparatus.

して使用される。すなわち

$$F_{OUT} = K(F_1 \cdot x + F_2)$$

ただし F_{OUT} : 荷重を加味したブレーキ指令

F_1 : 荷重分指令

x : 荷重係数 (0 ~ 1)

F_2 : 車重分指令

K : 指令受信器の増幅率

にて表わされる演算を行なっている。ところで車重分と荷重分の加算であるが、原理的には両者の出力を直列に接続することにより加算を行なうことができる。しかし荷重検出には空気ばね圧を検出する必要があり、空気圧検出部と差動トランスは機器の取付上別箱となる。そこで車重分と荷重分の加算は直列に接続されると機器間接続線の断線や接触不良が生じたときはブレーキ力が零となるおそれがある。したがって、車重分と荷重分との加算は直接直列接続を行なわないで指令受信器のマグアンプの巻線にて加算を行なっている。

以上述べたように応荷重装置を電気指令に基づくブレーキ指令系に適合した無接点構成にすることにより、検出精度とくにヒステリシスが従来の空気ばね台車において 0.4 kg/cm^2 から 0.1 kg/cm^2 に向上させることができた。また応荷重装置の断線故障が発生しても、車重分に相当するブレーキ力を確保することができるので安全性についても改善することができた。

5.1.5 指令受信器

指令受信器は指令変換器と同様マグアンプを点弧回路としてサイリスタを増幅回路として使用している。

この回路の機能は

(1) 応荷重装置の車重分と荷重分の加算

(2) 負荷が必要とするレベルまでの増幅

以上の二つがある。

特に後者は試作車において制御装置が従来のカム式もチョップ装置と切換えて使用されたので、カム式の限流値制御装置が必要とするパワーまで増幅する必要が生じた。

このような機能を有する指令受信器の出力は電気ブレーキ装置とパイロットバルブ増幅器へ与えられる。

5.1.6 パイロットバルブ増幅器

この増幅器は連続的に空気圧を制御することのできるパイロットバルブを制御する増幅器で電流制御を行なっている。またこの増幅器の前後ではマグネットの巻線を使用し、

指令ブレーキ力=電気ブレーキ=空気ブレーキ

なるよう加減算を行なっている。

この補足ブレーキ的演算はこのたび試作車においては特に重要である。すなわち、チョップ制御装置は再生制動を行なうように製作されているが、直流架線における再生制動は再生電力を消費してくれる負荷が必要で、この負荷は他の力行している車両に限られる。

したがって、負荷となる車両の状態で再生制動によるブレーキ力が決定されるので、常に安定したブレーキ力をうるには、再生制動にて不足したブレーキ力を空気ブレーキにて補うことのできるブレーキ系にすることが必要である。

5.1.7 監視装置

監視装置はブレーキハンドル操作に対してブレーキ力の作用をおもに監視している。したがって、監視装置は電気ブレーキ検知器・故障判別論理回路・表示灯等より構成される。

(1) ブレーキ不足検知

ブレーキ制御器をブレーキ位置3ステップ以上にしたとき、電気ブレーキ検出器および空気ブレーキ検出器が両方共ブレーキ力を検知しない場合にブレーキ不足を検知する。

この結果

(a) ブレーキ不足表示灯が点灯し故障車の判別を容易にするためにこれを記憶する。

(b) 引き続いてブレーキ制御器が7, 8ステップに操作されると応急ブレーキが作用する。

(2) 緩解不良検出

ブレーキ制御器をゆるめの位置にしたとき、空気ブレーキ検出器が作用している場合は緩解不良として故障検知される。

この結果ブレーキ不緩解表示灯が点灯する。

5.1.8 電源装置

この装置は図5.9のブロック図で示す要素から構成され、点線内はインバータの主回路の制御回路と出力側の安定化回路である。DC入力に直流電圧を加えると、サージ吸収回路で、直流電圧に含まれるサージ電圧を吸収し、出力電圧の一部から取り出したブースタ電圧と

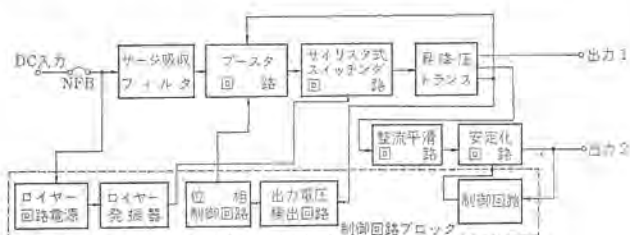


図 5.9 電源装置ブロック図
Block diagram of 400 c/s inverter.

入力電圧との和の電圧がサイリスタ式並列形スイッチング回路にはいる。この回路から制御回路の制御信号によって 400 c/s の長方形波交流が得られ、トランスによっておのおの出力電圧に変圧している。出力電圧の安定化は、出力電圧を検出し、ブースタ電圧を位相制御して、入力電圧とブースタ電圧との和がいつも一定になるよう動作させて行なっている。

出力2は、トランスから取り出した長方形波電圧を整流平滑後、さらに安定化回路を通じて DC を得ている。制御回路ブロックではロイヤー回路に必要な安定化電源と、並列形スイッチング回路を制御するロイヤー発振器とブースタ電圧の制御回路と出力2の制御回路から成っている。

ブースタ回路の電圧は出力電圧の一部を検出し、基準電源と比較増幅して位相制御回路でパルス幅変調された信号を使用し、ブースタ電圧を設定している。

以上のように電源回路を構成することにより、直流電源電圧の変動に対して 400 c/s 交流出力は休止期間の伴わない波高値一定の波形が得られる。

5.2 空気制御系

図 5.10 に空気ブレーキつながりを、図 5.11, 5.12 に作用装置の外観を示す。空気ブレーキの圧力制御およびブレーキシリンダへの圧力空気の給排をつかさどる各種弁類および配管用継手、電線用プラグを一体の弁取付体に集めた。

この空気制御系のユニット化は、車両の床下配管を簡素化するとともに、保守点検が簡単になる効果をねらったものである。また各種弁類は応答性の向上をはかり、特に合成ゴム製の膜板、ゴム板弁、特殊Oリングなどを使用して、信頼度を増し、修繕期間の延長をはかった。

5.2.1 弁取付体

一面に各種弁類をとりつけ、他面に配管および配線用継手の取付座を設けてある。軽量化する目的で、軽合金を採用し、図 3.13 のように本体の空気通路は平面上に鋳造し、この面に軽合金板を特殊接着剤ではり合わせて、取付座を形づくる新しい方法を採用した。この方法により空気通路は完全に清掃され、防せい(錆)処置もおこないやすくなり、ごみおよび腐食による弁の不良事故を防止できる。

5.2.2 パイロットバルブ

図 5.14 に外観を示す。

空気制御系の常用ブレーキ弁で、増幅器の出力電流を空気圧に速応的に変換する。このバルブは、自動給排機構シレノイドで構成されシレノイドのコイル電流によりプランジャーに磁力を生じ、給排弁を作動させる。プランジャーの磁力はコイル電流に比例して、図 5.15 の関係で空気圧力を制御する。

5.2.3 非常弁

図 5.16 に外観を示す。

電磁弁とスプール弁を一体として小形化した。常磁励磁され、非常ブレーキ作用により消磁され、スプール弁が供給位置をとり、設定された非常高圧を供給する。

5.2.4 応急弁

常用ブレーキ電気回路、または常用ブレーキ弁故障の場合監視装置の指令により励磁され、ブレーキ作用をゆるやかにおこなう。この弁は常用ブレーキのバックアップとしてブレーキ不足の防止または故障のとき、客扱いをやめることなく、終端駅まで運転できるように設けられた補助ブレーキである。

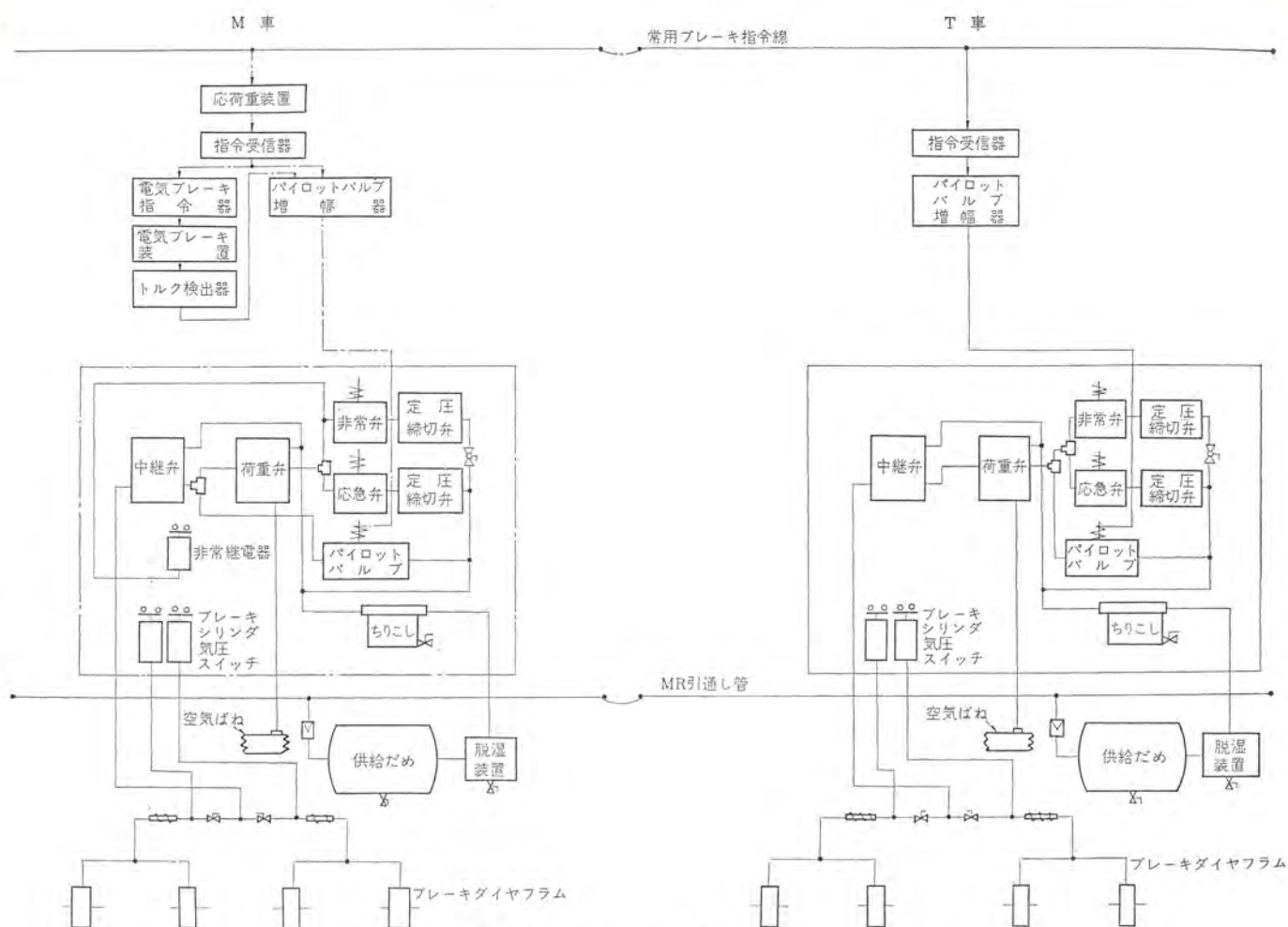


図 5.10 ブレーキ装置つなぎ
Connection diagram of brake equipment.

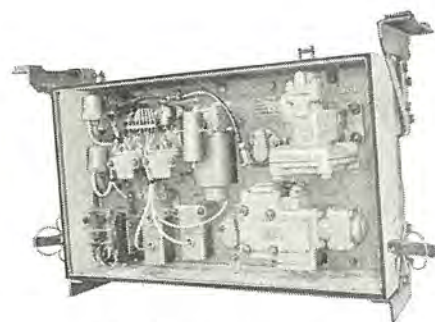


図 5.11 作用装置 (正面)
Operating unit.

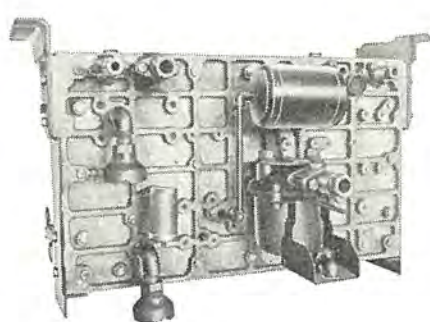


図 5.12 作用装置 (裏面)
Operating unit.



図 5.13 弁取付体
Piping base.



図 5.14 パイロットバルブ
Pilot valve.

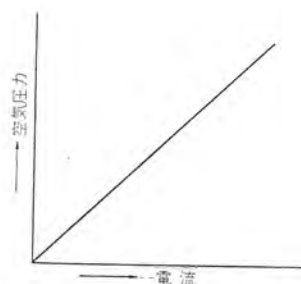


図 5.15 パイロットバルブの特性
Characteristic curve of pilot valve.



図 5.16 非常弁
Emergency valve.



図 5.17 複式逆止弁
Double check valve.

5.2.5 荷重弁

非常ブレーキ・応急ブレーキの空気ブレーキ率を乗客数に対応して、一定とする弁で、空気ばね圧力を利用して荷重値の検知を行なう。

5.2.6 複式逆止弁

図 5.17 に外観を示す。

常用パイロットバルブと非常および応急ブレーキ通路、非常ブレーキと応急ブレーキ通路を切りかえる弁で、特に構造的には特殊ゴム板弁を用いて構造の簡単化をはかったものである。

6. 試験結果

6.1 常用ブレーキ系各部静特性

6.1.1 指令変換器特性

図 6.1 に指令変換器の特性を示す。

これはブレーキハンドル操作により 8 ステップの段階的基準パターンを発生しているので、変換器自体は連続的に指令できるものであるが、図 6.1 に示されたようにハンドルのステップ位置に応じて段階的に出力が変わっている。

6.1.2 応荷重装置+指令受信器組合せ特性

図 6.2 に示されたものは指令変換器の出力を応荷重装置に加え、指令受信器にて増幅した特性で空車の状態と満車の状態を示している。

6.1.3 パイロットバルブ増幅器+パイロットバルブ+中継弁+ブレーキシリンダ組合せ特性

図 6.3 に示された特性はパイロットバルブ増幅器からブレーキシリンダ圧までの組合せ特性であって、組合せ時の指令に対する直線性と各部の類積されたヒステリシスの値を示している。電気指令によるブレーキ特性のヒステリシスは、電気系は空気系に比べて無視できるほど小さな値であり、このブレーキ装置におけるヒステリシスは約 0.1 kg/cm^2 程度で従来のブレーキ装置に比べて格段に改善されている。ここで生じているヒステリシスはパイロットバルブ・中継弁・ブレーキシリンダによるものである。

6.2 ブレーキ応答

ブレーキ制御器の操作からブレーキ装置の最終段であるブレーキシリンダまでの応答について試験した。

制御系の応答を表わすのに種々の方法があるが、ここでは図 6.4 に示すようにむだ時間を含む一次系としてブレーキの立上り、立下り時定数にて表わすことにする。従来の代表的ブレーキ装置と比較して表わしたものが表 6.1 である。

6.3 現車試験結果

本装置は帝都高速度交通営団において試作車に装架され目下試験中であるが、現車にて測定されたものについて述べる。

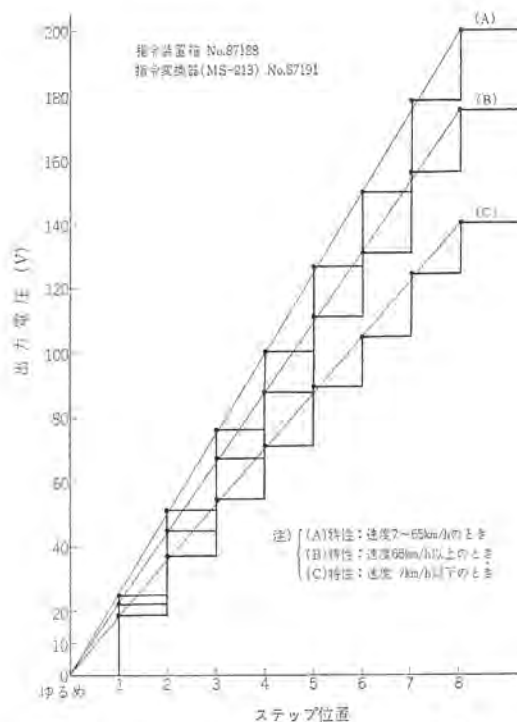


図 6.1 ブレーキハンドル位置—変換器出力特性
Characteristics of command apparatus.

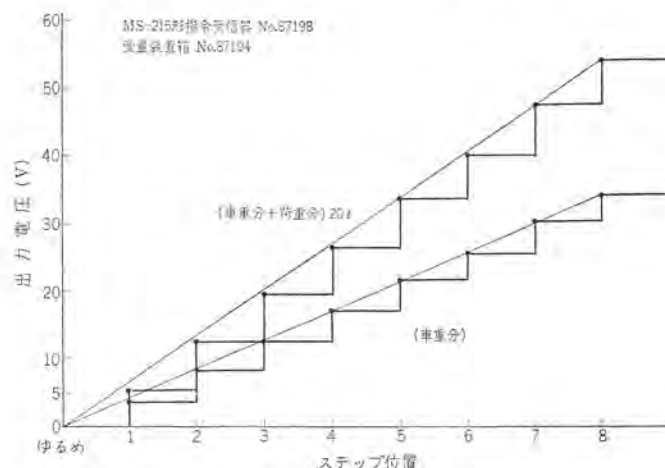


図 6.2 ブレーキ制御器ハンドル位置—受信器出力電圧特性
Characteristics of receiving apparatus.

6.3.1 平均減速度

試験車の制動初速を種々変化させて平均減速度を求めたものが図 6.5 である。これによれば全般的に実測値が計画値より高くなっているが、 50 km/h 付近にて計画値に合うよう調整の必要があることがわかった。常用ブレーキの応荷重装置は荷重の影響を受けることなく一定の減速度を出すことができたが、非常ブレーキの場合は積車時のほうが減速度が計画値より低くなっているのが再調整の必要がある。速度により減速度が変化している点は摩擦シュウと車輪との摩擦係数の変化によるものである。この摩擦係数の計算値を図 6.6 に示す。

6.3.2 電空併用ブレーキによる加減算

チョップ装置による回生制動を主体にして、空気ブレーキを補足ブレーキに使用した場合の指令に対する電空の加減算作用について試験したデータが図 6.7 である。

これによれば回生制動電流の変動に対して追従している様子が減速度 (B) のコードからわかる。しかしながら、回生電流が失効する

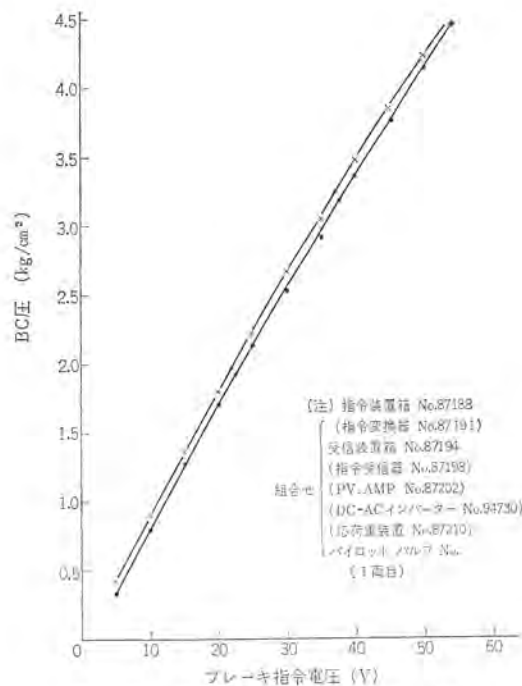


図 6.3 プレーキ 指令電圧—BC 圧力特性
 Characteristic of relation between P, V. amp and brake cylinder.

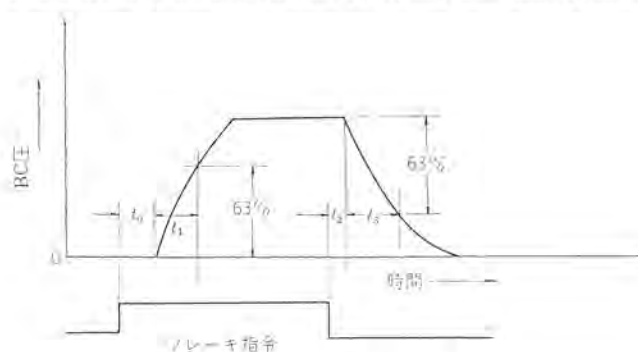


図 6.4 プレーキ 応答
 Brake response.

表 6.1 プレーキ 応答特性
 Brake response characteristic value.

項 目	立上り特性		立下り特性	
	むだ時間 t_0	時定数 t_1	むだ時間 t_2	時定数 t_3
MBF プレーキ	0.17	0.87	0.19	0.87
HSC-D プレーキ	0.5	1.2	0.2	2.00

低速域において電制の立下りに対して空制の立上りが完全に追従できないで、若干の減速度の低下を示す 0.7 km/h/s の谷が見られる。これに対し電制の立下りの時間をゆるやかにするか、またはさらに空気系の応答を速くして BC 圧の立上りを 1 sec 当たり 3 kg/m^2 以上にすることが必要である。

7. む す び

1869 年 George Westinghouse 氏によって圧縮空気を利用したブレーキ装置の実用化がなされて以来、幾多の改良が重ねられてきたが、

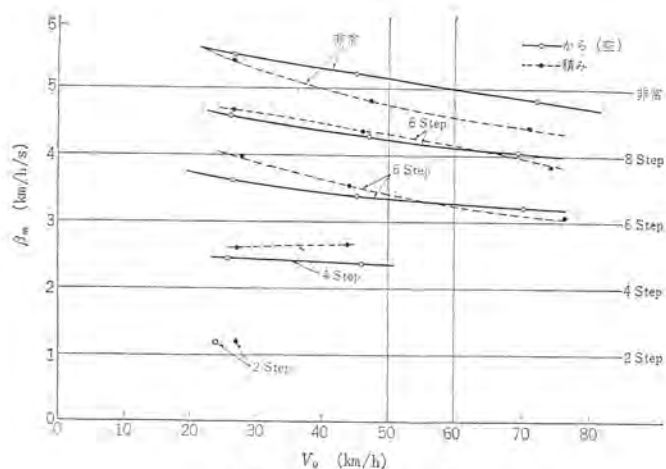


図 6.5 平均減速度 (実測値)
 Average retardation.

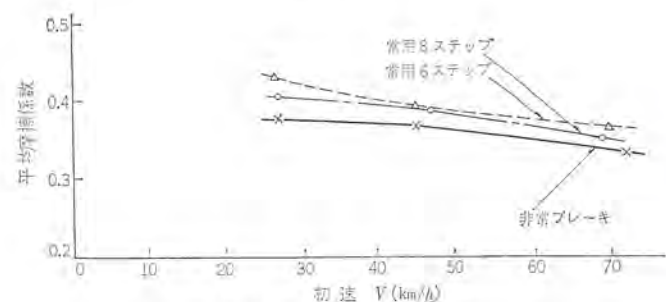


図 6.6 平均摩擦係数 (空車)
 Average friction factor.

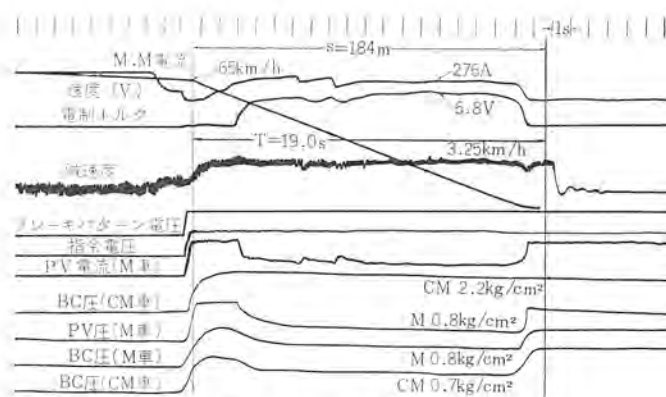


図 6.7 プレーキ 現車試験 オシロ
 Oscillogram obtained in brake test.

今回の新方式 プレーキ 装置の開発により、その性能は一段と飛躍したと言える。現車試験の記録に表われているように、回生電流の変動に対応してブレーキシリンダの空気圧力はよく追従しており、この性能は在来のブレーキ装置では得られなかった画期的な性能である。このため大容量サイリスタで構成されたチョップ制御方式の回生制動制御装置には、不可欠のブレーキ制御装置となっており、今後の発展が期待されている。

終わりにあたり、終始ご指導ご協力を賜った帝都高速度交通営団関係者各位に深い謝意を表する次第です。

IC 化 ATC 装置

壺井 芳昭*・梅田 義明*
白 庄 司 昭**・鳥 居 健 太***

ATC Apparatus Using IC

Central Research Laboratory Yoshiaki TSUBOI・Yoshiaki UMEDA
Itami Works Akira SHIRASHOJI
Kamakura Works Kenta TORII

It was in 1959 when continuous inductive ATC apparatus were developed for the first time in Japan and put to regular use on the Hibiya Line of the Teito Rapid Transit Authorities (TOKYO). Since then almost a decade has elapsed and the devices are now extensively in use on the New Tokaido Trunk Line, most of private railways and subway lines. Circuit elements composing the ATC device are equipped with magnetic amplifier type contactless relays (Cypack) and transistors. Meanwhile, IC has made great strides recently and its application to the ATC device has come to bring about marked improvement on it by reducing the size and elevating reliability. This article deals with advantages gained by this application and problems to be taken into account as well as the introduction of ATC devices built for trial.

1. ま え が き

昭和34年わが国最初の連続誘導式自動列車制御装置(ATC装置)を開発し⁽¹⁾,帝都高速度交通営団日比谷線用として初の量産機を製作納入⁽²⁾して以来,すでに10年に近い歳月が流れた。その間にわが国の鉄道においては,高速と安全を世界に誇る東海道新幹線が完成したのをはじめ,都市近郊私鉄の輸送力増強に伴う列車速度の向上と列車運転間隔の過密化,増大する都市内交通の円滑化を目的とした地下鉄網の急速な新設,拡張などが行なわれ,安全運転の確保のために用途に応じた種々の形式のATC装置⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾が広く採用されるようになった。一方自動列車制御装置は,駅における定位停止制御(TASC),発車から停車まで完全に自動運転を行なうATO装置⁽⁶⁾,さらには線路条件に応じてあらかじめ設定されたプログラムに従って,自動運転を行なうPTC装置へと発展を遂げてきた。

これらの装置はその使用目的から考えて,きわめて高い信頼度を要求されることはいうまでもなく,同時に車両用機器として小形軽量と保守の容易なことが必要条件となる。装置を構成する回路要素として,これらの条件を満たすために従来は速応性磁気増幅器式の無接点論理継電器(サイパック)やトランジスタを使用してきた。一方,近年の半導体技術の進歩により,集積回路(IC)が急速な発達を遂げ,現在では各種のICが大量に生産されており,容易に入手できるようになった。このICを回路要素として採用することによって,装置がきわめて小形化されると同時に,信頼度が大幅に向上することが期待できる。当社ではかねてよりこの点に着目して研究を進めてきたが,このほど現車積載の実使用条件を含むもろもろの試験を終え,実用化の見通しをうることができた。ここに試作機の紹介とあわせて,ICについての概説とIC化の利点,車載機器に対するIC化の問題点とその解決策について述べ,またIC化ATC装置の実用化の方向を示してご参考と供したいと思う。

2. 応用面より見た IC の一般的考察

2.1 概 要

一つの微小な基板上に多数のトランジスタ,ダイオード,抵抗器などの部

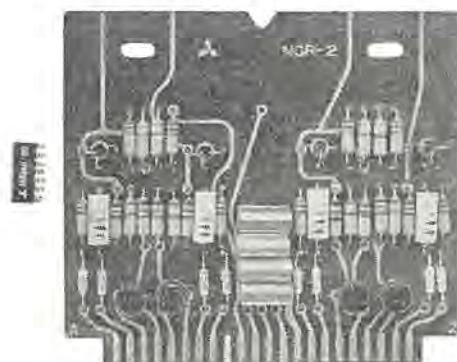


図 2.1 IC と 個 別 部 品
IC and discrete component.

品と,それらの間の配線を作りつけて,論理回路や増幅器などとしての機能を持たせるICは,機器の小形化のうえに大きな効果をもたらすものである。図2.1は2入力ゲート4個を従来の個別部品で作ったものと,これとほとんど同じ機能を持つIC,三菱M5340Pとの大きさの対比を示している。

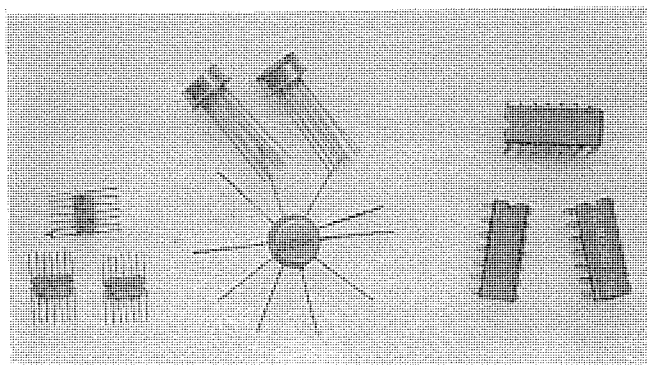
このようなICを含む超小形回路技術は元来単用機器の超小形化をそのおもな目的として発達したものである。しかし,その後のICの量産化とそれに伴う低価格化は,一般商業ベースにおいても従来の個別部品とICとの対抗を可能とし,現在ICは広く一般の産業機器・民生機器の分野にもとり入れられつつある。

これとともにICのねらうところも従来の超小形化という面よりも経済性・信頼性などの面にその比重が移されてきている。

現在広く一般に使用されているICは,構造的にも回路的にも多種にわたっているが,これらの中でICの効果を最もよく発揮できるのは,回路の標準化についての問題が少なく,かつ量産効果の大きい半導体ICの構造を持つデジタルICであると考えられる。そこで以下では特にこの半導体ICの構造を持つデジタルICをとり上げるが,ICとしてはこのほかに構造的には薄膜IC,厚膜ICおよびこれらと半導体ICとの特長を合わせて持たせる混成ICがあり,回路的にはリニア(アナログ)ICがある。

表 2.1 デジタル IC の電気的特性の例
Example of electrical characteristics of digital IC's.

回路形式	CML	TTL	HNIL
製品例	モトローラ MC 300 シリーズ	三菱 M 5300 P シリーズ	アメルコ 300 シリーズ
伝ば遅延時間 (ns)	6	13	60
論理電圧振幅 (V)	0.8	3	10



a フラット形 b TO-5形 c DIL形

図 2.2 IC のパッケージ
Packages of IC.

2.2 応用面から見た IC の長所

IC を使うことによって得られる効果としては機器を超小形化できることのほかに、信頼性・経済性の面で効果が得られることが一般に言われている。この理由としてはいろいろなことがらが考えられるがそのおもなものをあげると次のようである。

まず信頼性の向上の面では、IC 化による使用部品点数の減少と、部品間の接続点数の減少によるところが大きい。接続点は従来から機器の信頼性を低下させる大きな原因として問題視されていたもので、IC 化による接続点の減少はこの問題に対して大きな改善を与える。さらに IC 自体の信頼性については、IC の製造工程が単体トランジスタのそれとほとんど変わらないことによって、その機能は単体トランジスタにくらべて大きく拡張されているにもかかわらず、1 個の IC の信頼性も単体トランジスタのそれとほとんど変わらないものになると考えられている。

一方、経済性の面でも 1 個の IC の価格と単体トランジスタのそれとの間には、本質的に大きな差は生じないと考えられている。それは製造工程、材料である半導体小片の大きさ、歩どまりなど、半導体素子の価格を大きく左右する要素に、IC と単体トランジスタとで大差がないということによる。経済性の面ではこの IC 自体の価格のほか、IC 化による機器の小形化にともなう派生的に生じる系統全体としての経済性の向上も考えなければならない。

2.3 デジタル IC の種類

うえで述べたような IC と IC 化の魅力ある効果が認識されるにおよんで、デジタル IC の応用機器も当初の電子計算機とその関連機器を主とするものから、広く一般の計測機器・産業用機器などに広がった。それとともに IC のほうでも、各応用機種ごとに最もよく適応する幾つかの特長ある回路構成を持つものが作られるようになった。表 2.1 は高速動作・一般用途・高ノイズマージンなどの面で、それぞれ特長を持つ IC の中から一例を取り出してその電気的特性の比較を示している。

IC の用途の多様化とともに変化したものに、うえで述べた電気

的特性のほかに IC のパッケージがある。IC のおもな用途が単用機器であった時点では、小形と信頼性に重きをおいたフラットパッケージや単体トランジスタのパッケージである TO-5 パッケージ類似のものが使われていた。これらのパッケージの難点はその取扱いの不便さにあり、一般産業機器用としては大きさの面よりも取扱いの面を重視した DIL (Dual In Line) パッケージが作り出された。現在では環境条件のあまりきびしくない用途に対しては、この DIL パッケージにさらに価格面での配慮を加えたプラスチックモールド DIL パッケージが作られ広く使われている。図 2.2 は種々のパッケージの外観を示している。

2.4 デジタル IC とリニア IC との対比

以上では半導体 IC のうち特にデジタル IC に重点をおいて述べたが、一般にはリニア IC の使用に対する検討も必要である。

アナログ回路はデジタル回路に比べてその標準化ははるかに困難である。このためデジタル回路の場合のように、標準化された市販の IC だけを使ってアナログ回路を IC 化することは一般に困難である。しかしアナログ回路では、同じ機能をデジタル回路で実現するにくらべて一般に少ない部品数で済み、必ずしも機器全体にわたる完全な IC 化を望まなければこの面からの効果は大きい。

また、IC の構造についても、リニア IC の場合は半導体 IC 以外の構造を持つものを使用をも考える必要がある。この点に関してはデジタル方式をとる場合においても、本質的にデジタル化できない増幅回路やフィルタ回路など、周辺回路部分について同じようなことが言える。

3. ATC 装置 IC 化の問題点

一般に機器の IC 化を考えると、IC で実現できる回路だけを使って機器を構成しなければならない、ということで種々問題点が生じる。さらに IC 化しようとする機器が ATC 装置のように車両に積載して動作させるものであるときは、うえに述べた一般的な IC 化の問題点のほかに車載機器特有の問題点加わる。

これらの問題点の中で特に大きいものと考えられる問題点としては、次のようなものが考えられる。

- (1) システムの構成
- (2) 素子の選択
- (3) 故障対策
- (4) 雑音対策

以下、これらの各問題点とそれに対して考えられる解決策について述べる。

3.1 システムの構成

IC 化の効果はアナログシステムにおいてよりもデジタルシステムにおいて容易にあげられる。したがって機器の IC 化を考えると、従来の装置のアナログ方式の部分できるだけデジタル方式に変えることが望ましい。

しかしアナログシステムをデジタルシステムに変えると、一般に所要部品数の増大と機器の応答速度低下の面で問題が生じる。このうち応答速度の問題は、デジタルシステムではアナログと違って演算の実行に時間を要することによって生じる。

一方 IC 化による所要部品数の減少と IC の一般的な高速性とは上の問題点を十分に補うこととなり、通常これらは重大な問題とはならないと考えられる。

3.2 素子の選択

車両上はあとで述べるように雑音の面で問題の多い環境である。

また車上機器の動作速度は一般に IC の動作速度の基準から見て非常に低速度のものが多い。したがって、このような用途にあてる IC の特性としては、速度は遅くてもよいからできるだけノイズマージンの大きなものが望まれることになる。

しかし特にノイズマージンを大きくすることに留意した IC は、その需要量に起因しているものと思われるが、入手の容易さと価格の面で一般向け IC にくらべて劣っている。

一般に列車で問題となる雑音は、IC の論理レベルに比べてはるかに大きい電圧振幅を持っている。したがって、どのような IC を使うにしても必ず何等かの雑音対策は必要である。しかもこの雑音対策の容易さはノイズマージンの大きさと常に直接的に結びついていとは思われない。素子の選択はこの雑音対策の容易さの程度を指標に、雑音環境に合わせて行なわれなければならない。

3.3 故障対策

IC 化にあたって問題となる事項の大きなものに故障対策がある。すなわち、IC 化 ATC 装置は列車保安装置としての特質から、それが故障したときでも決して危険な状態を招かないように、いわゆるフェイルセーフになっていなければならない。

このような機能は従来、電磁リレーあるいは交流信号とトランスとの組合わせなどを論理要素として使うことによって実現されてきた。これらは適当な条件の下で使うときは故障時の出力状態をあらかじめ予測することが可能で、この点が利用されている。

ところが IC 論理素子の場合には通常直流直結ロジックとなり、故障時の出力状態を予測することは不可能である。したがって、故障時の論理素子の出力状態をあらかじめ予測できることを利用する従来の方法は使えない。これにかわる方法としては、

(1) 同じ機能を持つ回路をいくつか並列に動作させる冗長系の採用。

(2) 論理素子の出力が絶えず変化している状態を危険側出力に対応させる。

の二つの方法が考えられている。

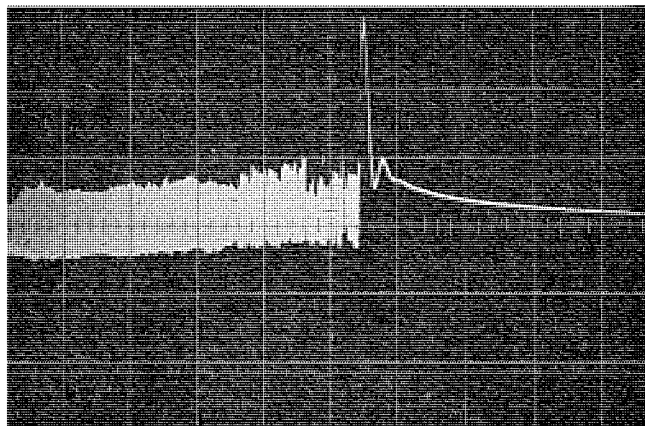
(1)の方法は当然使用素子数の増大と機器の大形化を招く。しかしこれによれば単にフェイルセーフだけでなく、一部の回路や部品の故障に際しても装置全体としての動作には全く影響を与えない、といった構成をも可能とする。これは機器の動作信頼性・保守性の面で大きな効果をもたらす。また IC 化によって回路構成部分の容積がきわめて小さくなるので、多重系としても従来の装置と同等以下の大きさに納めることも不可能ではなく、この点にも IC 化の特長が生かされるといえる。

(2)は素子が健全であるときにだけ可能な出力の変化状態をもって危険側出力に対応させ、素子の故障時に見られる出力の固着状態を安全側に対応させようとするものである。この方法は素子間の結合が直流結合となっていることによって、あらゆる場合に適用できるとは限らないが、適用可能な場合には少ない素子数でフェイルセーフが実現できる点、効果が大きい。

3.4 雑音対策

IC 応用機器にとって車上はよくない環境である、と言わねばならない。すなわち温度・湿度・震動・雑音などについて問題があり、中でも雑音についての問題が大きい。

それは電気車自体の扱う電流電圧が IC の扱うそれにくらべて、くらべものにならない大きなものであるうに、補助回路に多数の電磁リレー・電磁弁類を使い、これらはいずれも強力な雑音の発生源



V: 1kV/DIV. H: 左から右へ 1ms/DIV.

図 3.1 スパイク波形の例
Example of relay spike.

となっていることによる。

図 3.1 は、コイル定格 100 V 10 W の電磁リレーのコイルに流れている電流を急に切断了ときに現われたスパイクの一例を示している。

このようなスパイクは直接あるいは電磁的静電的な線間結合を介して、車上のあらゆる電線類に雑音となって現われる。これらの雑音は IC の誤動作の原因となるが、IC の動作速度は特に高速度をうたっていない品種でも従来の電磁リレーや、いわゆる無接点リレーなどにくらべて格段に速いため、従来では問題とならなかったような短時間だけ発生する雑音をも問題の対象としなければならない。さらには雑音の勢力が強大であることから IC の破壊をも考慮する必要がある。

雑音に対する対策の基本は雑音を IC のある部分にまで到達しないようにすることであり、電線を伝わってくるものに対するフィルタ、空間を伝わって来るものに対する静電的・電磁的シールドなどはこれにあたる。その他雑音対策として重要なものに機器内部の配線法と配線インピーダンスに対する配慮があげられる。これは雑音電流が IC 化機器内部配線や箱体を流れるとき、その流路に沿ったインピーダンスのために配線や箱体に電圧を発生するが、信号レベルの小さい IC ではこの電圧が問題となることによる。

これらの雑音対策は機器の動作の安定をはかるためには、完全に行なわれている必要があると同時に経済的に行なわれることが必要である。雑音対策そのものは積極的に機器の特性性能の向上に寄与しないことを考えるとき、雑音対策はその完全化とともに、簡易化についても十分考慮を払う必要性が理解される。

なお、その他の問題点としてプリントカードが従来のものと違ってあるまとまった機能を持つようになることがあげられる。したがって機器の保守方法、カードの試験方法などを改めて検討する必要が生じる。特にカードの試験に関する問題は大きいと思われる。

4. 試作装置と試験

4.1 試作装置概要

前章で考へた ATC 装置を IC 化するとき生じる問題点に対する対策を明らかにするために、IC 化 ATC 装置の試作と試験とを行なった。

試作装置は現車試験を容易に行なえるようにその外部仕様を現用の ATC 装置と完全に合わせてある。IC 化試作のモデルとなる現用の ATC 装置としては帝都高速度交通営団東西線のものを選んだ。

表 4.1 主要要目
Principal specification.

方 式	デジタル、二重系
使 用 I C	M 5300 P シリーズ、46 個一系統 または M 200 シリーズ、61 個一系統
速 度 照 査 精 度	約 1%
応 答 時 間	0.25 秒以内
雑 音 処 理	CR 積分回路による入力フィルタを主体とする
消 費 電 力	5 W 以下（無接点回路部分だけについて）
大 き さ（最大寸法）	150×350×200（無接点部分だけの大きさ）

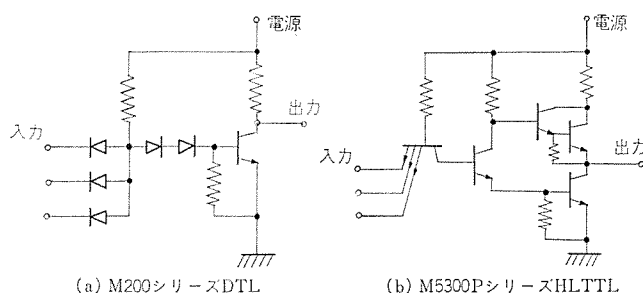


図 4.1 DTL と HLTTL の基本回路
Basic circuits of DTL and HLTTL.

この装置は通常の各信号現示別の速度規制のほか、ATC 設一非設区間の乗入れ規制、前後運転台の交換規制などの機能を持っているが、試作装置もこれらの機能をすべて備えている。試作装置の主要仕様は表 4.1 のとおりである。以下試作装置をまとめるにあたって特に留意した事項について述べる。

4.1.1 使用 IC

最も一般的な IC を試用するというので、デジタル IC の中の HLTTL (High Level Transistor Transistor Logic) と呼ばれる回路構成を持った三菱 M 5300 P シリーズを使った。これはプラスチックモールドの DIL パッケージを使ったもので、現在各種の計算機関係に大量に使われている最も一般的な IC の一つである。同時にこれと比較検討することを目的としてフラットパッケージを使った M 200 シリーズをも試用した、これは DTL (Diode Transistor Logic) と呼ばれる回路構成を持っている。

M 5300 P, M 200 各シリーズの基本回路構成を図 4.1 に示す。

これら 2 種類の IC の比較が簡単にできるよう、それぞれ独立にプリントカード上に完全な ATC の機能を実現しており、単にカードをさしかえるだけでどちらをも動作させることができる。

論理素子としては特に高いノイズマージンを持つものを選び、論理電圧にして約 4 V という比較的小さいものを使い、これを雑音対策の面で補うことを試みた。

4.1.2 方式

IC としてデジタル IC である HLTTL, DTL を選んだため ATC の方式もデジタル方式となった。このため図 4.2 に示す ATC 論理照査装置の全構成中、現用装置がアナログ方式をとっていた照査回路部分は IC 化にあたって、あらためてデジタル方式に設計直した。現用装置において、すでにデジタル方式をとっている論理回路部分には、この問題はない。

さて、デジタル速度照査回路の方式としては、種々のものが考えられるが、ここで選んだものは最も単純なカウンタ方式である。ただし、カウンタ方式としてすぐに考えられる、一定時間中の走行距離から速度を求めるやり方とは逆に、一定距離走行するのに要した時間から速度を求める方式をとった。この方式の特長は速度の制限値を

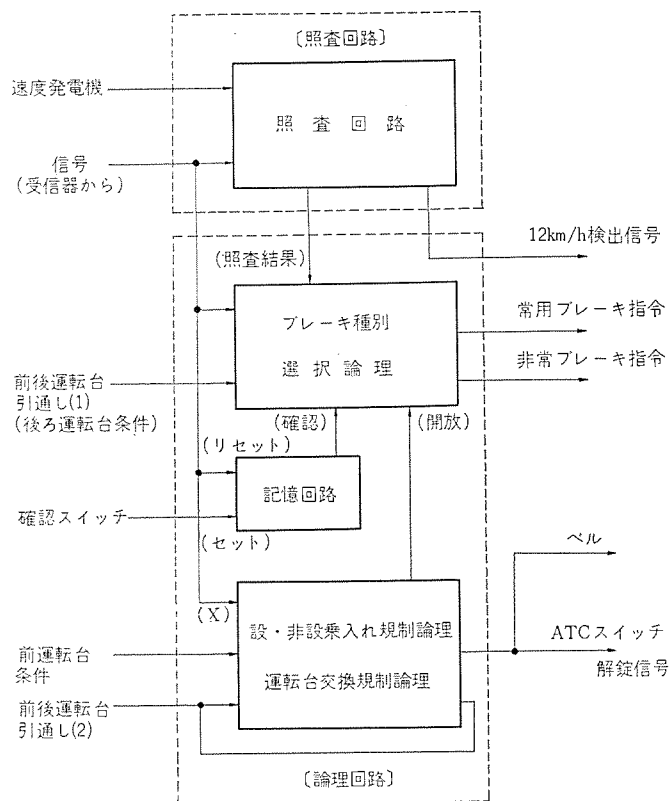


図 4.2 ATC 論理照査装置の構成
Block diagram of speed checking and logic relaying device of ATC.

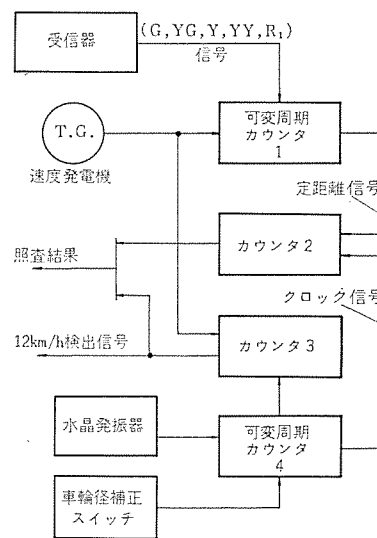


図 4.3 速度照査回路ブロック図
Block diagram of digital speed checker.

超過する程度が大きければ大きいほど、回路のレスポンスが速くなるところにある。

図 4.3 は試作装置の速度照査回路のブロック図である。

4.1.3 二重系の採用

試作装置で使った HLTTL, DTL の論理素子はいずれも直流直結論理素子であって、いわゆるフェールセーフ論理素子の機能はもっていない。そのために試作装置では ATC としての機能を完全に備えた二つの回路を同時に動作させ、それぞれの出力を最終段の出力リレー駆動回路でつぎ合わせることによって、安全側（ブレーキをかける側）の出力を優先させる形の二重系を採用している。

この方式では使用素子数が通常の場合の 2 倍必要となる欠点があ

表 4.2 雑音対策一覧表
Table of counterplot for noise.

雑音対策	適用箇所
入力フィルタ	すべての入力線
出力フィルタ	IC 回路とパワーアンプの間
内箱	全体
シールド板	IC パッケージと他パッケージの間 IC 部分配線と他との間
シールド線	入出力フィルタ前後の配線ほか
貫通コンデンサ	シールド板を通り抜ける線
分路抵抗器	一部の入力線
分路コンデンサ	出力線
ラインフィルタ	電源回路
ツェナダイオード	電源回路
接地法	全体



図 4.4 内箱
Inner card box.

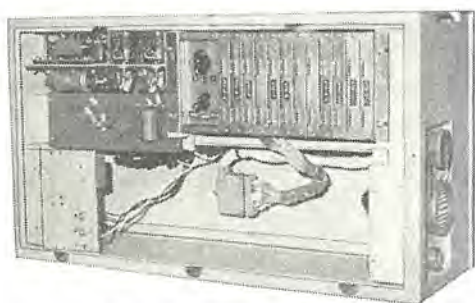


図 4.5 試作装置外観
Exterior view of experimental ATC apparatus.

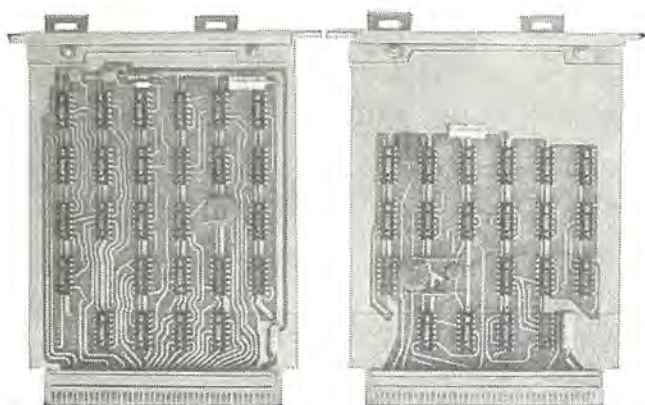


図 4.6 M 5300 P シリーズ用プリントカード
PCB mounting M 5300 P series IC'S.

る反面、すべての素子の故障はその素子を含む系の最終出力に必ず影響を与える点を利用して故障検出が容易にできるという利点をもたらす。

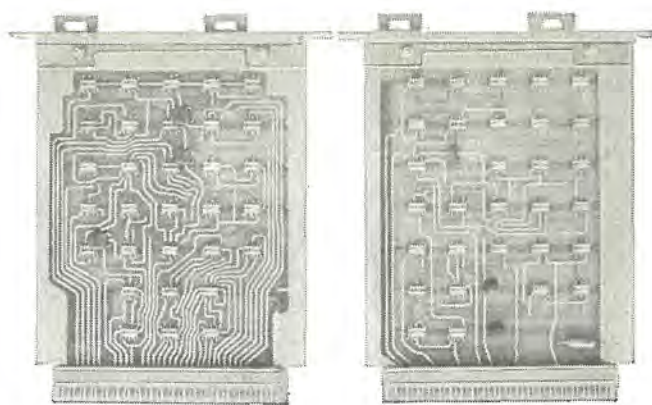


図 4.7 M 200 シリーズ用プリントカード
PCB mounting M 200 series IC'S.

4.1.4 雑音対策

雑音対策としてはフィルタを設置するとともに、機構設計・配線法などに細心の配慮をした。

表 4.2 は試作装置に施した雑音対策のおもなものを示している。

4.1.5 構造

試作装置全体としては、その外形を現用のものと合わせる必要から現用のものと全く同じ箱に納めた。しかし IC とその周辺を含む、いわゆる無接点回路部分は図 4.4 に示す内箱に納めたうえで、さらに出力リレー、コネクタなどとともに現用の ATC 装置の箱に収容されている。

内箱は静電シールドの働きを兼ねており、各プリントカード、カード間配線、スイッチ類（車輪径補正スイッチ、片チャンネル開放スイッチ）などを収容する。

図 4.5 は試作装置全体の外観を示す。IC 化の結果、出力リレーなどを除いた無接点回路部分だけについて見れば、二重系にしても、なお、従来の約 1/3 の容積におさまる、この結果外箱全容積の半分は空所となった。

図 4.6 は試作装置の中心となる IC、M 5300 P シリーズをとりつけたカードを示し、この 2 枚 1 組のカードで ATC の全機能を実現している。図 4.7 は図 4.6 のものと比較検討するために、これと全く同じ機能を M 200 シリーズ IC を使って実現したものである。

4.2 試験

試作装置に対する試験は地上試験と車上試験との両方を行なった。

4.2.1 地上試験

おもな試験の内容は次のようである。

- (1) 照査精度 ($\pm 1\%$)
- (2) 応答時間 (最大 0.25 秒)
- (3) 動作周囲温度範囲 ($-10 \sim +50^{\circ}\text{C}$)
- (4) 許容電源電圧変動範囲 ($\pm 15\%$)
- (5) 許容入力信号電圧変動範囲 ($\pm 30\%$ 以上)
- (6) 外來雑音に対する耐性
- (7) 耐震性

上の項目中、照査精度と応答時間の点はデジタルシステムをとったことによって全然問題はない。

また、耐雑音性の試験では、試作装置に直接つながっている線のうち、特に大きな振幅の雑音が見られる可能性が大きいと思われる出力リレーの接点回路に、外部から模擬雑音を与えることによって行なった。模擬雑音は、図 4.8 の回路によって振幅 $1 \sim 2 \text{ kV}$ 、波形は先に図 3.1 に示したものと類似のものを得て使った。

4.2.2 車上試験

車上試験は帝都高速度交通営団東西線で行ない、停止試験と走行試験を行なった。

停止試験では、各種の車両操作にともなって発生する雑音の観測とそれの試作装置への影響の調査などを行なった。

表 4.3 はそのときに得られた雑音の値の一部を示すもので、ATC につながる各電線の線番と、それに現われた雑音の最大値および最大値を記録したときの操作の内容の関係を示している。雑音の測定にはパルス波高電圧計と、特にこの目的のために自製したパルス幅弁別器を使った。

次に走行試験では、ATC 機能の確認を行なう試験と耐環境性試験を行なった。この結果、試作装置は雑音による影響をまったく受けず、きわめて安定に所期の動作を示すことが明らかとなった。

図 4.9 はこの試験で得たオシログラムの一部で、信号現示・列車速度および ATC の指令出力の関係、ならびに ATC 指令に対する列

車の応答を示している。

5. 実用化の検討

試作装置による試験の結果、IC が車載装置に十分実用できることが実証されたが、実用化装置の設計に際してはそのシステムの構成についてさらに検討を加えた。この場合とくにつぎの事項に配慮する必要がある。

- (1) 故障対策（フェイルセーフ）
- (2) 回路の簡単さ（部品数の減少）
- (3) 保守・点検の容易さ

故障対策としては、各構成部分ごとに最も適したフェイルセーフ回路を採用し、また冗長系の設定について回路の重要度、故障率などを勘案して検討しなければならない。

以下に実用化装置に採用する速度照査部および論理部の回路例について述べる。

5.1 速度照査部

速度照査部はデジタル式とすることにより素子の特性のばらつきや変動、電源電圧や周囲温度の変化によって照査点の変動することがなく、調整箇所が全くなりしかも高い精度が得られ、保守も容易になるという特長が得られる。

図 5.1 に速度照査部のブロック図を示す。列車速度の検出は車軸の回転を検出する速度発電機によって行なわれ、その出力周波数が列車速度に比例している。これをある制限速度と比較するには

- (1) 一定時間計数して計数値によって判定する。
- (2) 制限速度に対応して計数時間を変えて計数し、計数値が一定値を越えるかどうかで判定する。
- (3) 速度発電機の出力のパルス幅（周期）を測定し、その値によって判定する。

などがデジタル的に行なう方法として一般的に考えられるが、いずれもサンプリング式となり、サンプリング時間だけの検出遅れを生ずるうえに、計測時間中は判定結果を記憶する必要があり、計測時間と判定時間のタイミングの区別が必要となるなど回路的にも複雑になる。ここに記す方法では、制限速度に相当するパターン周波数と速度発電機周波数とを周波数比較（パルス数比較）することにより、サンプリング

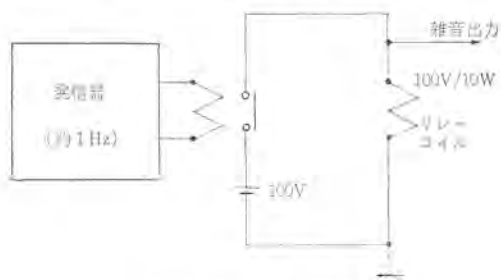


図 4.8 雑音発生回路
Noise generating circuit.

表 4.3 実車における雑音の測定例
Example of noise measured at cab.

線番	雑音電圧 V	雑音パルス幅 ms	操作の内容
Y ₁	25	15 以下	ATC 切換スイッチ操作
Y ₂	300	15 以下	ブレーキ弁 非常止める
TM ₁	400	15 以下	コンパタスイッチ断
TM ₂	180	15 以下	TM ₂ 入りこ切り
TM20B	47	15 以下	ブレーキ弁 入りこ切り
前照スイッチ	84	15 以下	前照中 非常止める

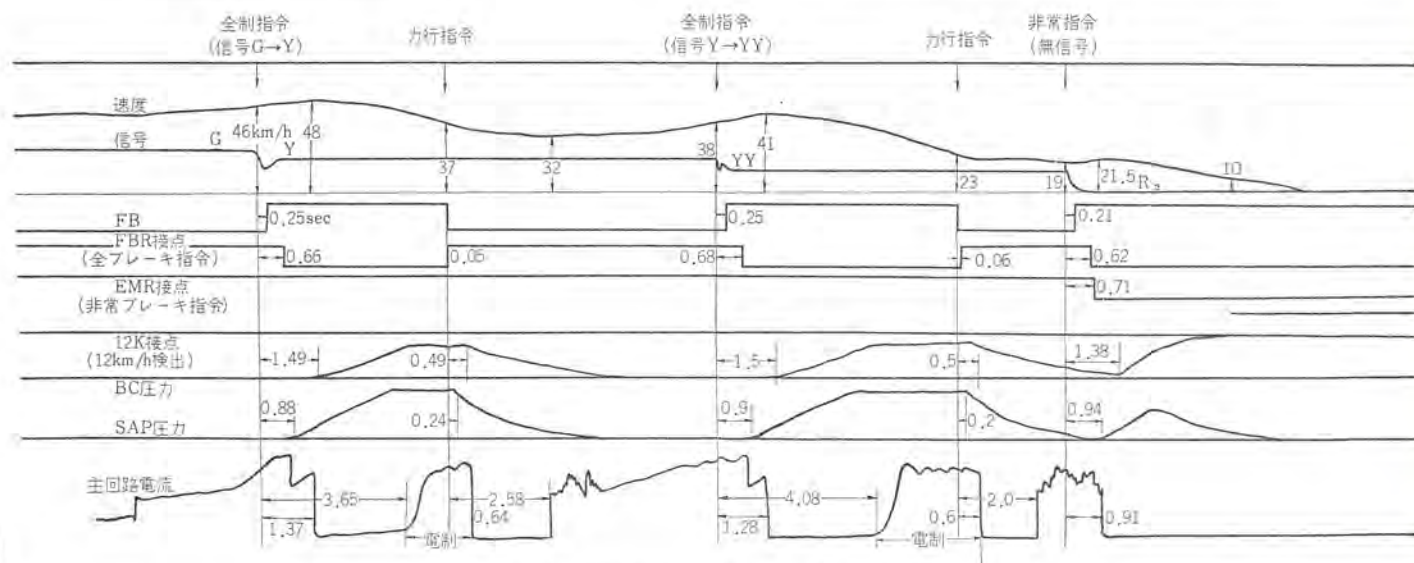


図 4.9 試運転で得たオシログラムの例
Example of oscillogram of test run.



図 5.1 IC 化速度照査部ブロック図
Block diagram of digital speed checker.



図 5.2 アナログ式速度照査部ブロック図
Block diagram of analog speed checker.



図 5.3 周波数比較の原理
Principle of frequency comparator.

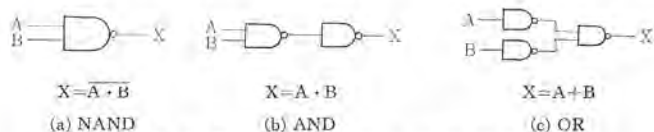


図 5.4 NAND ゲートによる論理要素
Logic elements composed of NAND gates.

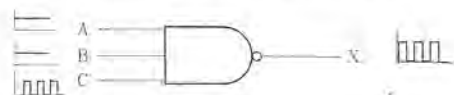


図 5.5 フェイルセーフの AND
Fail-safe AND.

は不要であり、とくに信号が下位に変化した場合のブレーキ指令の応答を著しく速くすることができ、回路的にも簡単になる。

図 5.1 によってその動作を説明する。パターンパルス発生回路で制限速度に対応した周波数のパルスを発生する。発生方法は基準発振器の周波数をパルス分配器によって分周することによって行なう。速度発電機出力を波形整形回路にて方形波にして速度パルスを得、周波数比較回路でパターンパルスと周波数比較し、速度パルス周波数が大であればブレーキ指令を発生する。図 5.3 に周波数比較の原理を示すタイミング図を示す。周波数差があれば必ず一方のパルスが2発以上続けてはいることが起こり、この余分のパルスによって大小を判定することができるわけである。

図 5.2 に従来のアナログ式速度照査部のブロック図を比較のために示すが、ブロック図的には非常に似ており、アナログ式のパターン電圧(制限速度に対応した直流電圧)の代わりにパターンパルス(周波数)を発生し、また速度発電機周波数を直流電圧に変換し、電圧比較器でパターン電圧と比較する代わりに周波数比較を行なう点で具体的には

異なる。図 5.1 において照査精度に影響するのは基準発振器のみであり、周波数基準は容易に高精度のものが得られるから、アナログ式に比しはるかに高精度で安定なものが得られることになる。

ノイズ対策を前述の試作試験結果にもとづいて実施し、図 5.1 の方式によって実用化試作を行ない、現車試験を行なって良好な結果が得られた。

フェイルセーフについては、図 5.1 の波形整形回路を停車時速度発電機出力がないときに低周波で自己発振するようにすれば、各部が常に交流的に動作していることになり、故障によってこの交流的動作が止まることにより容易に検出できる。

5.2 論理部

論理部を構成する論理要素として、従来は AND, OR を基本要素としていたが、デジタル IC としては図 5.4(a) に示すように N AND ゲートの形をとるので、一般に図 5.4(b), (c) に示すような組合わせによって AND, OR の機能をうることができる。しかし、これらの回路ではフェイルセーフとなる回路を構成できないので、トランジスタ回路において行なわれるように交流励振をかける方法をとる。たとえば図 5.5 に示すように DTL, IC の入力端子 A, B に直流入力を、また端子 C にパルス入力を加えると出力端子 X には出力パルスが発生し、この IC が AND として作用する。IC 内部の基本回路要素が故障するとパルス出力が出なくなるので、パルス出力がなくなる方向を安全側とする回路を構成することによってフェイルセーフとすることができる。また同様な考え方を OR, Flip Flop などの論理要素に適用することができる。

6. む す び

IC 化 ATC 装置は、うゑに述べた試作装置によるデータをもとにしてさらに実用化試作を行ない、すでに長期試験を行なって良好な成績を収めており、現在帝都高速度交通営団第 2 次試作車を対象に設計を進めている。

最後に IC 化 ATC 装置の試作および現車試験に関してご指導いただいた帝都高速度交通営団関係各位に深く謝意を表わすものである。

参 考 文 献

- (1) 管田, 竜田: 電車用自動列車ブレーキ装置, 三菱電機 34, 845 (昭 35)
- (2) 小原, 北岡: 自動列車制御装置, 三菱電機 35, 411 (昭 36)
- (3) 北岡, 石田: 東海道新幹線 ATC 装置, 三菱電機技報 38, 469 (昭 39)
- (4) 北岡: 最近の電車用 ATC 装置, 三菱電機技報 39, 895 (昭 40)
- (5) 神崎, 北岡, 永岡, 中村: モノレール用自動停止装置, 三菱電機技報 38, 1,142 (昭 39)
- (6) 宇田川, 北岡, 柴谷, 竹内: 電車の自動運転装置, 三菱電機技報 36, 960 (昭 37)



特許と新案

搬送保護継電装置

発明者 北浦孝一・古谷昭雄・鈴木健治

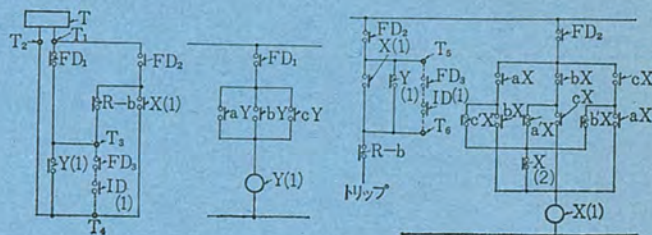
この発明は平行多回線送電線に多重故障が発生したために、故障回線から故障電流が流出するようなことがあっても、確実に保護する装置に関するものである。従来の搬送保護継電装置によれば、多重故障時に故障回線から故障電流が流出するために、その故障回線を除去できないという事態が生じていた。

この発明はこの欠点を克服するもので、図はその一実施例を示す制御回路図である。いま電源端近傍で二相単純故障が起こった場合を考えると、1号線では各相用内部方向判定要素 aX , bX 動作により回線選択継電要素 X_1 が動作して送電線の一端 A からの搬送波 F_A 停止、送電線の他端 B では搬送波を受信する受信器のバック接点 $R-b$ が閉成、外部方向判定装置 Y_1 が不動作であるから、B 端からの搬送波 F_B 停止となりトリップする。2号線では A, B 各端が F_A , F_B の送電を続けるからトリップしない。また多重故障が起こった場合でも同様に保護される。

要するにこの発明は、3相にわたる異相故障時に保護区間に2

相故障があるにもかかわらず、電流が流出位相となるために生ずる不都合ケースの数を減少しようとするものであり、その対策として3相にわたる故障であることと、いずれか1相の電流が他の2相の電流よりも大であること、あるいは零相電流が一定値以上あることを条件に外部方向検出要素の動作を無効にして、この外部方向検出要素によるトリップロックを解除するようにしたものである。

(特許第513372号) (太田記)



電圧検出装置

考案者 寺田 真・松本忠士

この考案は温度補償をした電圧検出装置に関するものである。

図1は従来の温度補償を施した電圧検出装置であり、 a , b は入力端子、 c , d は出力端子、 ZD はゼナーダイオード、 Th は負の温度係数を有する抵抗、 R_1 , R_2 , R_3 は抵抗であり、 c , d 間にあらわれる電圧の極性反転により、入力端子間 a , b に印加される電圧値を検出しようとするものである。ところでゼナーダイオードの温度係数は通常 $4 \sim 9 \times 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}$ 程度の値を有している。ゆえに単にブリッジの一辺にゼナーダイオードをそう入しただけでは、温度変化によりその検出値が変化する。

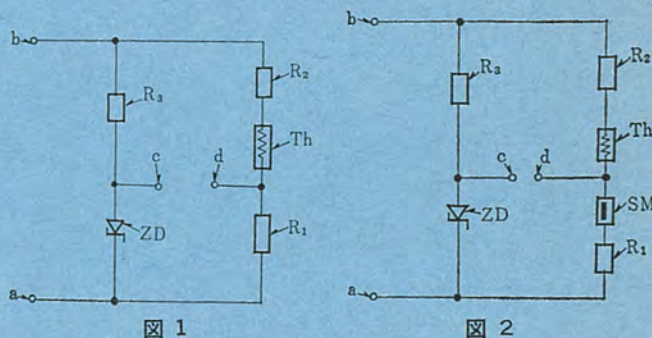
この変動を補償するため、従来は図1のようにゼナーダイオードの対向辺に負の温度係数(通常 $-3 \sim -4 \times 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}$ 程度)を有する抵抗 Th をそう入していた。これで一応温度補償の目的を達成することができる。しかし精度を上げるべく a , b 間の入力電圧を大きくとる場合には上記 Th を大きくする必要がある。しかし一般に負の温度係数を有する抵抗は、高価であるから好ましくはない。

この考案はこの点を改良しようとするもので、ゼナーダイオード ZD の温度補償を、図1のように負の温度係数を有する抵抗のみに頼ることなく、図2に示すようにブリッジ中の Th の直列辺に正の温度係数(通常 $6 \sim 8 \times 10^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}$)を有する抵抗 SM をそう入するもので

ある。この図2において回路の入力極性を端子 a を正、端子 b を負とした場合、温度上昇とともにブリッジ出力端子 c の極性はバランス点から負の方向へ移るが、その変化分に対応して両抵抗 Th および SM によって端子 d 点のバランス点の移動作用を分割して行なわせて、ゼナーダイオードの温度補償を行なうものである。

図2のほか、 SM を ZD の直列辺にそう入すること、あるいは Th , ZD の直列辺にそれぞれ SM を分割そう入することとしても同様の効果を期待できる。

(実用新案第840405号) (太田記)



時計装置

考案者 武田 克己・新川 成美

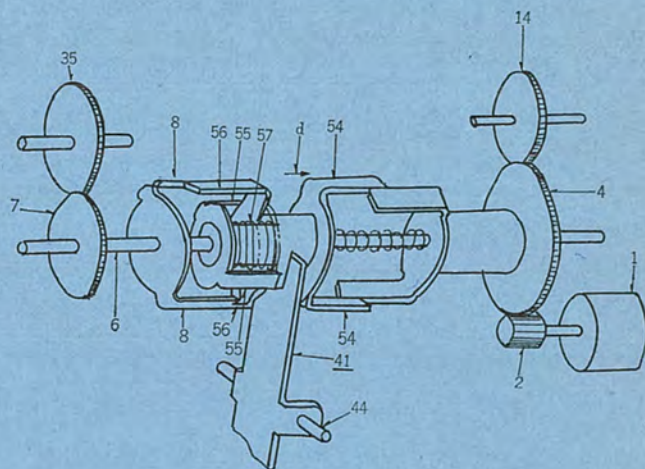
この考案は、平常時にモータによってぜんまいを巻き込んでおき、停電時にぜんまいの出力によって動作する時計装置において、とくにぜんまいの巻き過ぎ防止用のクラッチの改良に関するものである。

図において、モータ 1 の回転は歯車 2, 4, 14 を経て時計軸に、また歯車 2, 4, クラッチ 13, 軸 6 および歯車 7, 35 を経てぜんまいにそれぞれ伝達される。ぜんまいが巻き込まれると、これに従動して作動子 41 が軸 44 を支点として次第に図示時計方向に回転、クラッチ 13 のつめ 54, 55 を右方向に動かす。

また、つめ 55 と係合して回転しているつめ 56 は、他のつめ 8 を回転方向に押しているため、この両つめ 56, 8 間には接触摩擦力があり、このためつめ 55 が右方向に移動してもしばらくはその位置にあり、ばね 57 が圧縮される。このばねの反力とつめ 56, 8 間の接触摩擦力とが平衡すれば、つめ 56 も右方向に移動し、つめ 56 とつめ 8 との係合がはずれる。この両つめの係合がはずれた瞬間、ぜんまいへの動力の伝達が断たれる。つめ 56 とつめ 8 との係合がはずれると、ばね 57 の力によりつめ 56 は急速に右方向に動かされ、つめ 8 との間隔が広げられる。

もし、ばね 57 がなければ、つめ 56 がつめ 8 からはずれても、つめ 56 はそれ以上は右方向に動かないので、つめ 56 とつめ 8 との端面がすり合って摩耗するが、この考案によればこれが防げる。

(実用新案第 838235 号) (幸島記)



電気時計装置

考案者 佐藤 安俊

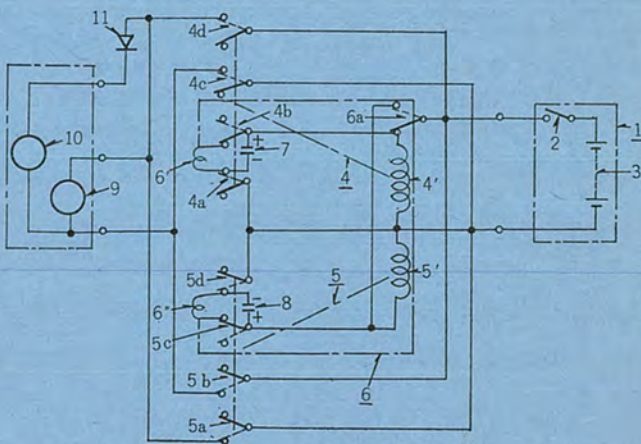
この考案は親時計から発信されるパルス電流によって、動作時間間隔が異なる 2 個の子時計を駆動するようにした電気時計装置に関するものである。

図において、親時計の発信スイッチ 2 が閉合すると、リレーコイル 4' が励磁されてリレー接点 4a~4d が点線位置に切り換えられる。このため、コンデンサ 7 が充電されるとともに、子時計 9, 10 に電流が供給される。発信スイッチ 2 が開かれると、リレーコイル 4' の励磁が解かれてリレー接点 4a~4d が実線位置に復帰するので、子時計 9, 10 への通電が断たれるとともに、コンデンサ 7 の放電電荷によってリレーコイル 6' が励磁されて、リレー接点 6a が点線位置に切り換えられる。

次に、所定時間経過後、発信スイッチ 2 がふたたび閉合すると、リレーコイル 5' が励磁されてそのリレー接点 5a~5d が点線位置に切り換えられる。このため、コンデンサ 8 が充電されるとともに、一方の子時計 9 に上記と逆極の電流が供給される。また、他方の子時計 10 には、整流器 11 が電源 3 に対して逆方向に接続されているので、電流は流れない。したがって、一方の子時計はたとえば 30 秒間隔で、

また他方の子時計 10 は 1 分間隔で駆動され、1 台の親時計で動作時間間隔が異なる 2 個の子時計を駆動しうる。

(実用新案第 838241 号) (幸島記)



電動機絶縁の機能試験

坂田 桂三*・川上 剛*・美藤 亘*

Functional Evaluation Test of Motor Insulation

Central Research Laboratory

Keizô SAKATA・Takeshi KAWAKAMI・Wataru Bitô

In conducting a functional test on the insulation of rotating machines, it is necessary to do it by putting all accounts together through the simulation of various factors of deterioration liable to come in actual machines. We have been developing devices for water wheel and turbine generators to carry out a variety of tests in this respect. We have developed apparatus for the functional test of motor insulation and made evaluation of each kind of insulation systems with induction motors and traction motors.

As a result, it has been brought to light a fairly important correlation between the second point of sudden increase of current P_{i2} and AC breakdown voltage. But between other nondestructive characteristics and breakdown voltage was not found correlation. In spite of considerably severe and dynamic test conditions, each of insulation systems was found to have a good function. In particular the systems provided with new heat resistive insulation material Kapton and Nomex were proved by no means inferior to the conventional mica insulation.

1. ま え が き

機器の絶縁を構成する絶縁材料の進歩発達はめざましく枚挙にいとまがないが、それらの特長を消化吸収し、特性をいかして適所に応用せねばならない。またそれら材料単独の特性はかなりよく知られているが、複合絶縁組織とした場合の特性は、個々の材料の相乗的效果が発揮できるとはかぎらない。複合絶縁組織である機器絶縁の寿命という問題に対しては、実際の機器が受けると考えられるおもしな劣化要因を試料にあたえ、その機能に即した試験、すなわち機能試験を行なって総合的に判定する必要がある。

しかしこれらの機能評価試験は、機器の寿命という長期のものを予測することにあるから、必然的に労力・費用は多くかかる欠点があった。新しい材料を速やかに適用するには、それなりの信頼あるデータも当然必要であり、評価に要する期間も短いことが望ましい。

たとえば形巻きコイル絶縁を有する機器の評価試験法としてよく知られているのに AIEE No. 511 があるが、これは機器が受けると考えられるおもしな劣化要因を個々別々にあたえ、各試料がある一定電圧に耐えなくなるまで続けるという方法である。実際の機器はこのような劣化要因が個々別々に作用することはほとんどなく、それぞれ並行して同時に作用するのが普通である。

そこで以上に述べたような観点にたつて、当社ではすでに大形水車発電機、タービン発電機絶縁の機能試験装置を開発して、各種絶縁方式の機能試験を実施し⁽¹⁾、また電動機絶縁の機能評価には、AIEE No. 511 に準じて実施してきたが⁽²⁾、今回、誘導機、電車電動機絶縁について、実物大モデルを用いた当社独自の機能試験装置を開発した。以下、試験装置ならびに本装置を用いて、耐熱絶縁物（カプトン、ノメックス）を用いた電車主電動機絶縁や、誘導電動機の各種絶縁方式の機能試験を実施した結果について述べる。

2. 機能試験方法

形巻きコイル絶縁を有する回転機の機能試験法としてよく用いられている AIEE. No. 511 では、熱—振動—吸湿などの劣化要因を単独に、しかも順次直列に与えるといういわば静的な要素が強く、

実用機器の使用状態からみた動的な要素に欠けていた。そこでわれわれは以下に述べるような動的な要素を加味し、より実用条件に近い方法で加速劣化を行ない、各種の非破壊特性を測定しながら、最終的には破壊電圧の低下率をもって、各種絶縁方式の評価を行なうことにした。

2.1 試験装置

実物大の試験モデルを吸湿循環装置をもつそう（槽）内に設置し、コイルには常時交流電圧を印加し、別の電源より負荷電流に相当する直流電流を通電して、熱的、電気的、吸湿などの諸条件を模擬する。それと同時にモデルコア、コイルを振動させるため、モデルコア、コイルを質量とし、これを“ばね”で両持はり（煲）にした振動系をつくり、モデルコアの下部にある電磁石で加振する。

また通電電流の ON-OFF によって、負荷変動に対応するヒートサイクルを自動的に加えることにより、機械的にも実用条件を模擬できるようになっている。これらは全部自動的に制御させて実用状態に近い動的な要素を与えると同時に、人手の軽減を計るということをする。

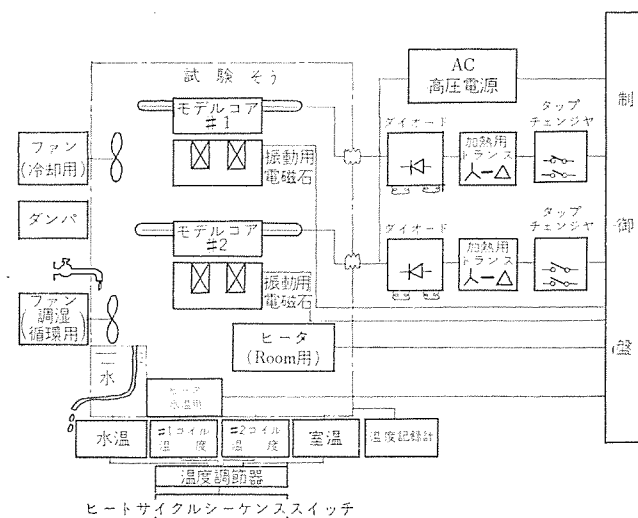


図 2.1 電動機絶縁機能試験装置ブロック図
Block diagram of functional test equipment for motor insulation.

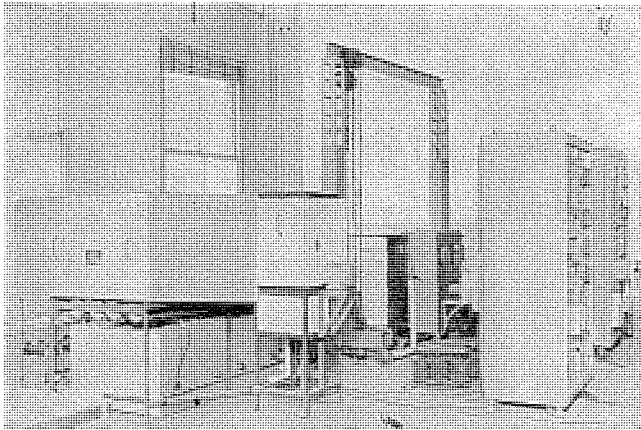


図 2.2 電動機絶縁の機能評価試験装置
Functional evaluation test equipment of motor insulation.

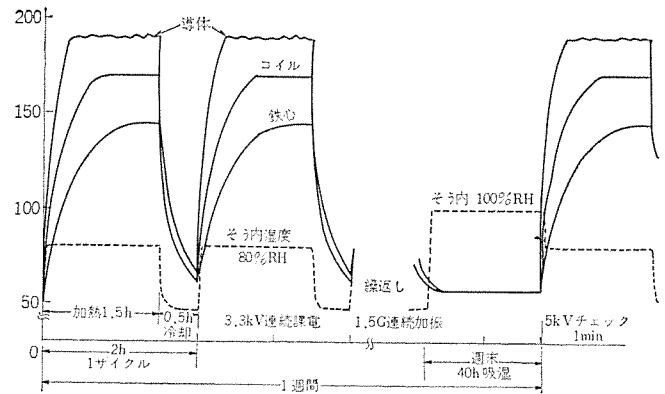


図 2.5 ヒートサイクル中の各部の温度
Temperatures of various portions in heat cycles.

2.2 供試モデル

誘導電動機固定子のモデルを図 2.3 に、電車主電動機のモデルを図 2.4 にそれぞれ示す。いずれも試験そう内に 2 台ずつ設置した状態で、一つのモデルコアにはコイルがそれぞれ 10 本ずつ入れられており、かつ一つの絶縁方式に対しては 5 本のコイルを用いる。

供試コイルの絶縁仕様を表 2.1 に示す。電車電動機の絶縁には、最近の新しい耐熱絶縁材料を用いて評価を行なっている。なお誘導電動機は 3.3 kV 級、電車電動機は DC 1,500 V 級である。

2.3 試験条件

実用条件よりも過酷な条件で加速試験を行なう必要があるが、一方実用状態との対応を損じないように配慮しなければならない。種々検討した結果、試験条件として表 2.2 に示す条件で行なった。

誘導電動機におけるヒートサイクル中の各部の温度、そう内湿度およびヒートサイクルプログラムを図 2.5 に示す。運転中はコイル温度、鉄心温度、そう内温度および湿度を連続測定するほか、定期的に運転を中断して、乾燥状態で各試料別の $\tan \delta$ 、コロナ、直流特性などを測定した。週末には 50°C、100 % RH に 40 h 保ち十分吸湿させてからチェック電圧を印加した。

3. 試験結果と考察

3.1 非破壊特性

3.1.1 $\tan \delta$ 特性

ヒートサイクルによる $\tan \delta$ 特性の一例として、誘導機モデルによる結果を図 3.1、3.2 に示す。これらの特性は周囲条件の影響を受けやすいので、ヒートサイクル加熱後、試料が 50°C になったとき、乾燥状態で測定している。

1 kV における $\tan \delta$ はレジンの種類により幾分の相違があるが、通常の劣化傾向と同様、ヒートサイクルとともに $\tan \delta$ は減少している。 $\Delta \tan \delta$ ($\tan 3.3 \text{ kV} - \tan 1 \text{ kV}$) はヒートサイクルにより、かなり大幅な変化を示しているが、なかでもエポキシ方式がサーモセット方式よりも良好である。このように劣化による絶縁方式の優劣の差違が低電圧時の $\tan \delta$ にあらわれず、高電圧時にあらわれるのは、絶縁材料の耐熱性の相違により導体付近の高温部分におけるボイドの発生状況が異なるためであると考えられる。

3.1.2 吸湿絶縁特性

ヒートサイクルの初期と老化後の吸湿絶縁特性の一例を示すと図 3.3 のようになる。図は老化前と 1 サイクル 4 h のヒートサイクルを 240 サイクルおこなった後の両者について、50°C、100 % RH 中で 40 h 吸湿させたときの結果を示したもので、試料は電車電動機の試番 No. 6、

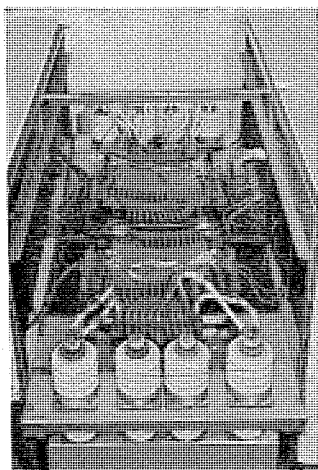


図 2.3 誘導電動機モデル
Induction motor models for functional evaluation test.

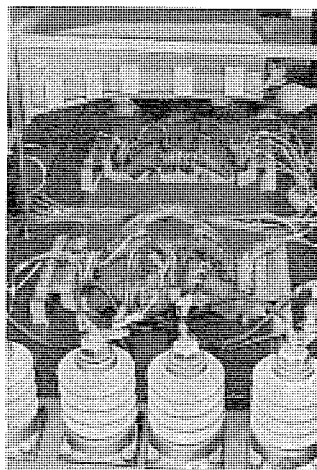


図 2.4 電車電動機モデル
Traction motor models for functional evaluation test.

表 2.1 供試コイルの絶縁方式
Insulation system of sample coils.

誘 導 電 動 機			電 車 電 動 機		
試番	絶 縁	処理ワニス	試番	絶 縁	処理ワニス
1	フレックマイカA	サーモセット(B)	6	フレックマイカF	無溶剤エポキシB
2	フレックマイカB	サーモセット(B)	7	ノメックス	無溶剤エポキシB
3	フレックマイカC	無溶剤エポキシA	8	カプトンノメックス	無溶剤エポキシB
4	フレックマイカD	無溶剤エポキシA	9	カプトン	無溶剤エポキシB
5	フレックマイカE	無溶剤エポキシA			

表 2.2 試験条件
Test condition.

機 種	誘 導 電 動 機	電 車 電 動 機
要 因		
導体温度 °C	190	210
振 動	120 c/s, 1.5 G 連続	120 c/s, 1.5 G 連続
ヒートサイクル	2 h/cycle { 加熱 1.5 h 冷却 0.5 h }	4 h/cycle { 加熱 3.5 h 冷却 0.5 h }
常時印加電圧	3.3 kV	1.5 kV
チェック電圧	5 kV, 1 min	3 kV, 1 min
湿 度	運転中 80 % RH, 40 h/週 100 % RH	運転中 80 % RH, 40 h/週 100 % RH

特長としている。

装置のブロック図を図 2.1 に、外観を図 2.2 に示す。

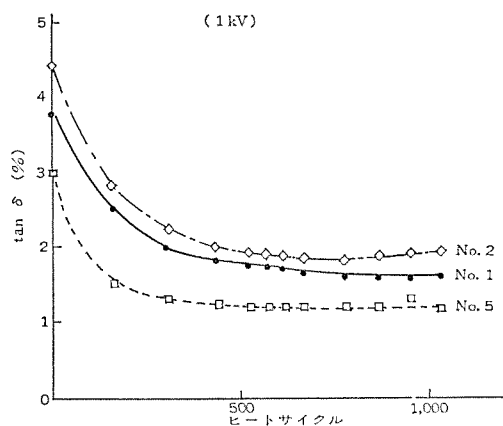


図 3.1 ヒートサイクルによる $\tan \delta$ の変化
Variation of $\tan \delta$ in heat cycles.
(induction motor models at 50°C)

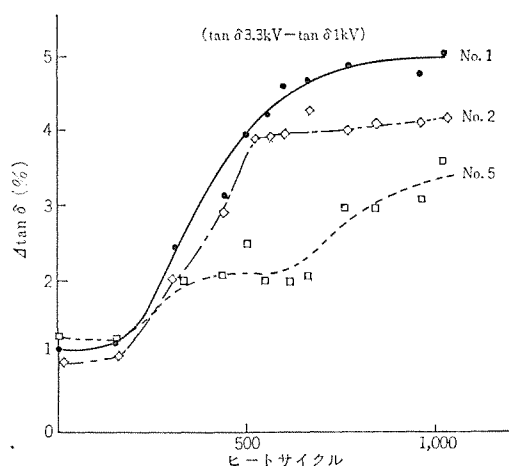


図 3.2 ヒートサイクルによる $\Delta \tan \delta$ の変化
Variation of $\Delta \tan \delta$ in heat cycles.
(induction motor models at 50°C)

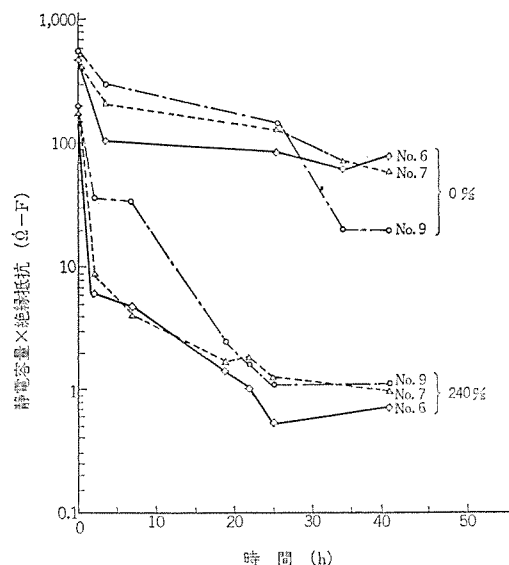
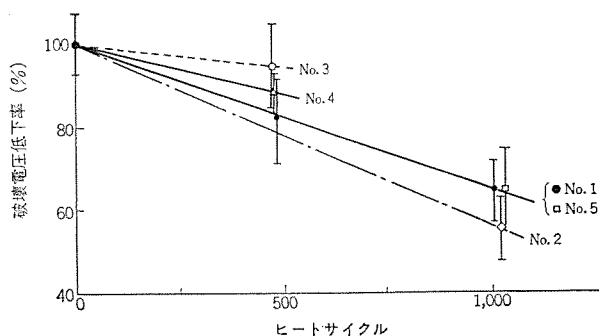


図 3.3 吸湿絶縁特性
Insulation characteristics after moisture absorption.

7, 9である。絶縁仕様、寸法が異なるので、比較を容易にするため、図中の縦軸は静電容量と絶縁抵抗の積として表示した。

老化前にくらべ 240 サイクル 老化後は約 2 けたほど低下するが、試料間には明確な相違が認められない。



項目	試験条件	項目	試験条件
導体温度	190°C	印加電圧	3.3 kV ($\sqrt{3} \times$ 対地電圧)
ヒートサイクル	2 h/サイクル { 加熱 1.5 h 冷却 0.5 h	湿度	{ 運転中 80% RH 50°C 100% RH, 40 h/週
振動	1.5 G 連続	チェック電圧	5 kV, 1 min

図 3.4 機能試験による破壊電圧の低下
Relation between breakdown voltage with heat cycles.
(induction motor models)

その他、コロナ特性、直流特性のデータは測定時により、かなりばらつきが認められたので、データは割愛したが、コロナ開始電圧にはあまり変化は認められなかったが、コロナ総電荷量および最大電荷量は相対的に増加している。

3.2 絶縁破壊電圧

機能試験中において常時高電圧を印加し、かつ週末には十分吸湿させてからチェック電圧を 1 分間印加して、劣化の直接的尺度とするように考えたが、それらで破壊を生じたものがなかった。そこで強制破壊をして、絶縁方式相互間の優劣を比較検討することにした。

3.2.1 誘導電動機

表 2.2 に示した試番 No. 1~No. 5 の誘導電動機の各種絶縁方式について、段階的上昇法による破壊電圧の結果を低下率で示すと図 3.4 のようになる。

評価の方法は、従来から永年の実績をもつ絶縁方式 (No. 1) を同時に試験し、その破壊電圧低下率との対比によって求めることにした。いずれの試料とも No. 1 と同等かそれ以上の性能を有することが明らかで、なかでも E 系方式は良好であることがわかる。参考のために、No. 1, No. 4 方式について、AIEE No. 511 で行なった結果⁽²⁾を 図 3.5 に示す。これらは筆者が以前行なったもので、いずれの試料とも耐熱グレードがそれぞれ B, F 種以上であることを述べた。その試験条件は図 3.5 中にも併記したように、かなり静的な要素が強かった。

それにくらべ 図 3.4 の試験条件は、実用機が受けると考えられるおもな劣化要因を実用に即した方法であたえた動的な要素が多いにもかかわらず、同等かむしろ良好な結果を得ている。

3.2.2 電車電動機

(1) 劣化による絶縁破壊電圧

新しい耐熱絶縁材料を使用した電車電動機モデルのヒートサイクルによる破壊電圧の低下を 図 3.6 に示す。ヒートサイクル中の常時印加電圧およびチェック電圧によって破壊を生じたものは皆無であったので、240 サイクル 老化後 (ヒートサイクル 累積 960 h) 段階的上昇法によって破壊電圧を測定した。その結果、従来のフレクマイカ方式 No. 6 にくらべ、カプトン、ノーマックス等の耐熱絶縁物を使用した組織は非常に優秀な破壊電圧特性を示していることがわかる。

なお、本機能試験にはいる前段階として実施したバートストの結果も、本試験結果と対応している所から考えると、カプトン、ノーマックス

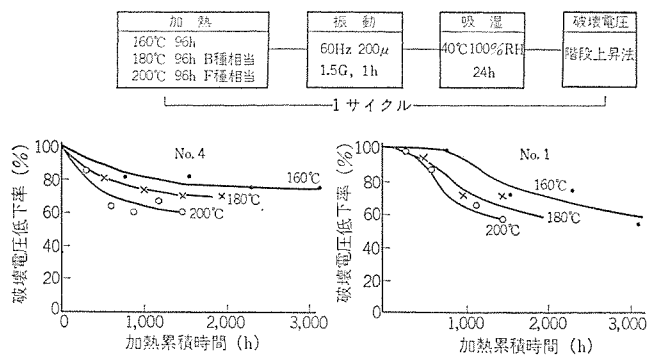


図 3.5 AIEE No. 511 による破壊電圧の低下
Variation of breakdown voltage when tested according to AIEE No. 511.

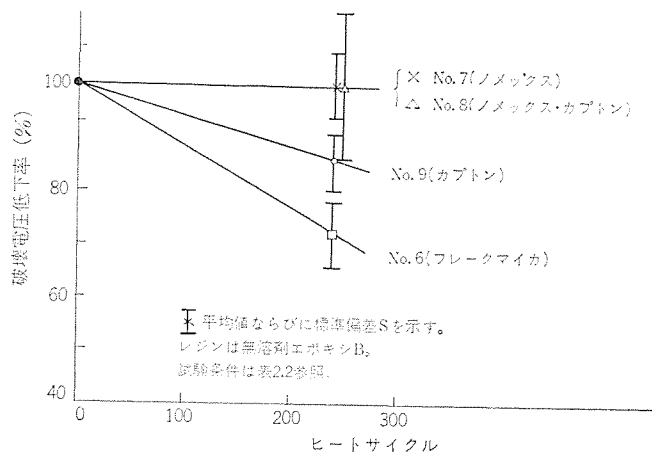


図 3.6 機能試験による電車電動機絶縁の破壊電圧の低下
Relation between breakdown voltage with heat cycle. (Traction motor models)

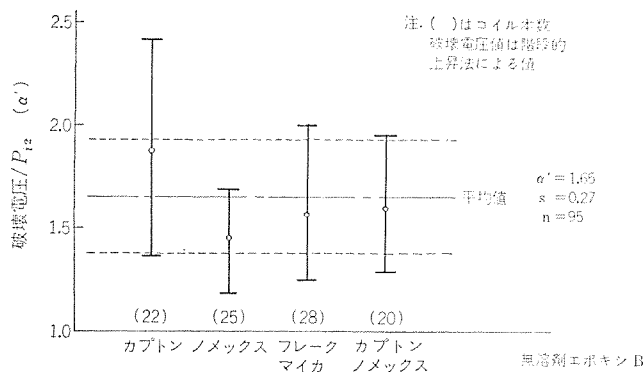


図 3.7 電車電動機絶縁方式の種類と α' (BDV/P_{12}) の関係
Relation between α' and various insulation systems of traction motors.

等を用いた絶縁方式はすぐれたものであり、従来のマイカ方式よりもさらに長時間寿命が保証される。

(2) 第2電流急増点と破壊電圧の関係

寺瀬氏は発電機コイルの破壊電圧 (V_{BD}) と第2電流急増点 (P_{12})

とは一定の関係があり、 $\alpha(V_{BD}/P_{12})$ の値は約2.3であることを示したが⁽³⁾⁽⁴⁾、今回試番 No. 6~No. 9 に示した無溶剤エポキシを含浸した絶縁方式について α の関係を求めたので、その結果を図 3.7 に示す。この場合の交流電圧電圧曲線の関係は、各絶縁方式とも劣化前および機能試験劣化後、鉄心にそう入されたコイルにより得たものであるが、急速上昇法ではなく、段階的上昇法である。そこでこれを α' とし、その値は平均値として約 1.65 程度で標準偏差 0.27 と比較的小さく良好な関係が得られている。

急速上昇法による破壊電圧と今回の段階的上昇法によるそれとの比は、No. 6 方式の未劣化コイル 40 本の結果では、この比率が 1.26 であった。そこで急速上昇法による短時間破壊電圧と P_{12} の関係 α は、

$$\alpha = 1.26 \alpha' = 2.08$$

となり、発電機コイルの α 、約 2.3 より幾分低く目であるが、新しい耐熱材料をつかった電車電動機絶縁についても、交流破壊電圧と P_{12} との間にはかなりの相関が認められる。

4. む す び

以上、電動機絶縁組織の機能的な評価を迅速に、かつ合理的に行なうことを目的として開発した機能試験装置について、その概要を述べるとともに、この装置を用いて各種絶縁方式の評価を行なった。その結果、得られた成果を要約すると次のようになる。

(1) 老化による非破壊特性の変化と、最終的な破壊電圧とは相関がなかった。しかし最終的におこなった P_{12} と交流破壊電圧との間には、かなりの相関が認められた。

(2) 従来行なった AIEE No. 511 の静的な試験方法よりも、かなり過酷で動的な試験条件にもかかわらず、用いた各種絶縁組織は良好な性能を有することがわかった。

(3) 新しい耐熱絶縁材料であるカプトン、ノメックスを電車電動機の絶縁に適用し、試験した結果、従来のマイカ絶縁にくらべ遜色ない性能を有している。

今後さらに従来の絶縁方式のほかに、新しい絶縁組織についても種々の観点から機能試験を行ない、絶縁方式の信頼性を得るとともに劣化要因の分析、試験条件の検討などを行なうため、本装置を大いに活用し実施する。

末筆ながら、この実験を遂行するにあたり、種々ご協力をいただいている当社長崎製作所、伊丹製作所および中央研究所の関係者の方々に深く感謝いたします。

(昭和 43-9-9 受付)

参 考 文 献

- (1) 原, 川上, 松田, 伊藤: 三菱電機技報 40, No. 11 (昭 41)
- (2) 坂田, 倉屋: 三菱電機技報 40, No. 7 (昭 41)
- (3) 寺瀬: 電学誌 82, 1,806 (昭 37)
- (4) 寺瀬: 電学誌 83, 272 (昭 38)

電気車用主電動機の絶縁試験

中野義映*

浅野幸夫**

平林庄司***・玉越泰彦***

相川一男⁺・松原博⁺内海権三⁺⁺

Insulation Test on Traction Motors

Tokyo Institute of Technology Yoshiei NAKANO

JNR, Train Operation Dept, Head Office Yukio ASANO

Mitsubishi Elect. Corp., Central Res. Laboratory Shôji HIRABAYASHI・Yasuhiko TAMAKOSHI

Mitsubishi Elect. Corp., Itami Works Kazuo AIKAWA・Hiroshi MATSUBARA

Mitsubishi Elect. Corp., Head Office Gonzô UTSUMI

On the occasion of renewing the insulation of type MT 42 traction motors of electric locomotives of JNR which in service for 15 years, various nondestructive and breakdown tests were conducted with the machines. Studies have been made on nondestructive insulation characteristics, breakdown characteristics, relation between the nondestructive and breakdown characteristics after contamination, cleaning and renewal of the insulation and also in the state of degradation by moisture absorption. As the insulation resistance and $\tan \delta$ are subject to environmental conditions such as humidity, care should be excersized to prevent them. On the other hand, corona characteristics are relatively little affected by the surrounding, also considerable correlation is observed among the second rapid current increase point by an AC current characteristic, corona characteristics and breakdown voltage. This leads to the possibility of degradation judgement to a certain extent by the nondestructive test.

1. ま え が き

電気鉄道における電気車の運転中に発生した絶縁関係の事故の中で多いのが主電動機関係の事故である⁽¹⁾。従来よりこれらの電気車用回転機巻線絶縁管理には、メガ試験・ $\tan \delta$ 試験・直流分試験などの非破壊試験が行なわれている。しかし、これらの試験のみでは絶縁劣化の判定は困難であり、これらの試験により、運転に必要な絶縁耐力を有すると判定されたものでも、試験後の運転で直ちに事故を起こす例も見られ、より確実な非破壊試験による絶縁試験法の確立が要望されている。

幸いに国鉄で約15年使用されてきた電気機関車用 MT 42 形主電動機の改造を機会に、各種非破壊試験および破壊試験を実施し、

(1) 汚損状態および清掃後における非破壊絶縁特性および破壊特性

(2) 吸湿劣化後における非破壊絶縁特性ならびに破壊特性

(3) 各種非破壊絶縁特性相互間の相関

(4) 非破壊絶縁特性と絶縁破壊電圧との相関

(5) 絶縁破壊前駆現象による絶縁破壊電圧の予知

などにつき検討する機会を得たので、その結果につき報告する。

2. 供試機および試験方法

国鉄で約15年間使用されてきた電気機関車用 MT 42 形主電動機 1 両分 (6 台) の絶縁更新を機会に、表 2.1 および以下に述べる各種試験を実施した。なお、この主電動機の定格は 325 kW 750 V 800 rpm であり、絶縁更新前の絶縁は B 種、更新後は F 種である。

2.1 非破壊試験

2.1.1 直流非破壊試験

図 2.1 に示す回路により、電圧 1 kV ならびに 3 kV における吸収電流の時間特性より吸収指数 n 、成極指数 PI 、漏えい比 LR 、漏えい指数 LI 、絶縁抵抗 $M\Omega$ および弱点比を求め⁽²⁾⁽³⁾、これとは別にメガ試験器による絶縁抵抗の測定を行なった。

表 2.1 実施試験一覧
Test schedule.

MT 42 主電動機				非破壊試験				破壊試験			
番号 No.	製作所	製造年月	部分名	汚損		清掃		汚損		清掃	
				直流試験	交流試験	直流試験	交流試験	直流試験	交流試験	直流試験	交流試験
1	H 社	S. 32/7	主極 F	○	○					○	
			補極 I	○	○					○	
			電機子 A	○	○					○	
2	M 社	S. 29/6	主極 F	○	○					○	
			補極 I	○	○					○	
			電機子 A	○	○					○	
3	H 社	S. 30/3	主極 F	○	○	○	○				○
			補極 I	○	○	○	○				○
			電機子 A	○	○	○	○				○
4	S 社	S. 29/7	主極 F	○	○	○	○				○
			補極 I	○	○	○	○				○
			電機子 A	○	○	○*	○*				○*
5	M 社	S. 27/6	主極 F	○	○	○	○			○	
			補極 I	○	○	○	○			○	
			電機子 A	○	○	○	○			○	
6	M 社	S. 27/2	主極 F	○	○			○			
			補極 I	○	○			○			
			電機子 A	○	○			○			

注) * 印は吸湿劣化試験

* 東京工業大学(工博) ** 日本国有鉄道運転局機関車課 *** 三菱電機(株)中央研究所
+ 三菱電機(株)伊丹製作所 ++ 三菱電機(株)本社

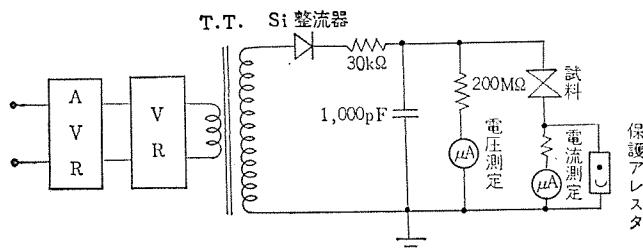


図 2.1 直流試験回路
DC test circuit.

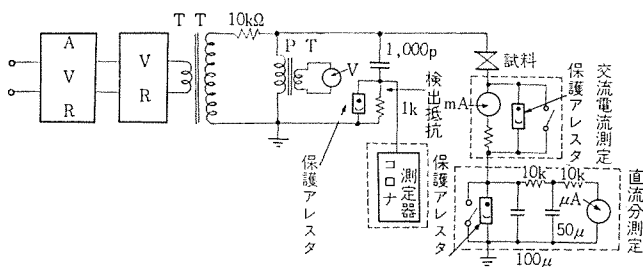


図 2.2 交流試験回路
AC test circuit.

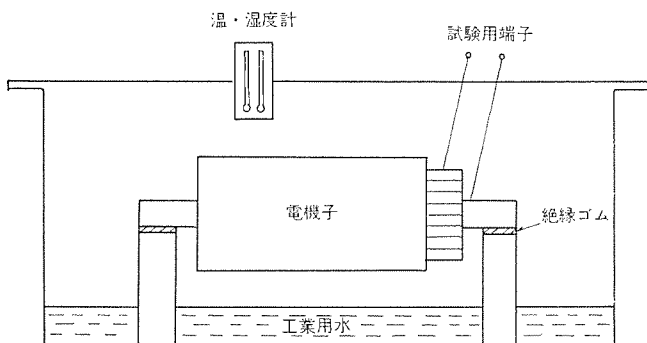


図 2.3 吸湿試験装置
Moisture absorption test tank.

2.1.2 交流非破壊試験

シェリングブリッジにより、電圧 0.5 kV から 3 kV まで 0.5 kV ステップで電圧上昇時・下降時の $\tan \delta$ を測定し、また図 2.2 に示す回路により、電圧 0.5 kV から 3 kV までの 0.5 kV ステップ電圧上昇時・下降時の交流電流および直流通を測定した。また、同じ図 2.2 の回路により コナ 開始電圧 CSV および電圧 3 kV における コナパルス累積ひん度分布を測定した。

2.2 破壊試験

2.2.1 直流破壊試験

電圧を 1 kV より 1 kV ステップで段階的に上昇させ、電流を測定しながら破壊させた。ここで各電圧における電圧印加時間は最初の 1 kV を 10 分とし、2 kV 以上は吸収電流が印加電圧に比例するように配分した⁽²⁾⁽³⁾。

2.2.2 交流破壊試験

電圧を 3 kV より 0.5 kV ステップ 1 分間保持で段階的に上昇させ、各電圧での交流電流、直流分および コナパルス 累積ひん度分布を測定しながら破壊させた。

直流破壊・交流破壊ともに静止部は主極・補極別に一括して破壊試験を行ない、破壊後は主極・補極とも一極ごとに分割して試験を行なった。前者を初回破壊、後者を逐次破壊と呼ぶことにする。

2.2.3 吸湿劣化試験

絶縁更新前清掃後の No. 4 電機子を図 2.3 に示すように、工業

用水を深さ 60 mm 程度満した鉄板製密閉容器中に放置し、湿度 100 % のふんい気で吸湿させ、吸湿による直流絶縁特性および $\tan \delta$ 、交流電流の変化および絶縁破壊電圧を測定した。

3. 試験結果および考察

3.1 非破壊試験

3.1.1 直流非破壊試験

測定結果を表 3.1 に示す。PI の 2.5 以上を乾燥、1.5 以下を吸湿とし⁽³⁾、LR の 0.7 以下を乾燥、0.9 以上を吸湿とする基準⁽⁴⁾により判定すると、汚損状態では吸湿状態のものが多いが、清掃により若干改善され、絶縁更新後は乾燥状態となっている。

絶縁抵抗は環境条件および絶縁物の表面状態により大きく変化するためにばらつきが大きく、とくに漏えい抵抗と比較するとさらにばらつきが大きくなる。更新前の電機子の抵抗は主極・補極の抵抗に比べて高く、とくに $\Omega \cdot F$ では一層明らかである。これは電機子内部に含まれる空けきが主極補極よりも多いためと考えられ、事実後述のように電機子の CSV は主極・補極よりも低くなっている。また絶縁抵抗は清掃によって高くなり、更新後はさらに高くなっている。

3.1.2 交流非破壊試験

(1) $\tan \delta$

表 3.2 に電圧 0.5 kV における $\tan \delta$ ベース値と、電圧 0.5 kV ~ 3 kV 間の $\Delta \tan \delta$ の平均値および標準偏差を示す。清掃により $\tan \delta$

表 3.1 直流非破壊絶縁特性
Nondestructive DC insulation characteristics.

電動機 番号 No.	部 分	状 態	吸 收 指 数 n	成 指 数 PI	極 比 LR	漏えい 指 数 LI		絶 縁 抵 抗		$\Omega \cdot F$	弱 点 比
						実測 値	計 算 値	$R_{1kV} 10min$ ($\times 10^3 M\Omega$)	漏えい抵 抗 $R_{0.1kV}$ ($\times 10^3 M\Omega$)		
5	F I A	汚	0.6	1.19	以上 0.9		29.4	4.17	4.63	18.4	0.90
		更 損	0.6	1.21	0.9		29.4	1.61	1.79	5.86	0.75
		新	0.6	3.00	0.4		4.9	28.6	71.5	785	1.20
	F I A	清	0.6	1.62	以上 0.7		9.8	11.1	15.6	48.8	1.00
		前	0.6	1.81	0.8		14.7	10.6	13.3	35.9	0.81
		掃	0.6	3.88	0.1		2.9	62.5	625	167.7	1.06
3	F I A	更新 後	1.0	3.2	以上 0.7	8.0	6.67	1.39	1.97	890	0.42
			0.8	4.2	0.4	3.8	3.91	2.63	6.58	815	1.02
			0.7	5.1	0.1	2.4	2.60	1.38	13.8	5,040	0.80

表 3.2 $\tan \delta$ 特性
 $\tan \delta$ characteristics.

部分		更 新 前				更 新 後	
		汚 損		清 掃 後			
		$\tan \delta (\%)$ (0.5 kV)	$\Delta \tan \delta$ (%) (3 kV - 0.5 kV)	$\tan \delta (\%)$ (0.5 kV)	$\Delta \tan \delta$ (%) (3 kV - 0.5 kV)	$\tan \delta (\%)$ (0.5 kV)	$\Delta \tan \delta$ (%) (3 kV - 0.5 kV)
平 均	F	6.77	0.54	4.80	0.21	1.85	0.48
	I	5.99	0.59	4.28	0.23	1.61	0.13
	A	3.37	0.44	2.61	0.34	3.32	0.14
標準偏差 σE	F	1.30	0.23	0.95	0.04	0.29	0.11
	I	1.08	0.36	0.61	0.10	0.34	0.05
	A	1.30	0.39	1.36	0.36	1.26	0.09

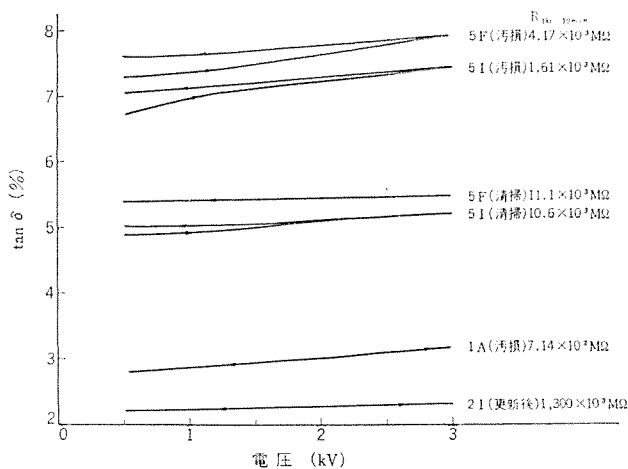


図 3.1 $\tan \delta$ -電圧特性
 $\tan \delta$ vs. voltage characteristics.

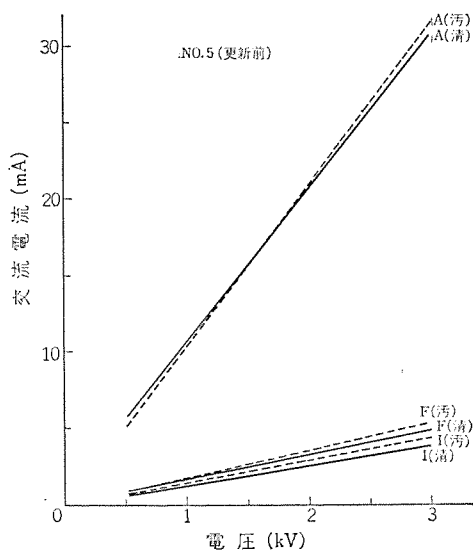


図 3.2 交流電流-電圧特性
AC current vs. voltage characteristics.

は静止部で約 20 % 減、電機子で約 10 % 減、 $\Delta \tan \delta$ は静止部で約 50 % 減、電機子で約 30 % 減となり、標準偏差も少なくなり清掃の効果がはっきり現われている。更新後は更新前に比べて静止部の $\tan \delta$ は 1/3 以下に小さくなっており、電機子の $\tan \delta$ 特性もばらつきが少なく $\tan \delta$ 特性は改善されている。

次に、 $\tan \delta$ -電圧特性を図 3.1 に示す。汚損時の特性をみると特性良好な電機子の一部を除き、 $\tan \delta$ -電圧特性の上昇・下降時の曲線が 0.5 kV の点で口開き状態となっている。また、これらを絶縁抵抗に対応させてみると絶縁抵抗の高いものは曲線が平たんで口開きは小さい。これに対して絶縁抵抗の低いものは $\Delta \tan \delta$ が大となるために曲線が立ちループの乱れが大きくなっている。また清掃後は口開きの小さい平たんな曲線となり、表 3.2 に示す特性値の変化とあわせて清掃の効果が把握できる。これらのことから、 $\tan \delta$ -電圧特性曲線と絶縁抵抗との間には相関が予測されるが、一般に言及

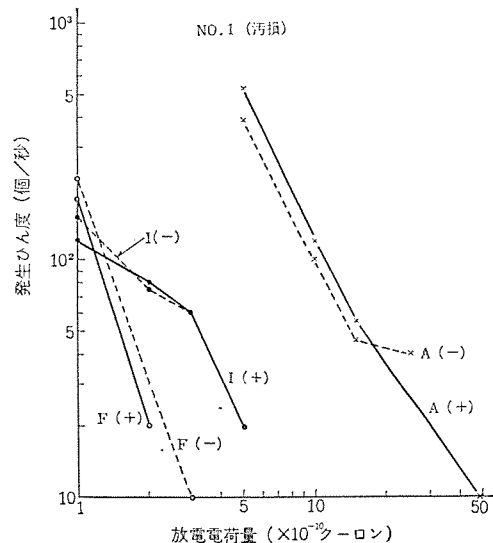


図 3.3 コロナパルス累積度数分布 (印加電圧 3 kV)
Accumulative corona pulse repetition rate characteristics
(at AC 3 kV).

するにはデータ量が不足である。

(2) 交流電流

電圧 3 kV までの交流電流-電圧特性の一例を図 3.2 に示す。静止部・電機子とも電流増加傾向 $\Delta I/\Delta V$ は一定であり、第一電流急増点 P_{d1} は 3 kV 以上であり、3 kV における電流増加率 ΔI も零である。絶縁抵抗の低かった静止部の一部の試料で清掃後の電流が汚損時より低い値となり、絶縁抵抗の上昇がみられたほかはほとんど同一の曲線となった。

(3) 直流分

電圧 3 kV における直流分は汚損時においても約半数の試料で零であり、直流分の発生したものもその大きさは微弱であり、清掃後および更新後はすべての試料について零であった。

(4) コロナ試験

図 3.3 に電圧 3 kV におけるコロナパルス累積ひん度分布の一例を示す。また表 3.3 にコロナ開始電圧 CSV および累積ひん度分布より求めた単位時間あたりの総電荷量 Q_0 ・平均電荷量 $\bar{Q}$ ・最大電荷量 Q_{max} の一例を示す。ただし CSV の区分値は静止部については 1×10^{-10} クーロン、電機子については測定器の感度の関係で 5×10^{-10} クーロンとし、 Q_{max} は累積ひん度分布曲線において一秒間あたりのコロナパルス発生数が 60 個となる点の電荷量とした。

CSV は更新前の汚損時と清掃後とで比較すると、清掃によって高くなったものも低くなったものもある。また $Q_0 \cdot \bar{Q} \cdot Q_{max}$ についても清掃による特性の改善の効果は認められない。これはコロナ放電が絶縁物表面だけでなく絶縁物内部でも起きているためであろう。

3.2 破壊試験

3.2.1 直流破壊試験

直流破壊試験結果を表 3.4 に示す。A. W. W. Cameron 氏は絶

表 3.3 コロナ試験結果 (印加電圧 3 kV)

Corona test results (at AC 3 kV).

番 号 (No.)	部 分	CSV (kV)			Q_0 (クーロン×個/秒)			$\bar{Q}$ (クーロン)			Q_{max} (クーロン)		
		汚 損	清 掃	更新後	汚 損	清 掃	更新後	汚 損	清 掃	更新後	汚 損	清 掃	更新後
3	F	2.9	2.8	2.0	2.2×10^{-8}	2.1×10^{-8}	4.6×10^{-8}	1.7×10^{-10}	1.7×10^{-10}	5.0×10^{-10}	1.7×10^{-10}	1.5×10^{-10}	2.8×10^{-9}
	I	2.8	3 以上	1.8	3.3×10^{-8}	—	3.9×10^{-8}	1.5×10^{-10}	—	4.5×10^{-10}	1.5×10^{-10}	—	2.5×10^{-9}
	A	2.0	2.4	3.0	1.2×10^{-6}	1.3×10^{-6}	5.3×10^{-8}	3.5×10^{-9}	1.9×10^{-9}	7.5×10^{-10}	6×10^{-9}	6×10^{-9}	5×10^{-10}

表 3.4 直流破壊試験結果
DC breakdown test results.

状態	電 動 機 番 号 (No.)	部 分	初 回 破 壊	
			破壊電圧 (kV)	破 壊 個 所 状 況
清 掃	5	F	16.2	破壊箇所不明 (10 kV でコロナ発生)
		I	7.7	破壊箇所不明
		A	9.0	破壊箇所不明
汚 損	6	F	3.2	#4 主極コイルとコンモン AMP 端子間
		I	5.0	ブラシコンモンと主極口出部でせん絡
		A	6.3	バインド線と CB 間にアーク

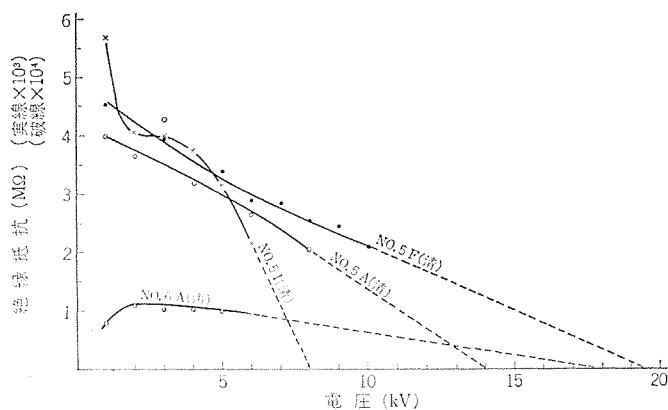


図 3.4 絶縁抵抗-電圧特性
Insulation resistance vs. voltage characteristics.

表 3.5 外挿電圧および湾曲電圧と破壊電圧の関係
Ratio of extrapolation voltage and inflection voltage to
AC breakdown voltage.

状態	番 号 (No.)	部 分	破壊電圧 (kV)	外そう電圧 (kV) (R-0)	湾曲電圧 (kV)	破壊電圧 湾曲電圧
清 掃	5	F	16.2	19.5	3.0	5.4
		I	7.7	8.0	4.5	1.7
		A	9.0	14.0	6.0	1.5
汚 損	6	F	3.2	—	—	—
		I	5.0	4.1	—	—
		A	6.3	17.8	5.0	1.3

表 3.6 交流破壊試験結果
AC breakdown test results.

状 態	番 号 (No.)	部 分	初 回 破 壊	
			電 圧 (kV)	破 壊 個 所 状 況
汚 損	1	F	14.0	右ヨーク側端子部
		I	13.0	ヨーク側端子部
		A	6.5	C 側バインド線からコアへ
	2	F	16.0	ヨーク側端子部
		I	10.5	ヨーク側端子部
		A	7.5	確認不能
清 掃	3	F	12.5	ヨーク側端子部
		I	14.5	P 側ヨーク面へ
		A	5.8	スロット内
	4	F	13.0	右ヨーク側端子部
		I	13.7	確認不能
		A	—	—

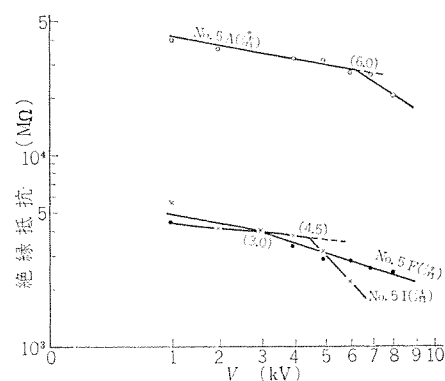


図 3.5 $\log R-\sqrt{V}$ 特性
 $\log R$ vs. $\sqrt{V}$ characteristics.

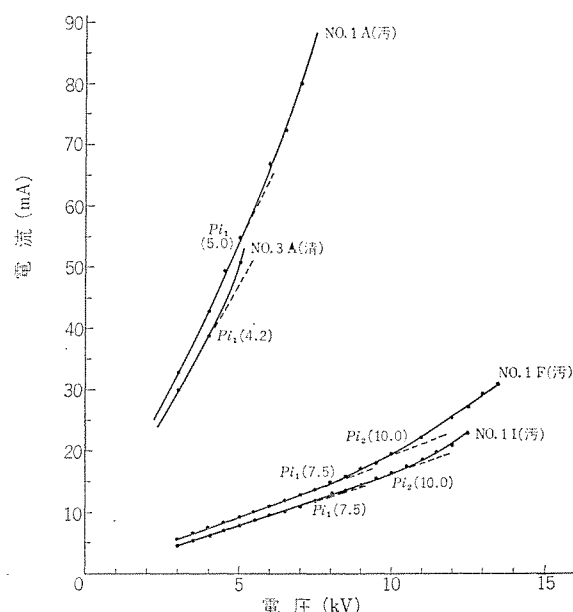


図 3.6 交流電流-電圧特性
AC current vs. voltage characteristics.

絶縁抵抗-電圧特性曲線より外そう (挿) して抵抗が零となる電圧を、破壊電圧とする方法⁽⁵⁾を提案している。図 3.4 に絶縁抵抗-電圧特性を示し、これより外そうした電圧を表 3.5 に示してあるが、外そう電圧と破壊電圧は一致していない。

その他、 $\log R-\sqrt{V}$ 曲線の湾曲電圧から破壊電圧を予測する方法⁽⁶⁾があり、破壊電圧は湾曲電圧の約 1.9 倍になるとされている。図 3.5 に $\log R-\sqrt{V}$ 曲線を、またこの図より求めた湾曲電圧を表 3.5 に示す。供試機の数が少ないのではっきりわからないが破壊電圧と湾曲電圧の比は相当にばらついている。

以上のように直流試験より破壊電圧を予測することは困難であった。

3.2.2 交流破壊試験

交流破壊試験結果を表 3.6 に示す。

(1) 交流電流

寺瀬氏は発電機コイルについて、交流電流試験における電圧-電流特性曲線に出現する第二電流急増点 P_{i2} と交流破壊電圧 V_{BD} との関係に着目し、 P_{i2} によって交流破壊電圧を推定できることを示し、発電機の場合、 V_{BD} はコイルでは P_{i2} の約 2.3 倍、巻線では約 1.7 倍となることを示した⁽⁷⁾⁽⁸⁾。図 3.6 に交流電流-電圧特性の一例を示し、これらより求めた P_{i2} を表 3.7 に示す。また、 P_{i2} と V_{BD} との関係を示したのが図 3.7 である。これより V_{BD} は P_{i2} の 1.2~

表 3.7 第2電流急増点と破壊電圧との関係
Ratio of 2nd rapid current increase point to AC
breakdown voltage.

状 態	番 号 (No.)	部 分	破 壊 電 圧 (kV)	P_{i2} (kV)	破壊電圧/ P_{i2}
汚	1	F	14.0	10	1.40
		I	13.0	10	1.30
		A	6.5	—(1)	—
損	2	F	16.0	10	1.60
		I	10.5	—(1)	—
		A	7.5	6	1.25
清	3	F	12.5	10	1.25
		I	14.5	11	1.32
		A	5.8	—(1)	—
掃	4	F	13.0	10	1.30
		I	13.7	11	1.24
		A	—(2)	—	—
平 均		F	13.9	10	
		I	12.9	10.7	1.33
		A	6.6	6	

注 (1) P_{i2} 不明

(2) No. 4 A は吸湿劣化試験のため除外

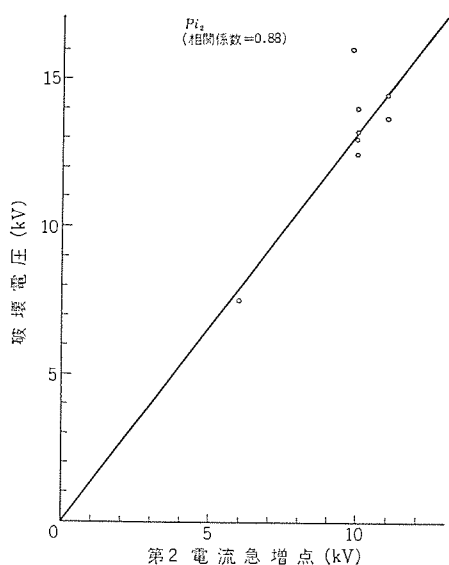


図 3.7 第2電流急増点と破壊電圧の関係
Correlation of 2nd current rapid increase point
and AC breakdown voltage.

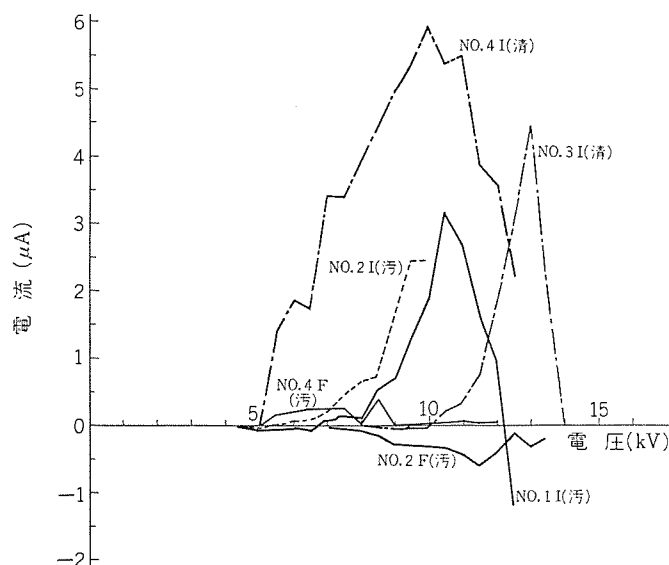


図 3.8 直流分電圧特性
DC component in AC breakdown test vs. voltage characteristics.

1.6 倍程度であり、 P_{i2} に対する V_{BD} の比は発電機の場合より小さくなっている。データの数はいくつか少ないが P_{i2} と V_{BD} との間にはかなりの相関が認められる。

本方法は電圧-電流特性曲線より P_{i1} , P_{i2} を読みとることがかなり困難であるので、X-Y レコーダによる自動記録をすれば、電圧に対して直接電流を求めるのではなく、電流の増加分すなわち $\Delta I / \Delta V$ を指示するような方法を考えれば、有用な方法になるものと思われる。

(2) 直流分

図 3.8 に直流分-電圧特性を示す。曲線の形状は不規則であり、補極の直流分が主極に比べて大きい場合は目立った特長はなく、直流分による破壊電圧の予測は困難であった。

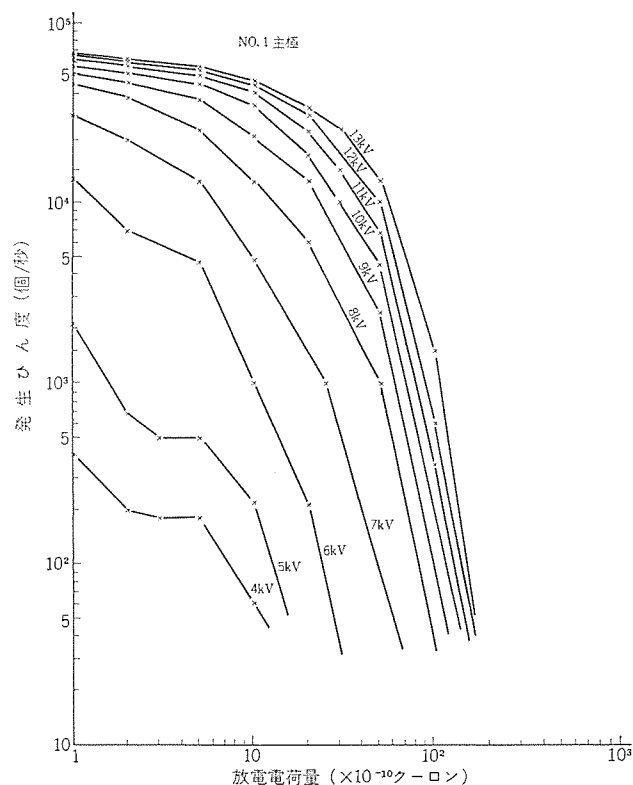


図 3.9 累積ひん度分布-電圧特性
Correlation of cumulative corona pulse repetition rate
and voltage.

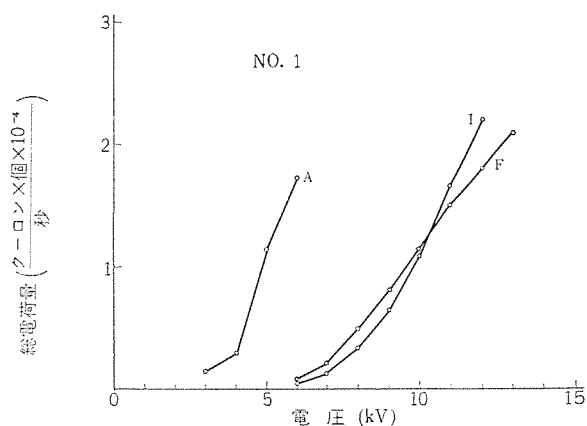


図 3.10 総電荷量-電圧特性
Total corona discharge magnitude vs. voltage characteristics.

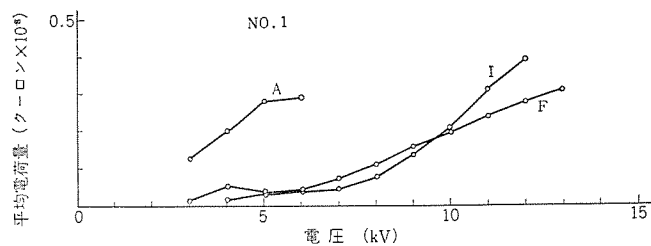


図 3.11 平均電荷量-電圧特性
Mean corona discharge magnitude vs. voltage characteristics.

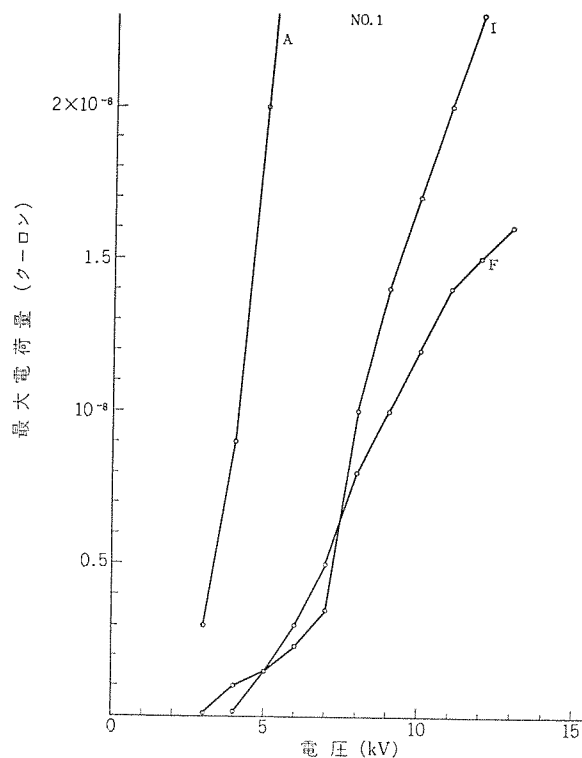


図 3.12 最大電荷量-電圧特性
Maximum corona discharge magnitude vs. voltage characteristics.

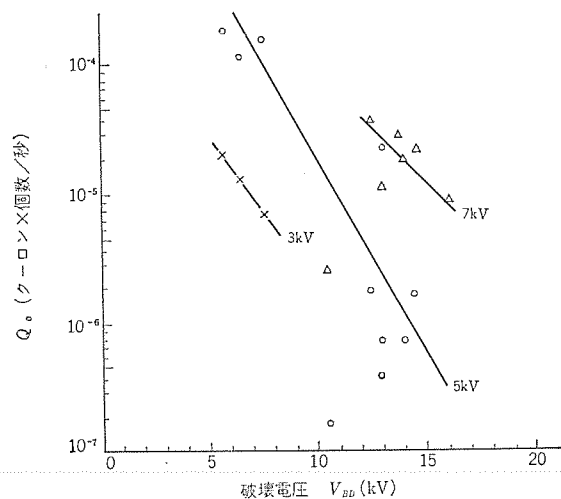


図 3.13 総電荷量と破壊電圧の関係
Correlation of total corona discharge magnitude and AC breakdown voltage.

(3) コナ試験

図 3.9 に累積ひん度分布-電圧特性の一例を示し、これらより求めた総電荷量-電圧特性を図 3.10 に、平均電荷量-電圧特性を図 3.11 に、最大電荷量-電圧特性を図 3.12 に示す。 Q_0 , $\bar{Q}$, Q_{max} とも電圧とともに単調に増加している。破壊電圧 V_{BD} に対して Q_0

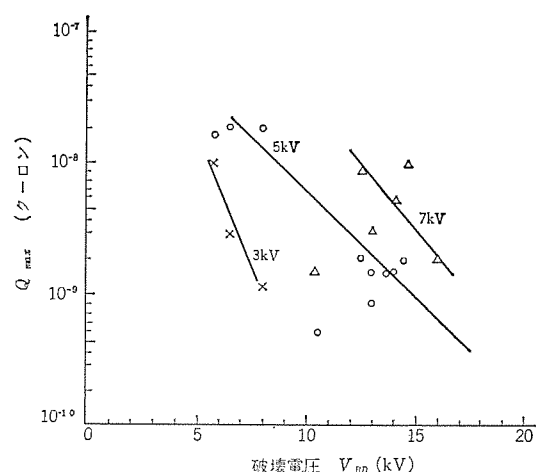


図 3.14 最大電荷量と破壊電圧の関係
Correlation of maximum corona discharge magnitude and AC breakdown voltage.

表 3.8 $V_{10^{-8}}$ および $V_{5 \times 10^{-10}}$ と破壊電圧の関係
Ratio of $V_{10^{-8}}$ and $V_{5 \times 10^{-10}}$ to AC breakdown voltage.

状態	番 号 (No.)	部分	破壊電 圧 V_{BD} (kV)	$V_{10^{-8}}$ (kV)	$V_{5 \times 10^{-10}}$ (kV)	$V_{BD}/V_{10^{-8}}$	$V_{BD}/V_{5 \times 10^{-10}}$
汚 損	1	F	14.0	9	4.0	1.6	3.5
		I	13.0	8	4.5	1.6	2.9
		A	6.5	4.2	2.4	1.5	2.7
	2	F	16.0	9	4.8	1.8	3.3
		I	10.5	—	5.7	—	1.8
		A	7.5	4.5	2.8	1.7	2.7
清 掃	3	F	12.5	7.5	4.1	1.7	3.0
		I	14.5	7	4.3	2.1	3.4
		A	5.8	3	2.0	1.9	2.9
	4	F	13.0	8	4.6	1.6	2.8
		I	13.7	8	4.4	1.7	3.1
		A	—	—	—	—	—
平 均						1.7	2.9

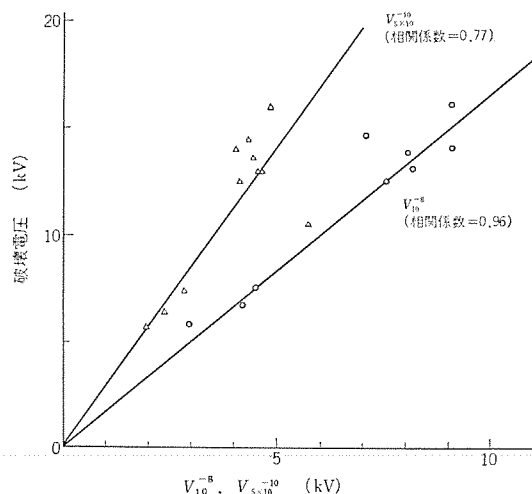


図 3.15 $V_{10^{-8}}$ および $V_{5 \times 10^{-10}}$ と破壊電圧の関係
 $V_{10^{-8}}$ and $V_{5 \times 10^{-10}}$ vs. AC breakdown voltage characteristics.

が影響するのか Q_{max} が影響するのか調べるために、ある一定電圧における Q_0 , Q_{max} と V_{BD} の関係を示したのが図 3.13, 3.14 である。図からは Q_0 と V_{BD} , Q_{max} と V_{BD} との間にははっきりした相関は認められないが、傾向としては同一電圧における Q_0 , Q_{max} の大きいものが V_{BD} も低いようである。

表 3.9 交流破壊電圧の平均値
Mean value of AC breakdown voltage.

試験 電動機 (No.)	逐次破壊		試験 部分	初回破壊	
	F (kV)	I (kV)		$\bar{x}$ (kV)	σ_e
1	17.5	17.7	F	13.9	1.54
2	18.8	16.7	I	12.9	1.72
3	15.3	17.2	A	6.6	0.86
4	14.7	15.8			

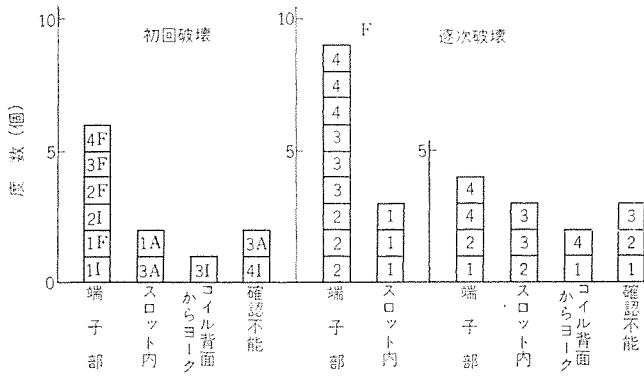


図 3.16 破壊箇所別パレート図
Parate chart of breakdown points.

表 3.10 非破壊絶縁特性相互間の相関
Correlation of each nondestructive insulation characteristics.

相関係数 $\gamma=0.47$ 以上のもの			相関係数 $\gamma=0.47$ 以下のもの		
絶縁特性	相関係数	サンプル数	絶縁特性	相関係数	サンプル数
$\tan \delta - PI$	-0.492	26	$\Delta \tan \delta - PI$	-0.172	26
$\tan \delta - \Omega \cdot F$	-0.56	26	$\Delta \tan \delta - \Omega \cdot F$	-0.197	26
$PI - LR$	-0.635	26	$\Delta \tan \delta - \text{弱点比}$	-0.011	26
$PI - \Omega F$	0.47	26	$\Delta \tan \delta - CSV$	-0.006	18
$CSV - Q_0$	-0.472	18	$\Delta \tan \delta - Q_0$	0	18
			$\Delta \tan \delta - Q_{\max}$	0.402	18
			$PI - \text{弱点比}$	0.037	26
			$PI - CSV$	-0.110	18
			$CSV - \Omega \cdot F$	-0.137	18

表 3.11 非破壊絶縁特性と破壊電圧との相関
Correlation of nondestructive insulation characteristics and AC breakdown voltage.

相関係数 $\gamma=0.65$ 以上のもの			相関係数 $\gamma=0.65$ 以下のもの		
絶縁特性	相関係数	サンプル数	絶縁特性	相関係数	サンプル数
$AC BDV - \Omega \cdot F$	-0.658	11	$AC BDV - \tan \delta$	0.388	11
$AC BDV - Q_0$	-0.670	8	$AC BDV - \Delta \tan \delta$	-0.041	11
$AC BDV - Q_{\max}$	-0.715	8	$AC BDV - PI$	0.545	11
			$AC BDV - \text{弱点比}$	0.075	11
			$AC BDV - CSV$	-0.038	8
			$DC BDV - \tan \delta$	-0.362	5
			$DC BDV - \Delta \tan \delta$	-0.612	5
			$DC BDV - PI$	0.422	6
			$DC BDV - \Omega F$	-0.035	5
			$DC BDV - \text{弱点比}$	0.625	6
			$DC BDV - CSV$	0.188	5
			$DC BDV - Q_0$	-0.193	5
			$DC BDV - Q_{\max}$	0.516	5

発電機巻線絶縁劣化判定基準によれば、 $Q_{\max}$ と V_{BD} との間には相関性があり、定格電圧 11 kV 級巻線では 6.35 kV、6.6 kV 級巻線では 4.5 kV で 1×10^{-8} クーロン以上のコロナパルスが発生していなければ、その巻線は運転に必要な絶縁耐力を有するものとしている⁽⁹⁾。そこで累積ひん度分布曲線より 1×10^{-8} クーロンのコロナパルスが 1 ヘルツあたり 1 個発生するようになる電圧 $V_{10^{-8}}$ と V_{BD} の関係を求めたのが表 3.8 であり、これを図示したのが図 3.15 である。これらの結果よりデータの数は少ないが、 $V_{10^{-8}}$ と V_{BD} との間にはかなりの相関が認められる。なお参考のために、 5×10^{-10} クーロンのコロナパルスの現われる電圧 $V_{5 \times 10^{-10}}$ についても併記したが、 $V_{10^{-8}}$ の場合に比べて相関性は悪くなっている。これらのことから V_{BD} に影響を与えるのは放電電荷量の大きなコロナパルスであることがわかる。このことは大きなコロナパルスは大きなボイドで発生し、大きなボイドの存在は破壊電圧に影響することからもその妥当性が考えられる。

(4) 破壊電圧と破壊箇所

汚損時と清掃後の破壊電圧の違いについて、電機子・主極・補極別に分散分析法による有意差の検定を行なったが差があるといえず、また破壊箇所による違いもなく全くランダムに破壊している。表 3.9 に部分別の初回破壊電圧および逐次破壊電圧の平均値を示す。初回破壊絶縁強度は電機子が最も弱く、主・補極の約 50 % 程度である。

次に破壊箇所を個別のパレート図で表わしたのが図 3.16 である。初回破壊は静止部では端子部からのリークがほとんどであり、端子部絶縁の弱さが目立つ。また電機子ではスロット内での破壊が 3 台中 2 台であった。逐次破壊の場合は主極では 3/4 が端子部リークであり、貫通絶縁破壊は 1/4 であった。補極では主極ほど単純でないがわたり線の切断作業が困難であったことから、人為的な絶縁損傷も考慮する必要がある。

3.3 非破壊絶縁特性相互の相関

直流および交流非破壊試験より得られたデータにより、絶縁特性相互間に直線相関が成りたつものと仮定して、相関係数を算出した結果を表 3.10 に示す⁽¹⁰⁾。サンプル数 n によって異なるが $n=18$ 以上では相関係数が 0.47 以上で相関あり、0.47 以下では相関なしと検定され、 $\tan \delta - PI$ 、 $\tan \delta - \Omega \cdot F$ 、 $PI - LR$ 、 $PI - \Omega \cdot F$ 、 $CSV - Q_0$ との間には相関がある。 $\Delta \tan \delta$ と CSV および Q_0 との間に相関が認められないのは CSV が相当高いためにコロナ損失による $\tan \delta$ 増加が顕著でなかったためと考えられる。

3.4 非破壊絶縁特性と破壊電圧との相関

非破壊絶縁特性と破壊電圧との間に相関があるかどうかは絶縁劣化判定法に有力な資料を提供することになり、とくに相関があれば非破壊絶縁特性から破壊電圧を推定することができる。従来から提案されている二、三の破壊電圧の予知方法については前に述べたので、ここでは非破壊絶縁特性と破壊電圧との関係につき検討した。表 3.11 に直流破壊電圧 $DC BDV$ と交流破壊電圧 $AC BDV$ と絶縁特性との相関を示す。 $DC BDV$ と絶縁特性との間に相関が認められず、とくに絶縁抵抗の電圧特性を示す弱点比とも相関が認められないのは、直流破壊では単なる抵抗の電圧特性からは決まらないことを裏付けているものと思われる。

$AC BDV$ と Q_0 、 $Q_{\max}$ および $\Omega \cdot F$ とは相関が認められるが、他は相関が認められない。 $AC BDV$ とコロナ諸量との間に相関があることは破壊試験の項からも予想されることであり、今後コロナ試験は有力な非破壊試験法になるものと思われる。また、 $AC BDV$ と $\Omega \cdot F$ が負相関であることは $\Omega \cdot F$ が大であるほど $AC BDV$

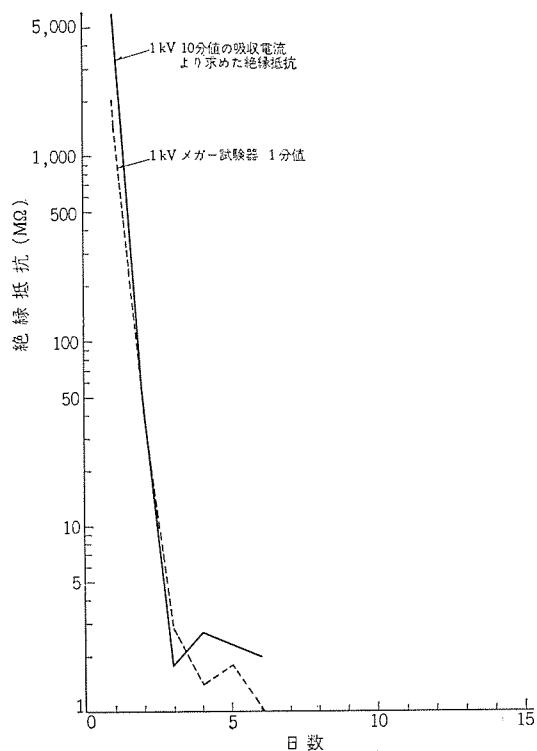


図 3.17 絶縁抵抗経日変化
Time characteristics of insulation resistance in moisture absorption test.

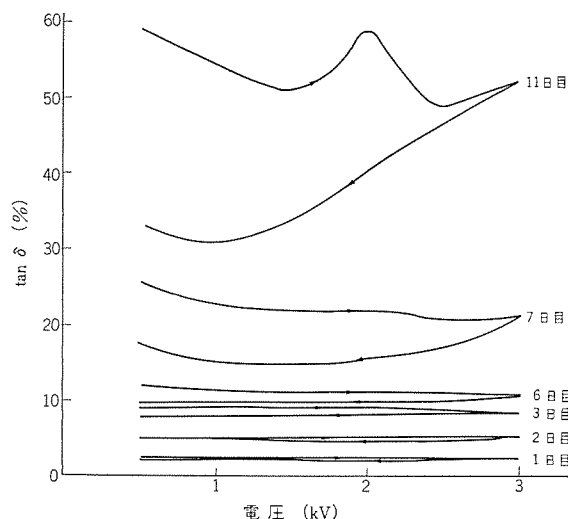


図 3.18 $\tan \delta$ -電圧特性
 $\tan \delta$ vs. voltage characteristics in moisture absorption test.

が低いことを意味するが、何故そうなるかその原因は明らかでない。

3.5 吸湿劣化試験

(1) 直流絶縁抵抗

メガ試験による絶縁抵抗と直流試験による絶縁抵抗の経日変化を図 3.17 に示す。絶縁抵抗の低下は意外に早く、吸湿そう(槽)に封入当初 2,000 MΩ であったメガ値が3日目で1けたとなり、15日目でほとんど零となる。一方、直流試験より求めた PI は $PI=1.1 \sim 1.3$ であまり変化はなかった。

以上の結果からメガ値の低下と絶縁物の吸湿との関係を推測すると、次の三つのパターンに分けられる。

(a) 封入初期は絶縁物表面に生成される水滴により、メガ値が急激に低下し、

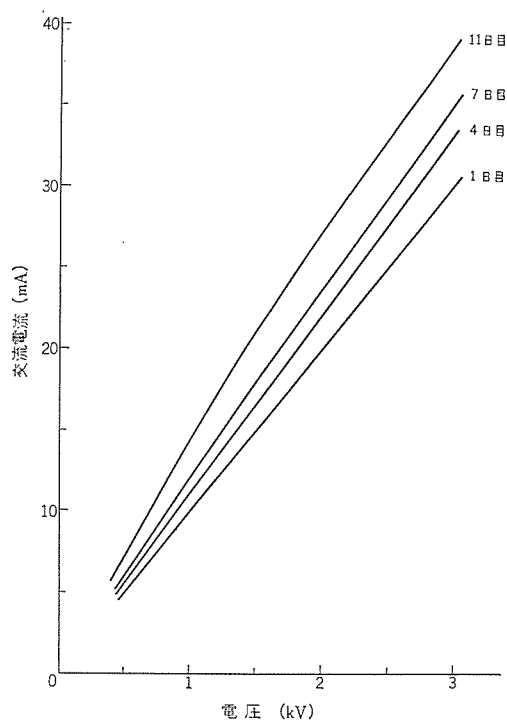


図 3.19 交流電流-電圧特性
AC current vs. voltage characteristics in moisture absorption test.

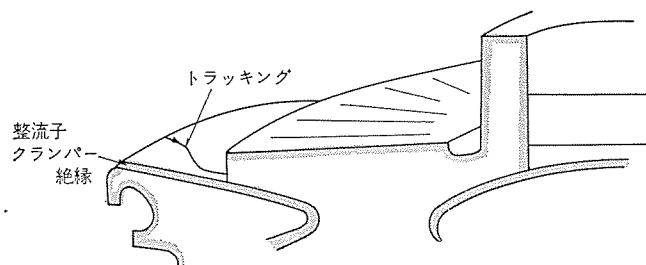


図 3.20 破壊箇所
Breakdown point.

(b) 封入後3～5日の比較的变化の少ない時期は吸湿が進行し、
(c) 完全吸湿による局部的導電部の成立により、メガ値が零になるものと思われる。

このような状態になりやすいのは、露出導電部分である整流子から最もアースに近い整流子クランプ絶縁が考えられるが、これは後述の破壊試験の破壊箇所とも一致する。

(2) $\tan \delta$

$\tan \delta$ -電圧特性の経日変化は、図 3.18 に示すように電圧上昇とともに減少し、電圧降下時にはさらに減少する逆ループ特性となる。これは吸湿による漏えい電流の影響と考えられ、逆ループは漏えい電流による局部的乾燥の進行によるものと考えられる。

(3) 交流電流

図 3.19 に示すように吸湿につれて交流電流は増加し、電流増加傾向 $\Delta I/\Delta V$ は4日目ぐらいまでは一定で特性は直線と見なされるが、7日目ぐらいから低電圧域と高電圧域で $\Delta I/\Delta V$ が異なり、高電圧域の $\Delta I/\Delta V$ が小さくなっている。この原因も漏えい電流による局部乾燥の進行によるものと考えられる。

(4) 破壊試験

封入後15日目に、容器から取り出したままの表面が水を霧吹きしたように細かい水滴でおおわれた状態で交流破壊試験を実施した。

破壊電圧は 3 kV で吸湿劣化を行なわなかったものに比べてかなり低くなっている。破壊箇所を図 3. 20 に示す。

4. む す び

電気機関車用 MT 42 形主電動機の絶縁更新を機会に、各種非破壊試験および破壊試験を実施し、汚損時・清掃後・絶縁更新後・吸湿劣化の各状態における非破壊絶縁特性、汚損時・清掃後・吸湿劣化の各状態における破壊特性および非破壊絶縁特性と破壊特性との相関について述べた。結果を要約すると

(1) 絶縁更新前における供試機の絶縁特性は $\tan \delta$ 特性・コナ特性等より判断して良好であり、事実破壊電圧は相当高かった。

(2) 周囲条件、とくに湿度の影響によって絶縁抵抗は大きく変化し、 $\tan \delta$ も変化する。したがって、測定時の周囲条件に十分留意する必要がある。

(3) コナ特性は周囲条件や汚損状態によってあまり影響されないようである。

(4) 交流電流法および直流分法による非破壊試験では、破壊電圧を予測できるような顕著な絶縁特性は認められなかった。

(5) 吸湿が極度に進むと破壊電圧は低下する。

(6) 交流電流法における第二電流急増点 P_{i2} と交流破壊電圧との間にはかなりの相関が認められる。しかし、破壊電圧は P_{i2} の約 1.3 倍程度であるので、非破壊試験としてはかなり高い電圧をかけなければならない点が問題である。

(7) 交流破壊電圧とコナ諸量、とくに大きなコナパルスの特徴的な電圧との間には強い相関が認められ、AC 破壊電圧は、 1×10^{-8}

クーロンのコナパルスが 1 ヘルツあたり 1 個発生するようになる電圧の約 1.7 倍である。したがって、コナ試験により交流破壊電圧の推定が可能となり、これと上記(3)項の特長と併せて、コナ試験は今後有力な非破壊絶縁試験法になるものと考えられる。

などである。これらの結果が今後の絶縁試験に資することができれば幸いである。

最後に、本試験は鉄道電化協会車両絶縁委員会の研究の一環として実施されたことを付記し、本試験を実施する機会を与えられた国鉄の関係各位、および熱心な討論と種々の助言をいただいた車両絶縁委員会の諸氏に深く感謝し、また試験に際し協力をいただいた伊丹製作所電機製造部の関係各位に感謝の意を表わす。

参 考 文 献

- (1) 鉄道電化協会車両絶縁委員会：電気車両の絶縁管理の研究 (昭 43)
- (2) 原，平林：三菱電機 33, No. 7 (昭 34)
- (3) W. Schneider：AIEE Miscellaneous Paper 51-129
- (4) 原，平林：三菱電機 33, No. 8 (昭 34)
- (5) A. W. W. Cameron：AIEE Trans, 71, Pt III, 293 (1952)
- (6) 原，平林：三菱電機 36, No. 7 (昭 37)
- (7) 寺瀬：電学誌 82, 1,806 (昭 37)
- (8) 寺瀬：電学誌 83, 272 (昭 38)
- (9) 発電機巻線絶縁劣化判定基準委員会：発電機巻線絶縁劣化判定基準案
- (10) 原ほか：三菱電機 33, No. 11 (昭 34)

電車総合試験装置

三橋 英一*

小田橋正寿**・吉村 元由**

中 司 修 慈***

Overall Electric Car Testing Setup

Mitsubishi Elect. Corp., Itami Works Eiichi MITSUHASHI

Mitsubishi Elect. Corp., Head Office Masatoshi ODABASHI・Motoyoshi YOSHIMURA

Mitsubishi Heavy Ind. Ltd., Mihara Works Shuji NAKATSUKASA

A good many number of electric cars of new performance are now being put in use as a countermeasure of alleviating commuters' difficulty. On the other hand cars taken care of at inspection and repairing plants are increasing in number as a matter of course. The inspection work has been mostly resorted to circumspect human effort. This requires many expects so as to prevent possible human errors. Under the circumstances, an overall electric car testing setup has been worked out for trial by the introduction of electronic computers in the inspection of cars. This is the first attempt in this country.

The use of the computer enables the work to be carried out by unskilled hands of a fewer number, thus data logging being positively performed. Statistics obtained by these data will be applied to the computer in future, and that will hopefully establish an effective maintenance system.

1. ま え が き

最近の通勤輸送対策を強力に推進させるため、多量の高性能電車が投入されつつあり、一方検修工場においても、検修両数が必然的に増加しつつある。また従来の検査は人為的なミス防止のために多数の熟練者を要し、人間の繊細な注意力によって行なわれていた。このたびわが国で初めての試みである、電子計算機を導入した総合試験装置を試作したので紹介する。

電気車総合試験装置は、この人為的な作業を機械化し、作業の高能率化・試験精度の向上・データ処理の合理化を行なうため、電子計算機を用いた試験装置である。

この装置は大きく分けて、次の3部分より構成されている。

- (1) 電子計算機部
- (2) 電気試験器部
- (3) 空気試験器部

電子計算機部は、装置の中核的な役割をなしているもので、どのような試験をどの順序で行なうかを、プログラムとして記憶させておき、その内容を電気あるいは空気試験、および作業者に指示するとともに、測定値が検査基準に合格しているかどうかを判定し、所定の印字用紙に記録する。

試験器部は、測定器・電源・空気源・試験回路構成用継電器群などを備え、電算機よりの指示に従って、自動的に測定を行なえる構成になっている。

車両への測定線のつなぎ込みは、作業性の良いように車端にある電気および空気の連結部を利用するようにしてある。連結部を利用できない測定箇所については、直接クリップ等でつなぎ込む。しかしこの作業は試験の中で相当な時間を占めるので、今後新設計する車両においては、検修作業を合理化できるように、あらかじめ測定端子を備えることが必要であろう。

最近国鉄吹田工場へ、高性能電車用として試作納入する機会を得たので、以下これについて概要を紹介したい。

2. 総合試験装置の概要

2.1 国鉄における電車の保守体制

国鉄における車両の保守は列車の安全と旅客のサービス低下を防止するため、故障または機能低下以前に処置を行なう体制の、いわゆる予防保守体制を主体としている。すなわち、電車の保守体系は一定の周期で計画的に行なう定期検査を主体とし、その内容は仕業検査・交審検査・中間検査(A)・中間検査(B)・全般検査で構成されている。今回試作した総合試験装置は、全般検査および中間検査(B)における出場検査を対象にしたものである。

2.2 試験項目と機器構成

この装置における試験項目は表2.1に示すとおりである。機器は表2.2より構成されており、信号系統を図2.1のブロック図で示す。表2.2の機器のうち(5)~(11)はすべて電子計算機の指令によって動作するようになっており、自動試験を可能としている。また試験結果はすべて電算機に入力され、電動タイプライタにより所定

表 2.1 試験項目
Testing items.

電 気 関 係 試 験		空 気 ブレーキ関係試験	
順 序	項 目	順 序	項 目
1.	絶縁抵抗耐圧試験 (a) 高圧機器 (b) 高圧回路 (c) 低圧回路 (d) 二重絶縁 (e) 引通し線	1.	圧力調整試験 (a) 調圧器 (b) 給気弁 (c) 安全弁 (d) 抑圧弁 (e) ブレーキ調整弁
2.	海通立上り試験	2.	電気接触部試験 (a) ブレーキ弁 (b) 気圧抵抗器 (c) 気圧スイッチ
3.	機器動作試験	3.	作用試験
4.	主制御器試験 (a) 機構検査 (b) から(空)ノッチ試験 (c) すべり角度測定	4.	漏れ試験 (a) MR系 (b) SAP系 (c) BP系 (d) BC系

表 2.2 構成機器
Testing set components.

項 目	機 器 名 称
1	電源装置
2	電子計算機 (改造形 MGP-21)
3	リレーモジュール
4	アナログボックス
5	電動タイプライタ (オキタイバ)
6	操作盤
7	表示放送装置 (ダイヤビジョン)
8	絶縁抵抗測定器
9	耐電圧測定器
10	ジャンパ線切換リレー群
11	空気ブレーキ試験車
12	つなぎ箱
13	操作箱
14	無線電話装置

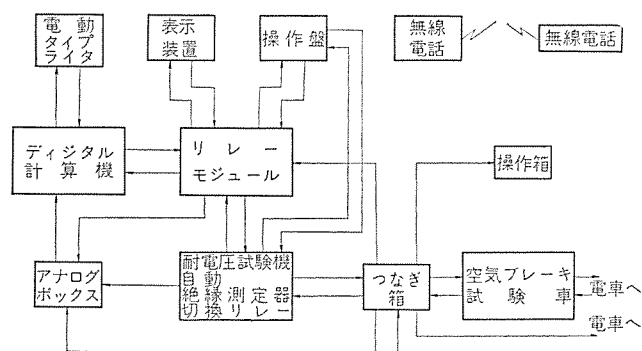


図 2.1 総合試験装置ブロック
Block diagram of overall testing setup.

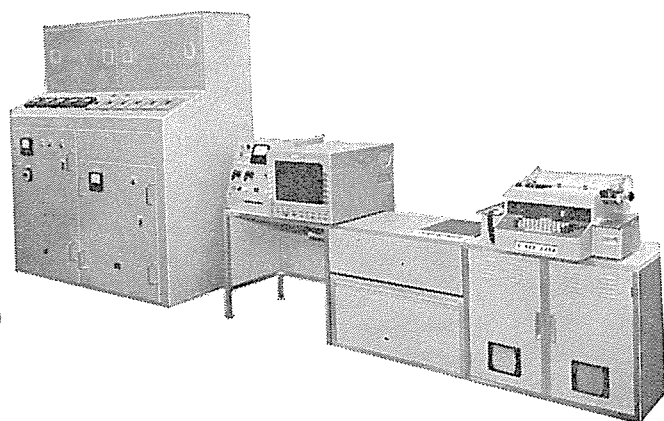


図 2.2 電車総合試験装置
Overall testing setup of electric cars.

表 2.3 改造形 MGP-21 のおもな仕様
Principal specification of improved type MGP-21.

項 目	仕 様
語 構 成	2 進 32 ビット 直列固定小数点
記 憶 装 置	4,096 語 磁気ディスク 1,200 rpm
ク ロ ッ ク	80 kc
命 令	シングルアドレス 23 種 プログラム内蔵式
電 源	300 W 100 V $\pm$ 7 V 60/50 c/s
入 出 力	
ア ナ ログ 入 力	(0~10 V) 1 点
デ イ ジ タ ル 入 力	6 点
デ イ ジ タ ル 出 力	
マ ル チ ビ ッ ト	6 点
シ ン グ ル ビ ッ ト	15 点

の用紙に印字記録される。なお(3), (4)は電算機の入出力点数を増加するために設置されたもので, 制御用計算機では一般に不要となるものである。図 2.2 に機器の全体を示す。

以下これら機器の概要を述べる。

2.2.1 電子計算機 (改造形 MGP-21)

総合試験装置の情報処理を行なう重要な役割を果たす装置であり, 付加装置を設備しプロセス制御用に使用可能なものとしている。

おもな仕様は表 2.3 に示す。

2.2.2 電動タイプライタ (オキタイバ)

本装置は総合試験の結果を印字するために使用するものであるが, 本来 MGP-21 デジタル計算機のシステムタイプライタとして用いられるもので, その機能は総合試験装置に使用されても, 失われない。すなわち, MGP-21 のメンテナンスパネルの操作とあいまって, キーボード入力・印字などを行なうことが可能である。

2.2.3 リレーモジュールおよびアナログボックス

2.2.1 項で述べた MGP-21 のプロセス入出力の点数を増加するために設置した, 一種の入出力付加装置で, アナログボックスを分離したのはノイズに対する配慮である。

リレーモジュールはデジタル出力を横 15 列縦 6 列に配列した, リレーマトリックス回路であり, この接点出力の一部を用いてアナログおよびデジタル入力点数の増加をも行なっている。すなわちこれらの装置により, MGP-21 は見かけ上, 次の入出力点数が扱えるようになっている。電算機, タイプライタ, リレーモジュールの外形を図 2.3 に示す。

アナログ入力 7 点 (7 点使用)

デジタル入力 30 点 (27 点使用)

デジタル出力 107 点 (101 点使用)

2.2.4 操作盤

いったん試験が開始されると, 電算機はプログラムされた順序で試験を進行してゆくが, その途中で試験員が電算機に対し情報伝達を行なうための装置である。図 2.4 に操作盤前面パネルを示す。

試験の進捗は確認スイッチの操作により行なわれる。確認スイッチの使い方は表 2.4 による。もし誤ったスイッチを ON とした場合は双方を ON とすれば電算機はランプを消灯し, スwitch の状態を元の状態に復帰する。

2.2.5 表示・放送装置 (改造形ダイヤビジョン)

試験の進行状態をオペレータに知らせると同時に作業指示に使われる機器である。試験開始前に画面とテープを手動で所定のセットを行なえば, それ以降電算機の指示で自動的に動作する。また録音テープを作り直す必要が生じたときは, 前面パネルの音声録音・信号録音のスイッチ操作により録音し直すことも可能である。図 2.4 に外

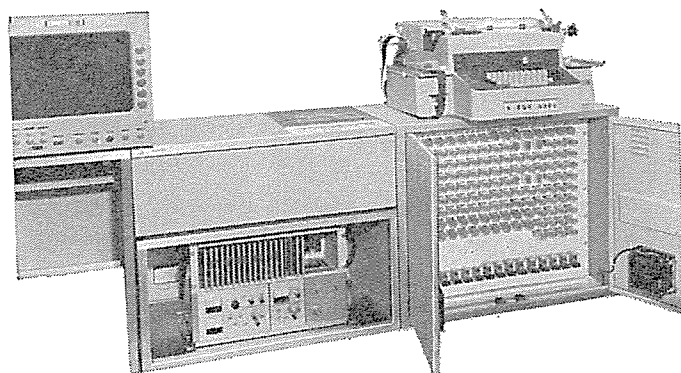


図 2.3 電算機 タイプライタ リレーモジュール
Electronic computer, typewriter and relay module.

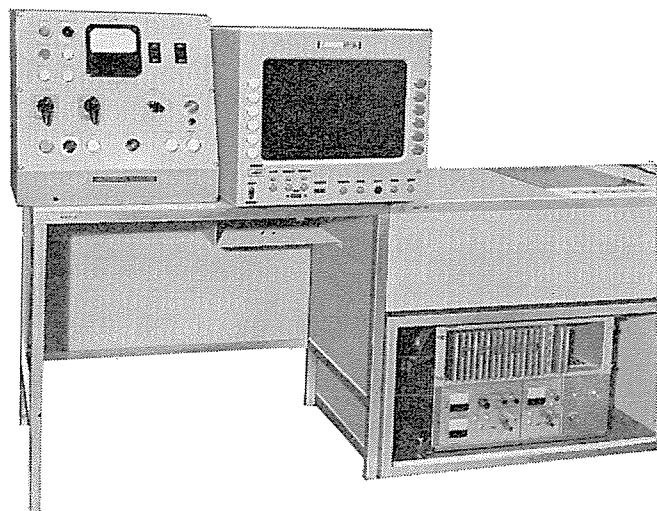


図 2.4 操作盤、表示装置
Operation panel and indication device.

表 2.4 確認スイッチの使い方
Instructions of confirmation switch.

スイッチ名	試験進段・良	試験繰返し・否
1) スタート番号、車種の印字を確認したとき	試験進段	設定やり直し
2) 運転台有無	運転台あり	運転台なし
3) 空気圧縮機有無	圧縮機あり	圧縮機なし
4) 奇数車・偶数車の指定	奇数車	偶数車
5) ダイアビジョンによる指示作業終了	試験進段	—
6) 試験を繰返すか指定 (ダイアビジョンの赤ランプすべてが点灯 レベルの鳴ったとき)	試験進段	試験繰返し
7) 目視試験良否	良	否

形を示す。

2.2.6 自動耐圧試験器

この耐圧器は試験電圧の設定信号を電算機より指示され、作業者の手元にある操作箱のスタートスイッチを動作させることによって、所定の電圧値を一分間印加する。結果の合否判定は耐圧器内の信号を電算機に与え、記憶させておく。耐圧不良時には回路を自動シャ断する。定格は次のとおりである。

入力電圧 AC 220 V $\pm 10\%$ 60 c/s

耐圧出力電圧 AC 500 V
AC 1,000 V
AC 2,500 V
AC 4,500 V } $\pm 10\%$

出力電圧維持時間 1 分間 $\pm 5\%$ 以内

2.2.7 自動絶縁抵抗測定器

この絶縁抵抗試験器は試験電圧選択信号および測定範囲選択信号を電算機より指示され、作業者が操作箱のスイッチを動作させることによって所定の電圧を印加する。メグ測定はセットされた基準抵抗によって分圧された電圧を、演算増幅器で 0 V $\sim$ 10 V の間で増幅して電算機へ送っている。電算機はこの出力で良否を判定する。なおオペレータも確認できるようにモニター出力を操作盤へも送っている。最後に電算機で良否の判定が行なわれると、メグスタート信号がオフされ、リレーの自己保持が解かれてメグ測定出力がオフされる。過負荷リレーが動作すると、この接点を通して計算機へ絶縁抵抗不良を知らせ

表 2.5 絶縁抵抗測定範囲および測定出力電圧
Range of insulation resistance measurement and measurement output voltage.

レンジ No.	絶縁抵抗値 M Ω	測定出力電圧 DC V
1	0.1 $\sim$ 1	10 $\sim$ 1
2	0.3 $\sim$ 3	10 $\sim$ 1
3	0.5 $\sim$ 5	10 $\sim$ 1
4	1.0 $\sim$ 10	10 $\sim$ 1
5	2.0 $\sim$ 20	10 $\sim$ 1
6	10 $\sim$ 100	10 $\sim$ 1

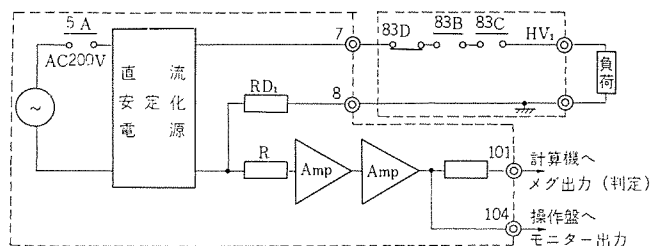


図 2.5 メグ測定回路
Meg measurement circuit.

る。

抵抗測定範囲および測定出力電圧は表 2.5 に、簡略つなぎを図 2.5 におのおの示す。

定 格

入力電圧 AC 220 V 60 c/s
測定出力電圧 DC 500 V
DC 1,000 V } $\pm 0.2\%$ 以内

2.2.8 電源装置

電源装置 1 入力電圧 AC 220 V $\pm 10\%$
出力電圧 DC 100 V
出力電流 DC 20 A
リップル率 10%
電圧変動率 3%
電源装置 2 入力電圧 AC 220 V $\pm 10\%$
出力電圧 DC 24 V
出力電流 DC 10 A
リップル率 10%
電圧変動率 3%

2.2.9 リレー回路

ジャンパ線切換 リレー回路
カムモータ回転指令用 リレー回路
ブレーキ試験 リレー回路
模擬マスコン指令線切放し リレー回路
電源送り込み リレー回路

より構成されている。

なお 2.2.6 $\sim$ 2.2.9 項までの機器は図 2.6 に示す電気試験装置内に組込まれている。

2.2.10 車両結合装置

試験器と車両間を結合する器具であり、作業性を左右する重要な部分である。これらは軽量小形で取付けも容易なものであるとともに堅固であることが必要であり、電気的には高抵抗・高耐圧の材料で構成しなければならない。

結合装置は、端子箱・操作箱・主回路測定用ケーブルと測定棒・ジ



図 2.6 電気試験装置
Electrical test apparatus.



図 2.7 端子箱
Terminal box.



図 2.8 空気ブレーキ試験車
Air brake test wagon.

ジャンパー線測定用ケーブルと接せん(栓)・PC試験用(時素測定)ケーブルとクリップ・カムモータ進段制御用測定ケーブルとクリップで構成されている。

この内で端子箱は車両と試験器の中継基地ともいふべきもので、電源・指令・測定・結果のすべての必要な回路がこの端子箱を経て互いに結合されるようになっている。図 2.7 に外形を示す。

2.2.11 空気ブレーキ試験車

ブレーキ試験装置はきょう(筐)体下部に車輪をつけて移動できる構造にした。移動式にした理由は、空気の出出口が車端であるため空気ホースの運搬がたいへんであることと、精度上空気ホースの長さに限度があるためである。ブレーキ試験装置外形および配管図を図 2.8, 2.9 に示す。

電磁弁

本装置に使用した電磁弁は AC 100 V 15 VA の小容量の三方口切換弁で、実際の圧力空気の給排はもれのほとんど生じない膜板コックで行なっている。すなわち電磁弁をパイロットとして使用し、この電磁弁により膜板コックを開閉する。以下図 2.9 の記号について説明する。

SAPCH および SAPEX

直通管 (SAP) の圧力空気を給排する電磁弁で、ブレーキ装置の良否を判定するために、電車の D 電磁給排弁を直接作用させる。

BPCH, BPEX および BPEMEX

ブレーキ管 (BP) の圧力空気を給排し、A 制御弁のブレーキ作用を確認するための電磁弁。

MRCH および MREX

元空気だめ管 (MR) の圧力空気を給排するための電磁弁。

CLT1 および CLT2

SAP および BPE の変化割合を試験のために、制御しやすいよう配にするためタンクをつけているが、配管のもれ試験のとき不要であるので、タンクを切り放すために設けた電磁弁。

空気圧—電気変換器

空気圧力値を電算機が読み込むため電圧に変換する装置で、ブルドン管のたわみを差動変圧器で検出し増幅する。出力電圧は圧力に比例して得られ変換は 1 kg/cm^2 当たり 1.0 V である。原理図は図 2.10 に示す。測定箇所は SAP, BP, MR および BC (ブレーキシリンダ) の 4 個所で、とくに BC 用は電車の BC 取出口が電車中央部にあるため、車端近くのブレーキ試験装置まで空気ホースを引き込むと、空

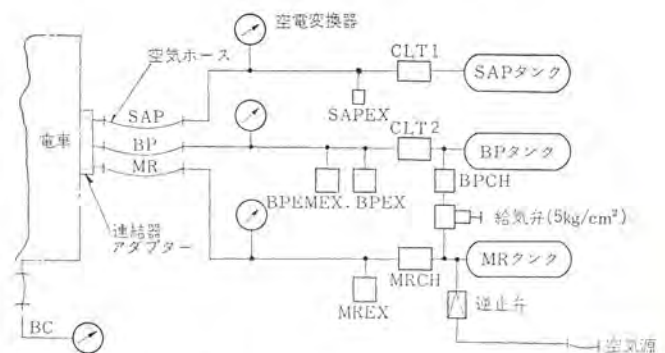


図 2.9 ブレーキ試験装置配管
Piping of brake test setup.

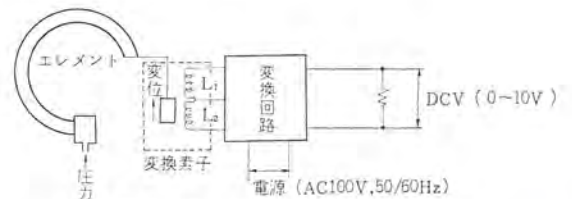


図 2.10 空電変換回路
Change-over circuit between pneumatic and electric brake.



図 2.11 ブレーキシリンダ用空電変換器
Pneumatic and electric change-over device for brake cylinder.

気圧の伝送おくれの影響があるため、BC 用は別箱に納め電車の BC 取出口近くにおき、ブレーキ試験装置までは電線で引込んである。

2.3 試験方法

試験は電気関係から始まり、空気ブレーキ関係試験で終了する。試験は以下の手順により進行される。

- 各機器のスイッチが所定の位置にあることを確認する。
- 各機器の電源を投入する。
- ディスプレイの画面ならびに音声で 1 枚目にセットする。印字用紙をセットする。

2. 3. 1 電気関係試験

絶縁抵抗測定と絶縁耐圧試験

オペレータが車両形式を設定し試験開始のボタンを押すことにより、表示装置に試験項目が表示される。オペレータはその内容を現車の作業者へ無線電話で連絡する。一方、電算機は試験器に試験電圧の選定と試験回路構成の指示を与えながら電算機自身は測定値の読み取り準備を行なう。

作業者が準備作業を終わり、手もとスイッチを押すと、ある時間余裕を置いて試験電圧が印加され試験が行なわれる。測定値は電算機へ送られ、電算機が記憶している基準値と比較されて測定結果が表示装置に表示されるとともに、電動タイプライタにより印字することもある。もし高圧印加中に試験中止の事態が生じたときは、作業者の操作により出力を直ちに切ることができる。絶縁抵抗測定が不良の場合、絶縁圧力測定を省くようになっている。(図2.13のフローチャート参照。)電車の引通し線はジャンパ線選択継電器により全数を自動的に測定する。

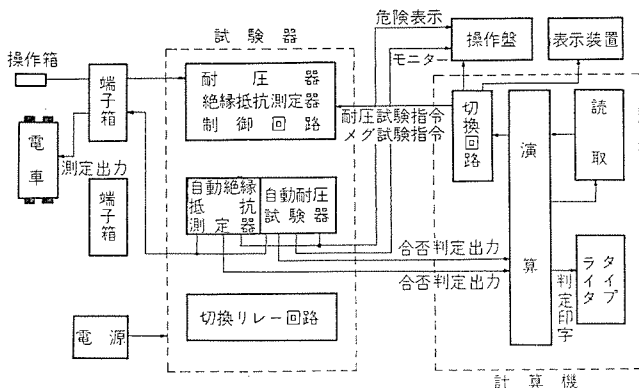


図 2.12 絶縁抵抗測定、絶縁耐圧試験ブロック
Block diagram of insulation resistance measurement and insulation endurance test.

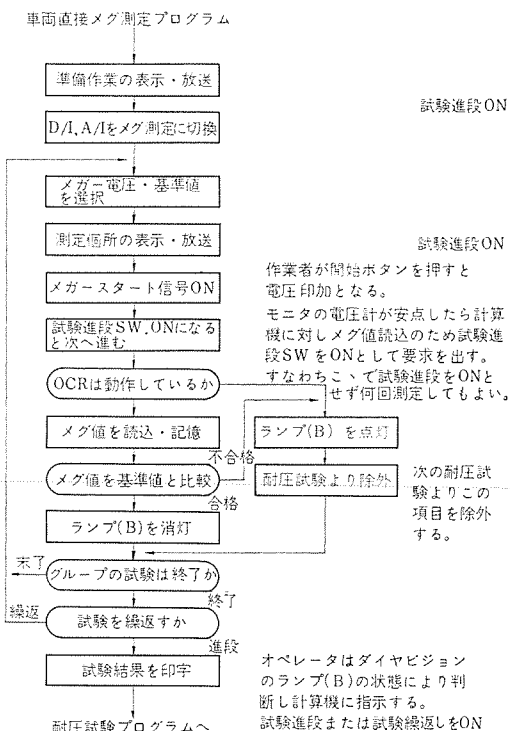


図 2.13 フローチャート
Flow chart.

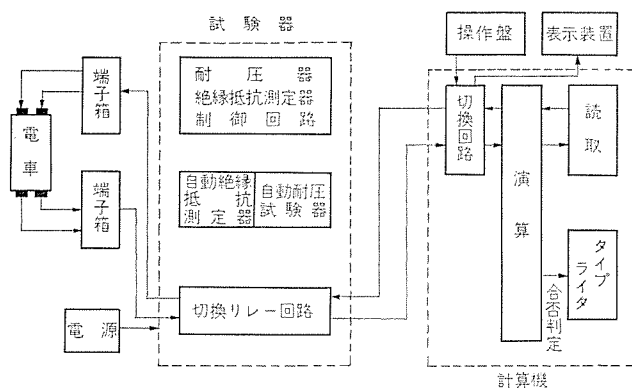


図 2.14 導通試験ブロック
Block diagram of conducting test.

導通試験

接続誤りや接触不良を検査するもので、電算機の低電圧電源を利用し、試験器の切換継電器によって測定回路を選定し、導通の有無を確認する。良否はタイプライタに印字される。

機器動作試験

電算機により各機器の動作回路の構成指令を与えると同時に、測定内容を表示し、作業者はこの指示に従って動作状態を確認する。これには制御機器はもちろん扇風機・温水器などのサービス器具も含む。

2. 3. 2 空気ブレーキ関係試験

空気ブレーキ試験の場合は、初めに空気ホースをつなぎ込むのみで、空気ブレーキの試験項目を自動的にこなすことができる。

3. 今後の試験装置の計画について

2章で説明した総合試験装置は、自動試験装置として初めての試みであり、今後に残された問題も少なくないので試作機の経験をもとにさらに改良を加えた実用機の計画を行なっている。おもな改良点は次のとおりである。

3.1 種々機器の時分割利用

3.1.1 電子計算機

試作機の MGP-21 は割込処理機能を備えてないため時分割処理を行なう場合は適当でない。試作機の場合は時分割処理が目的ではなかったが、電車のように検査両数が多い場合、今後の実用機としては並行して何両かの車両を同時に試験してゆく必要がある。そこで今後電車用の試験装置の電子計算機としては、MELCOM-350/5 を使用し、高度の時分割処理を実行し、電算機の利用効率の向上と作業の高能率化を計ってゆく。ちなみに MELCOM-350/5 のおもな仕様を表 3.1 に示す。現在計画中的ものは出場検査で 2 シーケンスが同時処理することになっているが、将来は最大 16 シーケンスの同時処理が可能となる。

3.1.2 タイプライタ

試験を遂行していく過程において作業者は測定値あるいは合否の判定結果を即時に知る必要があり、その結果により試験を進段するか同一試験を繰り返すか決定する必要がある。試作機の電算機では、入出力の制限のためタイプライタ上に試験結果を即時印字することによって、この機能を果してきた。今後の計画においてこの方法を取ると、タイプライタが 1 シーケンスごとに 1 台必要になるため不経済であり、また印字形式も複雑となるので、試験結果はすべてビジュアルディスプレイで表示し、すべての試験が終了してから電算機に改めて印

字の要求（リクエスト）をすることによって作表する。

3.1.3 電気関係試験器

現在の電車試験の大部分は手作業が必要である。これは電車の装置そのものが走行することを目的に設計されているため、自動試験器で試験を行なうことを考慮されていない。したがって試験時における種々のつなぎ込みを行なうことは避けることのできない問題である。また電気試験器はいくつかの試験器を組み込んだものであり、出場検査では項目に従って動作してゆくが、試験器の動作時間は比較的少なく、しかもその一部しか使用されていない。以上の点を考慮して今後の計画ではこの電気試験器をも時分割利用を考慮する。このため電気試験器はそれぞれの単能的性格を持たせ、独自に起動停止を可能とし、その測定端の接続を自動制御できるようにする。現在計画中のものは、1台の試験器で2シーケンスの試験を可能とし、将来人間の待時間との兼ね合いで3～4シーケンスまで1台の試験器で可能とすることになっている。このような構成とした場合のブロック図を図3.1に示す。図より明らかなようにリレーステーションごとに1シーケンスの試験が可能である。ブレーキ試験車・移動操作盤はどのつなぎ箱にも接続できる。

3.2 試験方法における改良

3.2.1 作業者と試験装置の情報交換

試験開始時、試験進行時において作業者は試験装置と種々情報交換をする必要がある。試作機ではこれらを表示装置・操作盤・タイプライタによって行なっていた。またこれらの機器は電算機室に置くため、実際の現車側作業との間に無線電話をかいして連絡を取った。このため必ず2人の作業者の連絡が必要であるので作業能力が上らない。計画中の物はこれらをオペレータコンソール、タイプライタ、移動操作

盤で行なうようにして無線連絡を廃止した。すなわちオペレータコンソール、タイプライタは試験開始時および終了時に使用し、試験の多くのシーケンスで共通使用可能なものとし、また試験進行中は各作業の進行度の監視用として使用する。また移動操作盤は試験進行中に利用するもので、作業者に試験項目およびその可否の結果を表示できる。その他に試験進行に必要な各種確認スイッチが設けられており、

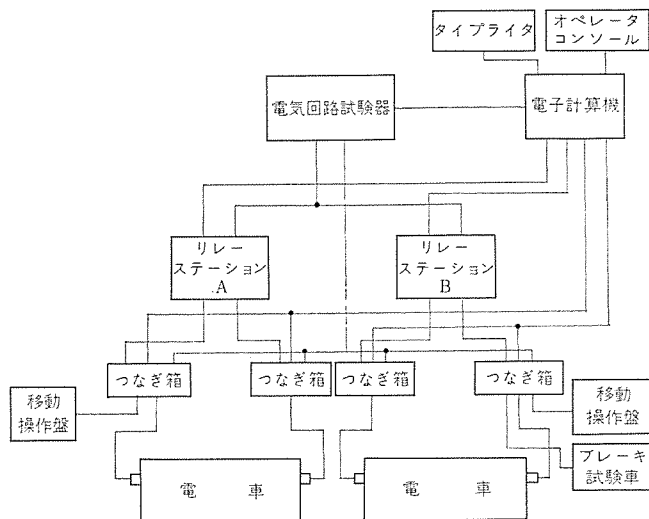


図 3.1 総合試験装置ブロック
Block diagram of overall test setup.

表 3.1 MELCOM 350/5 のおもな仕様
Principal specification of MELCOM 350/5.

メモリモジュール	
メモリの種類	磁気フレイトコア（メモリ保護あり）
語長	16ビット＋パリティ
容量	2 K/4 K/8 K/12 K/16 K 語
サイクルタイム	2.5 μs
プロセッシングモジュール	
ロジック	TTLIC
演算	2進並列 負数はこの補数表現
加算時間（単一語長）	10 μs
命令形式	単一アドレス
命令数	27
割込みレベル	64 レベル 64 点
電源	AC 110 ±10 V
電源異常保護	あり
許容周囲温度	0～50°C
相対湿度	10～90%
入出力チャンネル	
形式	インタラプト・モード
ペリフェラル入出力	
カードリーダー（C. R.）	100 CPM
ペーパーテープリーダー（P. T. R.） 低速	10 字/秒
ペーパーテープリーダー（P. T. R.） 高速	200 字/秒
ペーパーテープパンチ（P. T. P.） 低速	10 字/秒
ペーパーテープパンチ（P. T. P.） 高速	35 字/秒
フィックスドキャリッジタイプライタ（F. C. T.）	15 字/秒
ロングキャリッジタイプライタ（L. C. T.）	10 字/秒
システムタイプライタ	10 字/秒
プロセス入出力	
デジタル入力 容量（最大）	1024 点
デジタル出力 容量（最大）	960 点
アナログ入力 容量（最大）	512 点
走査速度	30 点/秒～120 点/秒
A/D変換精度	フルスケールの±0.1%
アナログ出力	パルス幅出力 はしご形 DA 変換回路

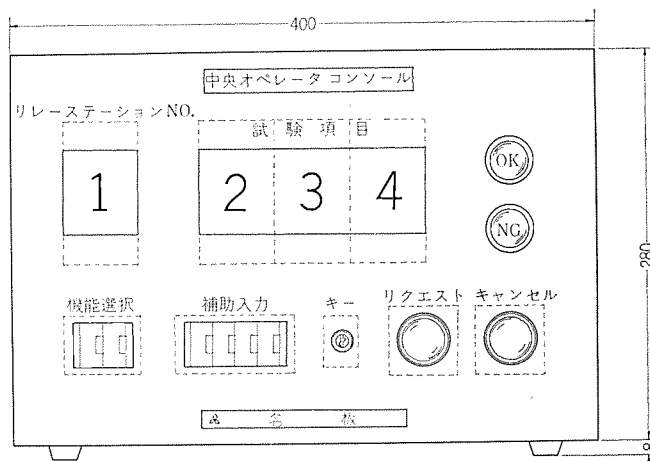


図 3.2 中央オペレータコンソール（案）
Central operator console (plan).

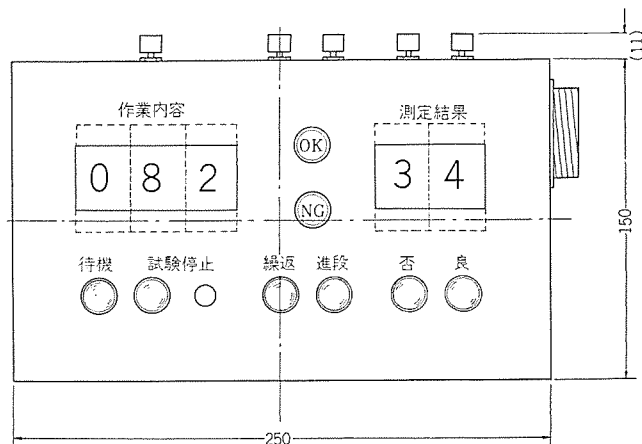


図 3.3 移動操作盤（案）
Mobile operation panel (plan).

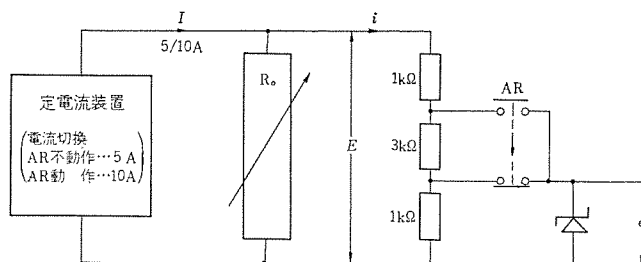


図 3.4 シーケンスチェック抵抗値測定回路
Sequence check and resistance value measurement circuit.

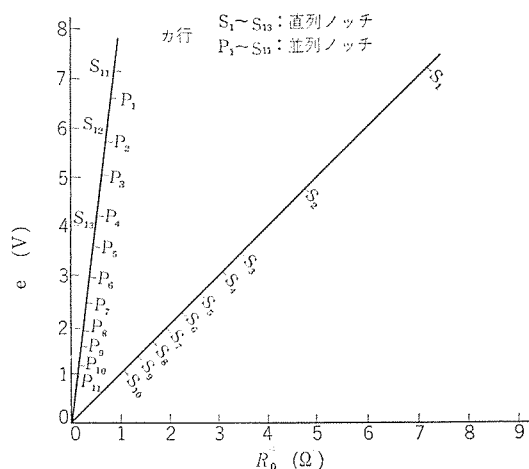


図 3.5 抵抗値-検出電圧特性
Resistance value-detected voltage characteristics.

試験進行中は作業者と試験装置の間の情報交換のすべてが、この移動操作盤で行なわれる。この改良によって試作機では、最低オペレー

タと作業者の2人を要したが、最低1人の作業者でも可能となった。中央オペレータコンソール・移動操作盤の外形を図3.2、3.3におおの示す。

3.3 試験項目の追加

試作機の試験項目のほかに次の項目を追加する。

(a) 車種の追加

(b) 電車用主回路つなぎにおける抵抗カムスイッチのシーケンスの確認を行なう。なお各ノッチにおける抵抗値も同時に測定する。

測定回路の簡略図を図3.4に示す。各抵抗値と検出電圧の関係は図3.5に示す。力行時の R_0 は主電動機の抵抗を含む、電気ブレーキ時は主抵抗器のみとする。

4. む す び

電気車の検修作業に電子計算機を導入したことはわが国で初めての試みである。検査作業は従来単能測定器を用いて熟練した作業者の判断によって行なわれてきたが、電算機の判断により検査が行なえるようになれば、各作業者による判定のばらつき、検査ミスが防止できる。またデータ処理も確実に行なえる。

もう一步前進した考え方をすれば、検査結果を磁気テープ等に保存し、定期検査ごとに前回の記録とのつき合わせを電算機により行ない、判定結果の統計を取ってゆけば、電車の信頼性に応じた効果的な保守方式が確立されてゆくのではないかと考える。

終わりに今回の試作の機会を与えてくださった、日本国有鉄道本社、ならびに国鉄吹田工場のかたがたに厚くお礼申し上げる次第である。

車 両 用 冷 房 装 置

西 部 敏 夫*

Air Conditioners for Passenger Cars

Nagasaki Works Toshio Nishibe

Remarkable is the progress and development of railway cars in present day Japan. Good service to the passengers is considered important policy as well as the increase of the train speed and the reduction of the weight of cars. Particularly the air conditioning of the passenger coaches is now becoming indispensable from the viewpoint of weather condition of this country. From the outset of employing air conditioners to the passenger cars in this country, Mitsubishi has been building a variety of these devices with good reputation among circles. Herein are introduced the specification, construction and performance of type AU 14 unit coolers built and delivered for use in the second class sleeping cars of the JNR, type CU 22 and type CU 11 unit coolers supplied to the Odakyu Electric Railway for HNSE cars.

1. ま え が き

わが国の車両用冷房装置の発達めざましく、その種類も多種多様にわたっている。わが国における車両用冷房装置の変遷ならびに種類については、幾多のすぐれた論文が発表されているのでそれにゆずる⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。技術の進歩発展のバロメータとして、単位容量(単位冷房能力)当たりの重量・体積・価格などを例にとってみても、初期のものと現在のものと比べると格段の違いがある。一例として10年ほど前の車両用冷房装置と現在のそれとを比較してみると、単位容量当たりの重量・体積・価格ともに半分ぐらいになっているのではないかと思われる。また生産台数、したがって車両用冷房装置を装備した車両は、10年前に比べ数十倍に達していると言われている⁽⁴⁾。

取付台数が多いという意味で、わが国の代表的な車両用冷房装置としては、AU 31 形(国鉄1等寝台車用)⁽⁵⁾、AU 21 形(国鉄固定編成客車用)⁽⁶⁾、AU 12 形(国鉄電車用)⁽⁷⁾、AU 5 形(東海道新幹線電車用)⁽⁴⁾⁽⁸⁾、AU 13 形(国鉄客車および気動車用)⁽⁹⁾があり、その詳細についてはそれぞれの文献に発表されているので参照願いたい。

車両用冷房装置は多種多様にわたっていること、および風雨にさらされ、車体とともにゆすられるという過酷な条件で使用されることが一般はん用と異なる。初期のものに見られた床下に凝縮装置を置き、天井に空気調和装置を装備して両者を冷媒配管でつなぐいわゆるセパレート形冷房装置と、その後に見われた必要機器を一つのわく内に納めたいわゆる床下形ユニットクーラと比較すると、後者は施工・保守が簡単になるという利点がある。

また電車の場合床下は電気品が多く装着されているため、小さな冷房装置を、天井屋根上に分散配置する天井形ユニットクーラが現われた。天井形ユニットクーラは、配風ダクトを必要としないこと、床下にユニットクーラのためのスペースを必要としないこと、故障時に乗客に与える影響が少ないことなどの利点があり、急速な発展をとげた。

従来車両用冷房装置といえば、夏はその冷房装置により冷房を行ない、冬は蒸気ヒータあるいは電気ヒータにより暖房を行なうのが普通であったが、車両に本格的にヒートポンプユニットが採用されたものに、東海道新幹線電車用 AU 5 形空気調和ユニットがある。

ヒートポンプユニットによる暖房運転は、電気ヒータに比べ消費電力が

はるかに少なくてすむので、今後電車用として有望であろう。

車体構造・機械配置により冷房装置の形状はある程度変化するものでなければならず、車両限界により、その寸法はきびしく制限され、車両の高速変化・軽量化という大目的に沿うべく、冷房装置は極度に軽量・コンパクト化が要求される。

また車両に積載されるがゆえに冷房装置は、車両走行時の複雑な振動や、発車・停車に伴う衝撃を受けるので、冷媒配管は言うに及ばず、各部品は振動・衝撃に対して十分な強度を有したものでなければならない。さらにサービス機器であるから、乗客に不快感を与えるような騒音・振動は絶対にさけなければならないし、意匠的にも十分考慮されたものである必要がある。

本文では、その後当所で開発した AU 14 形・CU 22 形・CU 11 形ユニットクーラの概要を以下に紹介する。

2. AU 14 形ユニットクーラ

2.1 概 要

このユニットクーラはいわゆる天井形であって、国鉄2等寝台車の各室の天井部分に1台ずつ1両に9台取付ける。電源は各車両床下に各1台取付けられたディーゼル発電機(20 kVA 440 V 60 c/s)より、キャノンコネクタを介して供給され、車室内に配置された配電盤により制御される。

装置は車体の屋根上から取付けるユニット本体と、客室側から天井面にとりつける化粧きせから成っている。ユニット本体は、圧縮機・凝縮器・冷却器・電動送風機・分電箱・排水ホース等をコンパクトに一体にまとめたもので、化粧きせは室内空気の吸込口(グリル)と冷却された空気の吹出口(グリル)を備え、とくに意匠的に留意して設計されている。また吹出口グリルの位置・寸法・形状は車体モデルによる入念なテストにより決定されている。

室内の空気は電動送風機によりエアフィルタを通り浄化されたあと、冷却器を通りここで冷媒液との熱交換によって、除湿されて吹出される。つまり室内の熱気は冷媒によって凝縮器に運ばれ、ここを通る外気中に放出され、室内の湿気は冷却器表面に凝縮して水滴となり、露受けさらに落ち排水管を通して車外に排出される。

2.2 構 造

ユニット本体の構造は図 2.1 に示すように、ユニットわく体の底板で室内と室外とに区切られ、室内側に対しては防水構造になってい

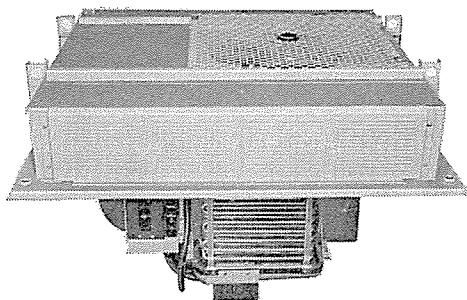


図 2.1 AU 14 形 ユニットクーラ 外観
Type AU 14 unit cooler.

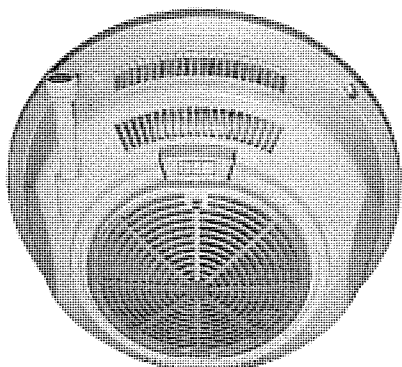


図 2.2 AU 14 形 ユニットクーラ 用室内化粧きせ外観
Interior decoration shade for type AU 14 unit cooler.

る。室外側には凝縮器 2 個、凝縮器用送風機 1 台を備え、クレーン 用 手 があり、全体をカバーでおおっている。

室内側には冷却器 2 個、露受け 2 個、冷却器用送風機 1 台、下風 1 組、分電箱 1 個、サーキットブレーカ取付板、押しボタンスイッチ、キャノンプラグ 各 1 個および排水機構 1 組を備えている。分電箱には、圧縮機用電動機および送風機用電動機の電磁接触器各 1 個がとりつけてあり、サーキットブレーカ取付板には、主回路および制御回路のサーキットブレーカ各 1 個がとりつけられている。

また室内側には送風機室の横に圧縮機室があり、その中に圧縮機 1 台が納められている。圧縮機室の送風機側の壁には穴があり、ここから冷風を中に入れて圧縮機を冷却し、その風は反対側の壁にある穴から出すようにしてある。底板の下面と送風機室・圧縮機室の外面には防熱材を張り付けてある。

室内化粧きせは図 2.2 に示すように、きせ本体・吸込グリル・エアフィルタ・飾り板・取付ボルトなどからなっている。きせ本体は鋼板製で内側に防熱材を張り付け、吹出グリルはプラスチック製にして結露を防止してある。きせ本体には、サーキットブレーカ操作のため小窓、排水管の貫通穴および排水ホース接続のための小窓などがある。きせ本体の中央には簡単に取りはずしのできる構造で吸込グリルが取り付けられ、その内側にはエアフィルタがついている。

冷凍サイクルは図 2.3 に示すように、圧縮機・凝縮器・ろ過乾燥器・毛細管・冷却器は銅管により接続され、ろう付けにより全密閉構造となっている。圧縮機により吸入圧縮された高温・高圧の冷媒ガスは凝縮器に送られ、凝縮器を通る外気で冷却され、凝縮して高圧常温の液になる。この高圧常温の冷媒液はろ過乾燥器を通り、毛細管に入り、ここで減圧され低圧低温の液となって冷却器にはいる。低圧低温の冷媒液は冷却器を通る室内空気と熱交換しながら次第に蒸発する。蒸発してガスになった冷媒は圧縮機に吸入されて再び圧縮され循環する。

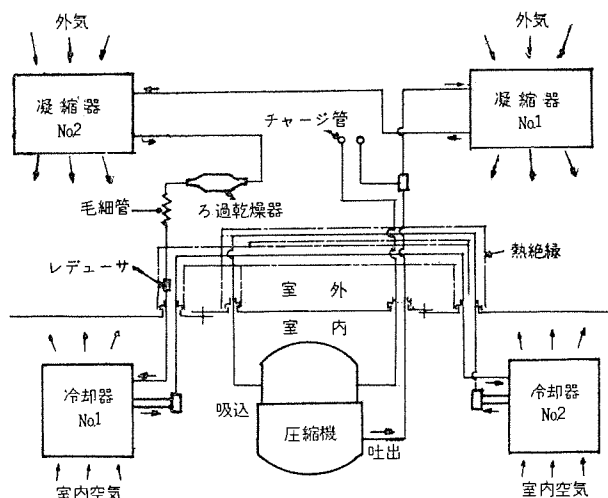


図 2.3 AU 14 形 ユニットクーラ 冷媒系統図
System diagram for type AU 14 unit cooler.

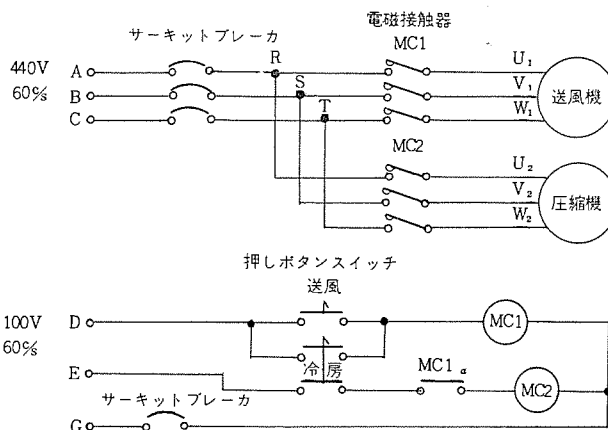


図 2.4 AU 14 形 ユニットクーラ 内シーケンス
Sequence in the type AU 14 unit cooler.

圧縮機は全密閉形で、一つのケース内に電動機とこれに直結された圧縮機部と、これらの回転しゅう(摺)動部への給油装置が組み込まれ、潤滑油が入っている。またケース内には圧縮機が運転中に発生する振動、騒音を吸収するための防振装置が設けてあり、さらに外側のケースには防振ゴムを介して圧縮機室にとりつけてある。

電動送風機は、立て形両軸電動機の上軸端(室外側)に凝縮器冷却用軸流形羽根を、下軸端(室内側)には冷却器用軸流形羽根を取付けてあるので、ユニットをコンパクトにまとめることができる。

ユニットクーラの制御は 9 台のユニットを三つのグループに分け、まず最初に全ユニットの送風機を回した後に、5 秒間隔で 3 台ずつのユニット(圧縮機)を順次起動させ、起動時発電機にかかる負荷を軽減させている。各ユニットには押しボタンスイッチがあって乗客の好みにより切・送風・冷房の選択が自由に行なえる。ユニットクーラ内のシーケンスは図 2.4 に示すように、冷房用ディーゼル発電機が起動しており、給電回路へ電気が給電されていれば、押しボタンスイッチの「送風」を押せば、コイル MC1 が励磁されて接点 MC1 が ON となり、送風機が運転状態となる。次に押しボタンスイッチ「冷房」を押せば、コイル MC2 が励磁され接点 MC2 も ON となり圧縮機が起動し、冷房運転になる。

圧縮機用電動機が過負荷になった場合、あるいは単相運転になった場合、電動機巻線の焼損を防止するため圧縮機にオートカットをとりつけてある。このオートカットは、自動リセット方式で、巻線温度が

よび電流が正規にもどれば自動的に ON となって圧縮機用電動機が再起動する。また主回路・制御回路に短絡等により大電流が流れた場合は、それぞれのサーキットブレーカにより保護する。

2.3 仕様

ユニットクーラの概略仕様を表 2.1 に示す。

表 2.1 AU 14 形 ユニットクーラ仕様
Specifications of type AU 14 unit cooler components.

ユ ニ ッ ト	形 名	AU 14
	電 源	3 相交流 440 V, 60 c/s
冷 房 能 力	冷 房 能 力	2,700 kcal/h 以上
	外 気	33±1.5°C
電 力	冷 却 器 吸 込 空 気 温 度	28±1°C
	冷 却 器 吸 込 空 気 相 対 湿 度	65±5%
電 製 品 重 量	約 1.7 kW	
	ユニット本体	約 110 kg, 室内化粧きせ 10 kg
圧 縮 機	形 式	電動機直結全密閉往復動形
	電 動 機	モノクロルジフルオールメタン (CHClF ₂)
凝 縮 器	形 式	プレートフィン形強制空冷
	銅 管	アルミ板
送 風 機	電 動 機	電動機直結軸流形 25 m ³ /min
	電 動 機	三相誘導電動機 220 W (冷却器用と共用)
冷 却 器	形 式	プレートフィン形強制通風
	銅 管	アルミ板
送 風 機	電 動 機	電動機直結軸流形 6.7 m ³ /min
	電 動 機	三相誘導電動機 220 W (凝縮器用と共用)
冷 媒 配 管	冷 媒 配 管	銅管
	乾 燥 剤	乾燥剤ソバビード
制 御 機 器	冷 媒 抑 制 器	キャピラリチューブ
	内 蔵 機 器	サーキットブレーカ, キャノンプラグ, 電磁接触器
そ の 他	オートカット	圧縮機用電動機付属
	室内化粧きせ	ボルトにて取付, 押しボタンスイッチ (断一送風一冷房)
エ ア フ ィ ル タ	付 属	
	材 質	サラン

2.4 性能および試験

2.4.1 試験方法および試験項目の概要

本ユニットの開発にあたっては種々の試験を行なった。車両用冷房装置の専用試験室をつくり、試作ユニットをなるべく現車に近い状態にとりつけて試験を行なった。この試験室には空調機と蒸気パイプにより、室外側（車外）と室内側（車内）の温度および湿度条件を人工的につくりだす恒温室であり、ユニットに電源を供給するコネクタおよびユニットを制御する試験用配電盤を備えてある。この配電盤はユニットの電圧・電流・入力などを同時に測定できるものである。

開発試験としては、圧縮機・凝縮器・冷却器・毛细管が容量的にマッチしたものであるかどうかを調べる冷凍サイクル試験、凝縮器・冷却器用送風機風量が最適であるかどうかを調べる風量試験、圧縮機用および送風機用電動機の容量が最適かどうかの電気関係試験、所要の冷房能力を満足しているかどうかの能力試験、騒音試験、風速分布、温度分布試験、低電圧起動特性試験、振動試験機による振動試験などを実施している。

2.4.2 風量測定および冷房能力算定

ユニットの性能試験は、風量と冷房能力の算定が主たるものである。風量は蒸発器・凝縮器の風出口に試験用ダクトをとりつけ、JIS B 8330 に準じて熱線風速計を用いて風速を計測し、試験用ダクト面積をかけて風量としている。

冷房能力の算定は次式による。

$$Q = \frac{V}{v} (i_1 - i_2)$$

ここに Q = 冷房能力 (kcal/h)

V = 蒸発器出口の空気量 (m³/h)

v = 蒸発器出口空気の比体積 (m³/kg)

i_1 = 蒸発器入口空気のエンタルピ (kcal/kg)

i_2 = 蒸発器出口空気のエンタルピ (kcal/kg)

2.4.3 過負荷試験

いわゆるユニットクーラの冷房能力は、標準外気温度 (AU 14 形ユニットの場合 33°C)、および標準蒸発器吸込空気温度 (AU 14 形ユニットの場合乾球温度 28°C、相対湿度 65%) の場合の冷房能力で表示するのが一般であるが、実際の現車における運転時の外気温度・蒸発器吸込空気温度はともに刻々変化しているの、予想しうる範囲内の温度・湿度条件で支障なく連続運転できることを確認しておく必要がある。実際に起こりうると予想される最大負荷・最小負荷にてユニットを運転し、連続運転可能であること (保護装置が作動するというような異常がないこと) を確認している。

2.4.4 起動試験

車両用ユニットクーラの電源は、一般に電車用なら M-G セットあるいはパンタグラフより供給されるが、客車・気動車ならディーゼル発電機より供給される。何らかの原因で電源電圧が低下して (もちろん規定以内) ユニットクーラを起動させる場合、あるいはユニットクーラ運転中に電源電圧が低下した場合、ユニットクーラが異常なく運転することを確認する。

2.4.5 振動試験

車両用ユニットクーラは、車体の天井あるいは床下に取付けられるので、当然車体からの振動が伝わり、走行振動・衝撃に対して十分なる強度を有することが要求される。レールの継目、停車・発車時の振動加速度、あるいは車両連結時の大きな衝撃などは非常に複雑で再現するのは不可能に近い。最近日本工業規格においても鉄道車両部品の振動試験規格が定められたが、本ユニットクーラでは、振動試験にユニットを固くとりつけ、上下・前後・左右方向に対して連続的に振動条件を変化させ、共振その他の異常を入念に調べてある。

2.4.6 騒音試験

ユニットの騒音源として、圧縮機の発する振動音、送風機が風を切る音、うなり音、板の共振音などが考えられ、一般には指示騒音計により騒音の大きさ (単位 ホン) を測定する。主たる騒音発生源が不明の場合、周波数分析を行ない、NC 曲線等により騒音を分析調査する。車両用ユニットクーラはいわばサービス機器であるから、とくに天井形ユニットクーラの場合騒音に対する規制は相当きびしいものがある。

2.4.7 風速分布および温度分布

AU 14 形ユニットクーラに限らず、天井形ユニットクーラは配風グリル (室内化粧きせと称している) を取付けるのが一般である。この化粧きせはユニットクーラの冷却器により冷却された空気を車内に送り込むと同時に、車内の空気を吸込み冷却器へ送り込む機能も兼ね備えたものである。AU 14 形ユニットクーラは 2 等寝台車の天井に取付けられ、互いに向い合った上・中・下各 2 個のベッドをなるべく均等に冷却するように冷風を吹出す必要がある。また昼間は寝台は取り払われて座席となり、夜は寝台となってカーテンが降ろされるが、いづれの場合もできうる限り均等な温度分布になるように、車体モデルをつくり、幾度となくテストを繰り返して化粧きせの形状吹出グリルの形状・寸法を決めている。

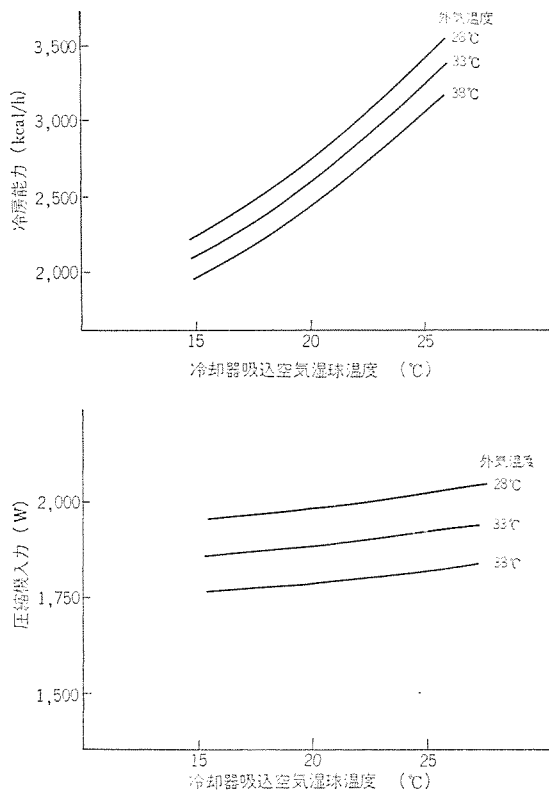


図 2.5 AU 14 形ユニットクーラ性能曲線
Performance curves of type AU 14 unit cooler.

2.5 試験結果

図 2.5 に車内・外気の温度・湿度条件を変化させたときの性能変化の状態を示す。図 2.5 に示すようにユニットクーラの冷房能力、圧縮機の入力は車内・外気の温度・湿度に大きく影響されることがわかる。またこの車内・外気の温度・湿度の変化により冷凍サイクルの状態、すなわち冷媒の循環量・冷媒温度・冷媒圧力などが変化するのはもちろんである。

次に国鉄で実施された現車試験においても昼間・夜間ともに風速分布・温度分布は良好であったと聞いている。

3. CU 22 形および CU 11 形ユニットクーラ

3.1 概要

CU 22 形ユニットクーラは、小田急電鉄 11 両編成の新特急電車 (NSE 車) にとりつけて車内を冷房するもので、各車両床下に 1 両当たり 2 台とりつける。なお先頭車 (すなわち編成の両端車両) 2 両には、この CU 22 形ユニットクーラのほかに CU 21 形ユニットクーラを各 1 台ずつ余分にとりつけ、車内の温度分布の均一化を期している。この CU 21 形ユニットクーラの説明は省略する。

車内の空気は客席の下にある吸込口 (1 両に 2 個) からエアフィルタを通して吸込まれ、車体側壁の小窓から取入れられる新鮮空気といっしょにダクトを通してユニットに吸込まれ、冷却器で冷却され、吹出しダクトを通して車体側面窓下の吹出口から車内に吹出される。

なお車体天井に取付けられた換気扇により車内のよごれた空気を排出する。これらのユニットは 1 編成に 4 面とりつけてある配電盤により中央制御され、車内温度は各車両に 1 個 (6 号車のみ 2 個) にとりつけてあるステップサーモスタットにより自動的に調節される。

CU 11 形ユニットクーラは、小田急 5 両編成特急電車 (SE 車) にとりつけ車内を冷房するもので、車体屋根に分散配置して先頭車に 6

表 3.1 CU 22 形ユニットクーラ仕様
Specifications of type CU 22 unit cooler components.

ユ ニ ッ ト	形 名	CU 22
	電 源	三相交流 220 V 60 c/s
冷 房 能 力	冷 房 能 力	9,000 kcal/h 以上
	電 力	約 4.8 kW
電 製 品 重 量	電 製 品 重 量	約 400 kg
	電 製 品 重 量	約 400 kg
圧 縮 機	形 式	電動機直結全密閉往復動形
	冷 媒	モノクロルジフルオロメタン (CHClF ₂)
凝 縮 器	形 式	プレートフィン形強制空冷
	銅 管	銅管
冷 却 器	形 式	プレートフィン形制通風
	銅 管	銅管
冷 媒 配 管	形 式	プレートフィン形制通風
	銅 管	銅管
制 御 機 器	形 式	プレートフィン形制通風
	銅 管	銅管
保 装 設 置	形 式	プレートフィン形制通風
	銅 管	銅管
其 他	形 式	プレートフィン形制通風
	銅 管	銅管

台、中間車に 5 台とりつけてある。ユニットクーラの室外側は屋根天井のモニターによりおおわれ、車内側は冷風吹出しのためのグリルと、循環空気の吸込みのためのグリルを有する室内化粧きせが装備されている。

車内の空気は化粧きせの吸込みグリルからエアフィルタを通して吸込まれ、冷却器で冷却され、化粧きせの吹出しグリルから車内へ吹出される。室内化粧きせは大部分の冷風を車体の側面斜め下へ吹出すが、同時に車体前後方向へも一部の冷風を吹出すような構造に設計されており、座席のみならず中央通路も同時に冷却されるので車内は均一な温度に冷房される。なお車内のよごれた空気は天井にとりつけられた換気扇により車外へ排出される。

3.2 仕様

CU 22 形ユニットクーラの概略仕様を表 3.1 に、CU 11 形ユニットクーラのそれを表 3.2 に示す。

3.3 構造および機能

CU 22 形ユニットクーラの外観を図 3.1 に示す。形鋼を溶接組合せたわくに圧縮機・凝縮器・冷却器・それぞれの電動送風機・分電箱・配管等を取りつけて全体をカバーで包んだユニット式である。ユニット内部は凝縮室と冷却室の 2 室に区切られ、前者は車体側面より見て手前側に凝縮器、その奥に電動送風機・圧縮機を配置して凝縮器冷却風が床下機器により暖まらないようにしてあり、後者は熱絶縁材を張り付けて室内側を形成し、冷却器・電動送風機・エアフィルタが納められている。保守・サービスを考え凝縮室のカバーはすべて着脱が容易なかけ金式とし、エアフィルタの取換えが容易なるよう冷却室の車側面は開き戸式にしている。凝縮器の冷却風は車体側面より凝縮器を通り、凝縮室に吸込まれ車体の床下中央あたりに吹出される。車内の空気は新鮮空気とともに冷却室上部より電動送風機に吸込ま

表 3.2 CU 11 形 ユニットクーラ仕様
Specifications of type CU 11 unit cooler components.

ユ ニ ッ ト	形 名	CU 11
	電 源	三相交流 220 V, 60 c/s
冷 房 能 力	冷 房 能 力	4,000 kcal/h 以上
	外気温度	33±1.5°C
電 力	冷却器吸込空気温度	28±1°C
	冷却器吸込相対湿度	65±5%
製 品 重 量	電 力	約 2.8 kW
	製 品 重 量	約 136 kg
圧 縮 機	形 式	電動機直結全密閉往復動式
	電 動 機	モノクロルジフルオロメタン (CHClF ₂)
凝 縮 器	電 動 機	三相交流誘導電動機 1.9 kW
	形 式	プレートフィン形強制空冷
送 風 機	銅 管	銅管
	アルミ板	アルミ板
電 動 機	電動機直結軸流形	40 m ³ /min
	三相交流誘導電動機	200 W
冷 却 器	形 式	プレートフィン形強制通風
	銅 管	銅管
送 風 機	アルミ板	アルミ板
	電動機直結軸流形	10 m ³ /min
	三相交流誘導電動機	200 W
冷 媒 配 管	銅 管	銅管
	乾燥器	乾燥剤ソバヒード
冷 媒 抑 制 器	キャピラリチューブ	キャピラリチューブ
	制御機器	ノーヒューズしゃ断器, キャノンプラグ, 電磁接触器, トグルスイッチ, パイロットランプ
サーマスタット	形 名	形名 L-6018 D 形, 2 段階制御形
	高 圧 開 閉 器	手動復帰形
オ ー ト カ ッ ト	圧縮機, 送風機用電動機に付属	
	その他	エ ア フィ ル タ
材 質	サ ラ ン	

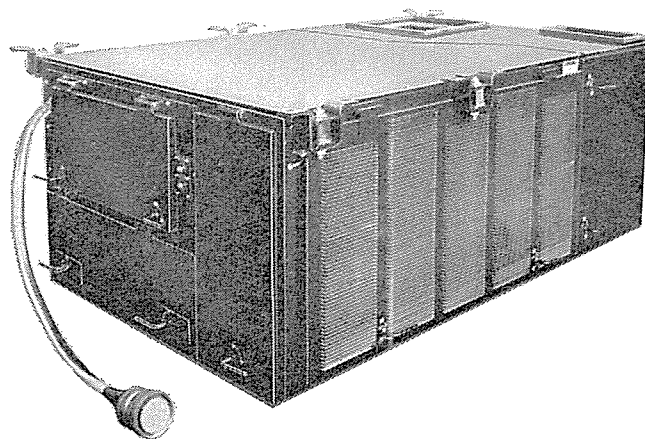


図 3.1 CU 22 形 ユニットクーラ外観
Exterior view of type CU 22 unit cooler.

れ, エアフィルタ・冷却器を通り冷却されて 2 個の吹出し口よりダクトを介して車内の両側の吹出し口へ導びかれる。2 個の吹出し口の風量を均一にするため, 上向吹出し口に風量調節用ダンパを取り付けている。冷媒系統は冷媒 R-22 を使用したろう付けによる完全密閉構造となっているので, 冷媒もれの心配はない。冷凍サイクルは AU 14 形 ユニットクーラ とほぼ同様である。

構成部品のうち冷却器用送風機は, 比較的小風量・高風圧でかつ騒音の低いものが要求されるので多翼形送風機を採用し, 逆に凝縮器用送風機は比較的大風量・低風圧が要求されるので軸流形を採用している。冷却器用送風機の吹出し口には特殊な構造に設計された導風板を取り付け, 冷却器を通過する空気の風速が均一になるようにして冷却器の効率を良くしてある。

CU 11 形 ユニットクーラの 外観および構造を図 3.2 に示す。構造は図 3.2 に示すよう鋼板を溶接組合せた底板に圧縮機箱・凝縮器・

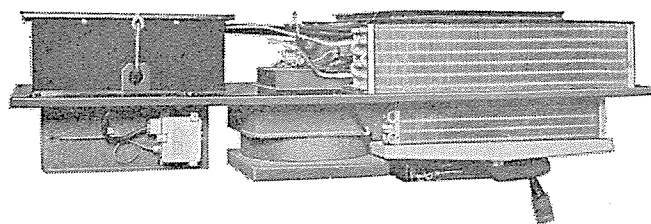


図 3.2 CU 11 形 ユニットクーラ外観
Exterior view of type CU 11 unit cooler.

表 3.3 CU 22 形 ユニットクーラ用 サーマスタット 設定値
Setting value of thermostat for type CU 22 unit cooler.

セレクトスイッチの 設 定	マ イ ク ロ ス イ ッ チ			接続圧縮機 ナ ン バ
	ス イ ッ チ ナ ン バ	作 動 温 度 °C		
		ON	OFF	
高	No. 2	24	22	No. 1
	No. 3	25	23	No. 2
低	No. 1	23	21	No. 1
	No. 2	24	22	No. 2

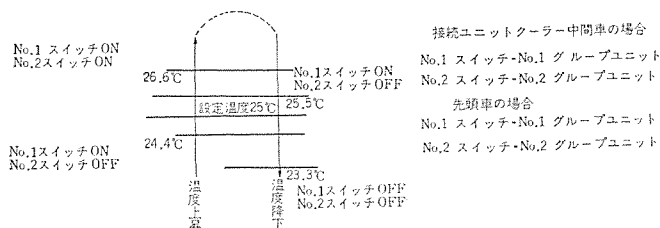


図 3.3 CU 11 形 ユニットクーラ用 サーマスタット 設定値
Setting values of thermostat for type CU 11 unit cooler.

冷却器・それぞれの電動送風機・分電箱・配管等を取りつけたユニット式である。ユニット本体は底板により室内側と室外側に仕切られ, 室外側には凝縮器, 同用送風機および圧縮機箱が取り付けられ, 室内側には冷却器, 同用送風機および分電箱が取り付けられている。

圧縮機箱内には, 圧縮機を取付けたり板を 4 個の防振ゴムを介して支持してある。ユニット室外側の上部は車体屋根上に突出するが, モニターによりおおわれているため冷却風吸込口以外は直接雨水・降雪にさらされることはない。室内側は室内空気の吸込口と冷風の吹出しグリルを備えた室内化粧きせがあり, ユニット室内風どうと化粧きせの間にエアフィルタをそう入してある。高圧開閉器は圧縮機の近くにとりつけ, 高圧開閉器が作動すれば, 分電箱側面にとりつけられている赤色パイロットランプが点灯し, 化粧きせの点検窓から見ることができる。ドレンは露受けぎらから排水ホースを経て, 室内化粧きせ内を車体長手方向に走っている排水管に流れ込み, 車外へ排出される。冷凍サイクル・構成部品は, AU 14・CU 22 形 ユニットクーラ とほぼ同様なので改めて説明するまでもない。

3.4 サーマスタット

CU 22 形 ユニットクーラの場合, 前述のように車内の温度は各車両に 1 個 (6 号車のみ 2 個) と取り付けられたサーモスタットで自動制御される。このサーモスタットは 2 段階温度調節器で, 3 個のマイクロスイッチをセレクトスイッチの切換えにより, 2 個ずつ使用し 2 段階に作動するのである。図 3.3 に示すようにセレクトスイッチの「高」は酷暑の期間, すなわち最も冷房能力が必要な時期に使用し, 「低」はそれほど冷房を要しない中間期に使用する。

CU 11 形 ユニットクーラの場合は, CU 22 形 ユニットクーラの場合と同

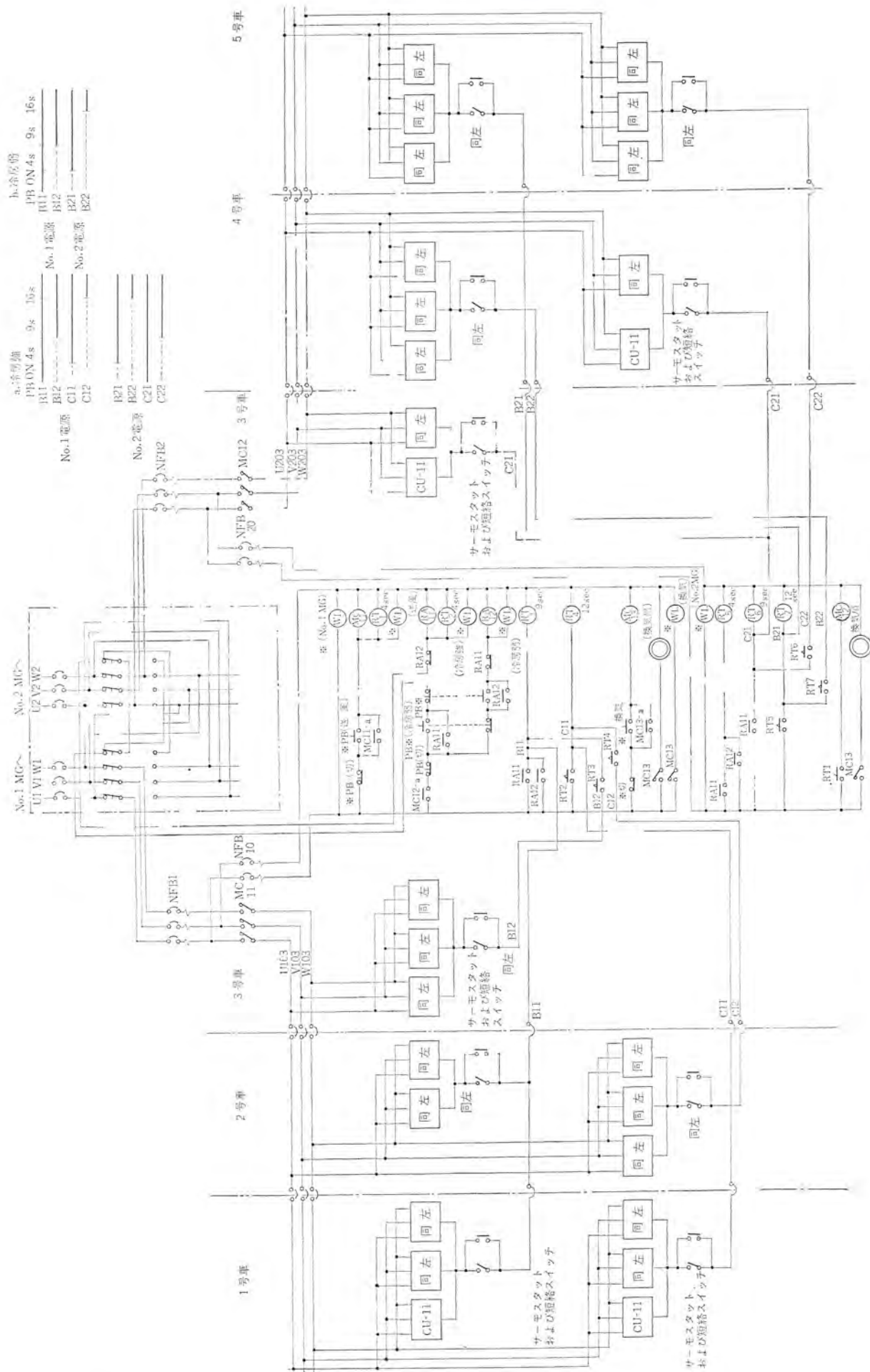


図 CU11 形ユニットクーラ制御シーケンス Control sequence of type CU11 unit cooler.

様に、2段階温度調節器で6台（先頭車）、あるいは5台（中間車）のユニットクーラの圧縮機を制御するものである。このサーモスタットは図3.3に示すように、1個の感温部と2個のマイクロスイッチにより2個の温度調節器の働きをする。すなわち2個のマイクロスイッチの作動差（ON, OFF 温度差）は、それぞれ $1 \cdot 1^{\circ}\text{C}$ であり、この2個のスイッチが2段に作動するときの段階間の差もやはり $1 \cdot 1^{\circ}\text{C}$ である。目盛盤をまわすことによって、 $13^{\circ}\text{C} \sim 30^{\circ}\text{C}$ の範囲の任意の温度に設定でき、この設定温度は前記2段に作動する段階間のまん中の温度である。

3.5 運転および制御

CU22形ユニットクーラの運転は、1編成に4面とりつけてある配電盤により中央制御され、CU11形ユニットクーラは、1編成に1面とりつけてある配電盤により中央制御される。

図3.4にCU22形ユニットクーラ、図3.5にCU11形ユニットクーラの制御シーケンスを示す。CU22形ユニットクーラの場合、1組（2面）の配電盤で制御するユニットは1編成の半分である。M-Gセットを運転し、「送風」の押しボタンを押すと、ユニットの室外ファンおよび室内ファンがいっせいに起動する。次に「冷房強」の押しボタンを押すと、ユニット（圧縮機）は4段にわたって順次起動する。「冷房弱」の場合は、片サイクル運転となり、容量的に約半分となる。

圧縮機の保護のため、オートカットと自動復帰式の高圧開閉器がとりつけられており、CU11形ユニットクーラには、車内でリセットできるので手動復帰式の高圧開閉器をとりつけている。

4. む す び

車両用冷房装置の必要性が広く認識され、長距離列車は言うに及ばず、通勤車においてもすでに必要なものとなりつつある今日、この小文が関係者各位のご参考の一助ともなれば幸いである。

参 考 文 献

- (1) 小笠原：冷凍，33，No. 371
- (2) 糸長，岩崎：空気調和と冷凍，昭38年5月号
- (3) 卯之木：冷凍，35，No. 398
- (4) 谷：冷凍，39，No. 436
- (5) 牛田，加藤：三菱電機，35，No. 3
- (6) 石川，牛田：冷凍，33，No. 373
- (7) 小柳，日吉：冷凍，33，No. 373
- (8) 熊本，牛田：三菱電機技報，38，No. 3
- (9) 清水：三菱電機技報，39，No. 8

ZnSe 結晶の Franz-Keldysh 効果とその実用性

安川 武*・吉沢 達夫*・伊吹 順章**

Franz-Keldysh Effect of ZnSe Crystals and Its Application

Central Research Laboratory Takeshi YASUKAWA・Michio YOSHIKAWA・Sumiaki IBUKI

An experiment has been conducted on the Franz-Keldysh effect of ZnSe crystals having an optical edge ($\approx 4,760 \text{ \AA}$) in the visible region so as to look into one of modulation elements of light intensity in the region referred to. The maximum modulation mode available so far by using ZnSe crystals which were grown from the liquid phase under 100 atmospheric pressure at $1,500^\circ\text{C}$, was 96.2 % in an electric field intensity of $2 \times 10^5 \text{ V/cm}$. The shift of absorption edge at that time was $15 \text{ \AA}$. As this effect itself is independent of the polarity, optical modulation wave forms of a double frequency have been obtained when sine wave voltage was applied. However, as the modulation factor is large in a region of edge absorption a ratio of output intensity to incident light intensity becomes extremely small if a large modulation is sought for. This is a big drawback found in applying the phenomena to practical purposes.

1. ま え が き

半導体や絶縁物の光学的性質が外部電場によって変化する、いわゆる強電場効果としては、

- (1) 光の吸収の電場効果 (Electro-absorption Effect)
- (2) 光の反射の電場効果 (Electro-reflectance Effect)
- (3) 光の屈折の電場効果 (Electro-refraction Effect)

等があげられる。いわゆる Franz-Keldysh 効果は狭い意味では (1) を指すが、広義には (2) および (3) を含める場合もある。

この現象の発見は比較的新しく、Franz⁽¹⁾と Keldysh⁽²⁾の理論が出されたのが 1958 年で、それ以後多くの研究者によって彼等の理論を裏づける実験が多数なされ、またこうした現象に対する新しい理論の追求も引き続き行なわれている。

現在までに実験が行なわれた材料は Si, Ge 等の単体半導体のほか、GaAs, CdS, PbI₂, HgI₂ 等の化合物半導体などがある。

われわれは可視光領域に光学的基礎吸収端をもち、しかもまだあまり研究されていない CdS, ZnSe 結晶での Franz-Keldysh 効果について実験を行ってきたのでその結果を報告する。

1.1 Franz-Keldysh 効果の定性的な解釈⁽³⁾

図 1.1 は半導体あるいは絶縁体に電場が加えられたときの帯構造と電子遷移の様子を示したものである。

電場が零あるいは比較的弱い場合には電子は $A \rightarrow C$ の遷移しか許されない。すなわち、電子は価電子帯から直接光学励起によって伝導帯に励起される。ところで印加電場が十分に大きくなると、トンネル効果のため禁制帯中に有限の電子密度をもつようになる。

いまたとえばトンネル効果のために D 点に励起された電子に注目すると、この電子は光学励起によって同様な準位 E に励起され、さらに伝導帯に移ることが可能となる。つまり $D \rightarrow E$ に相当する光エネルギーで電子は伝導帯に励起されるわけで、実効的には禁制帯幅が小さくなったことになり、基礎吸収端がみかけ上長波長側に移動したことになる。

1.2 Franz の理論

(a) 理想的吸収端をもつ物質の場合

許容直接遷移型吸収端をもつ物質では電界のない場合の吸収係数 α が入射光のエネルギー $\hbar\omega$ と

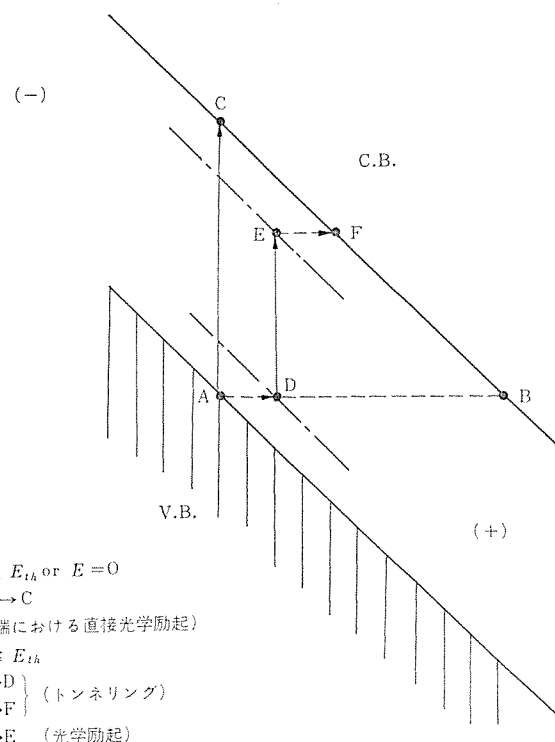


図 1.1 電場印加状態での帯構造および電子遷移の変化
 Variation of the energy band and the electron transfers applied the electric fields.

$$\alpha \propto (\hbar\omega - \hbar\omega_g)^{1/2} \dots \dots \dots (1.1)$$

なる関係をもつが、電界 E の印加により吸収曲線のすそが

$$\omega_E = (e^2 E^2 / 12 \hbar m^*)^{1/3} \dots \dots \dots (1.2)$$

だけ広がり、吸収端が指数関数的なすそをひくようになる。

ここで e : 電子の電荷, $\hbar = h/2\pi$, h : プランクの定数, $\hbar\omega_g$: 禁制帯幅, m^* : 還元実効質量 (reduced effective mass) である。

(ただし $1/m^* = 1/m_n + 1/m_p$ で m_n : 電子の実効質量,

m_p : 正孔の実効質量)

(b) 指数関数的吸収端をもつ物質の場合

指数関数的吸収端をもつ物質では電界の印加されない状態で吸収係数 α_0 が

$$\alpha_0 = A_0 \exp \gamma (\omega - \omega_g) \dots \dots \dots (1.3)$$

で表わされ、Cds, ZnSe などの II-VI 族化合物半導体でも便宜上式

(1.3) で表わすことができる。これに電場 E が印加されたときの吸収係数 α_E は

$$\alpha_E = A_0 \exp \gamma (\omega - \omega_0 + \gamma^2 e^2 E^2 / 12 \hbar m^*) \dots (1.4)$$

となる。ただし γ は吸収曲線のこう配を表わす量、 A_0 は定数で次の式によって示される。

$$\left. \begin{aligned} \gamma &= \hbar (dI_n \alpha / d\hbar \omega) \\ A_0 &= \sqrt{\pi / 2\gamma} \end{aligned} \right\} \dots (1.5)$$

したがって電場による吸収端のずれは

$$\Delta\omega = \gamma^2 e^2 E^2 / 12 \hbar m^* \quad (\text{rad/s}) \dots (1.6)$$

または

$$\hbar \Delta\omega / e E^2 = \gamma^2 e / 12 m^* \quad (\text{eV} / (\frac{V}{\text{cm}})^2) \dots (1.7)$$

したがって電圧印加前後での吸収係数の比を求めると、

$$\alpha_E / \alpha_0 = \exp (\gamma^2 e^2 E^2 / 12 \hbar m^*) \dots (1.8)$$

上式より電場印加前後における吸収係数の変化は

$$\begin{aligned} \Delta\alpha &= \alpha_E - \alpha_0 \\ &= \alpha_0 \{ \exp (\gamma^2 e^2 E^2 / 12 \hbar m^*) - 1 \} \\ &= \alpha_0 \{ \exp K E^2 - 1 \} \\ &\approx \alpha_0 K E^2 \propto E^2 \dots (1.9) \end{aligned}$$

ゆえに吸収係数の変化分はほぼ電界 E の 2 乗に比例する。

2. 実験および結果

2.1 試料および測定方法

実験に用いた試料は昇華再結晶法で製作した薄板状の CdS 結晶およびアルゴンガス圧力 100 気圧、1,500°C で液相から成長させた ZnSe 結晶である。いづれの結晶も不純物の doping は行っていない。

試料の比抵抗は室内光 (≈ 200 lx) で $10^8 \sim 10^{10} \Omega \text{cm}$ 、暗状態で $10^{10} \Omega \text{cm}$ 以上の値を示す。ほとんどの試料で若干の光電導性が観測されたが、これは Franz-Keldysh 効果の観測には好ましくない。この理由については後述する。この光電導性を避けるために比抵抗の十分大なる試料を用いて、また試料への入射光強度を十分小さくして実験を行なった。

試料は両面を鏡面研磨した厚さ 0.1~0.5 mm の薄板状結晶の両面に電極を配置させた。その構造は図 2.1 (a), (b) に示したように、

(a) 絶縁物(マイラまたはマイカ)を介して 2 枚の透明電極ではさむコンデンサ形

(b) 両面に直接半透明電極を蒸着によりつける直接型の 2 種の試料を作成した。CdS 結晶は比較的光電導性が大きいいため (a) のタイプの構造で、ZnSe の結晶は比抵抗が十分に大きいため (b) のタイプの構造で実験を行なった。また (a), (b) の場合での等価回路を図 2.1 (c) に示した。

測定方法はモノクロメータからの単色光をこれらの試料に入射させ、この透過光を光電子増倍管で受けてその信号をシンクロスコープまたは直流記録計で観測した。

2.2 実験結果

図 2.2 は ZnSe 結晶での電場に対する変調波形を示したもので、おのおの AC, 60 c/s, $5 \times 10^4 \text{V/cm}$ 、パルス 400 c/s、幅 1 ms、 $7.5 \times 10^4 \text{V/cm}$ の電場に対する変調波形を示したものである。

この図で光変調波形は光電子増倍管からの出力電流で、下方方向が光強度の増加する方向である。この効果は以前にも述べたように吸収係数の変化分 $\Delta\alpha$ が印加電圧の極性によらないので、光変調波形

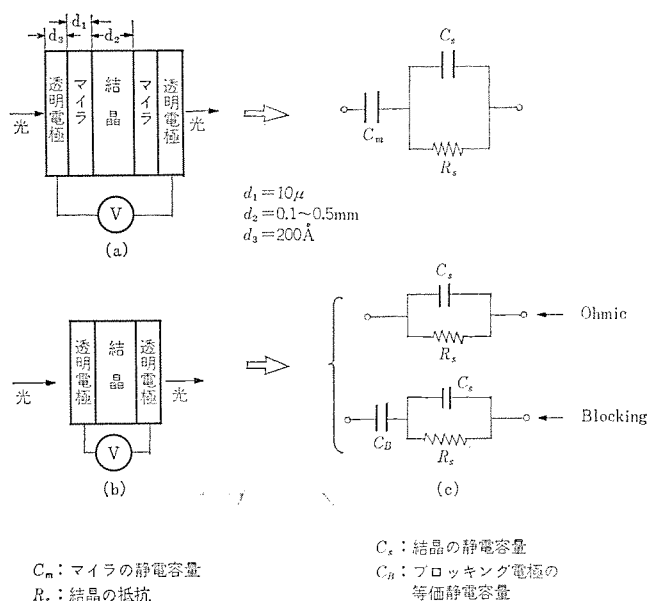
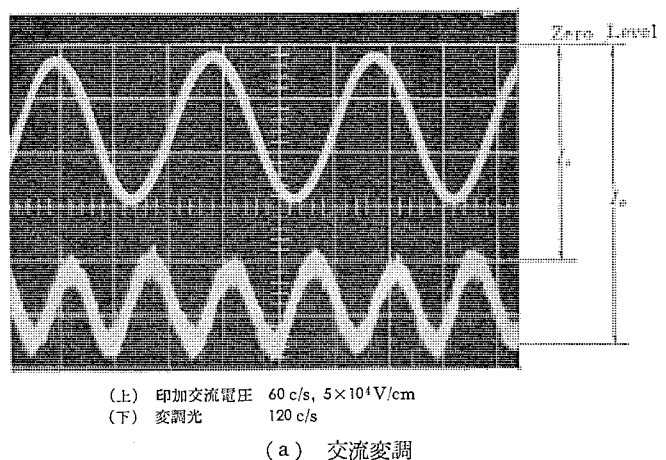
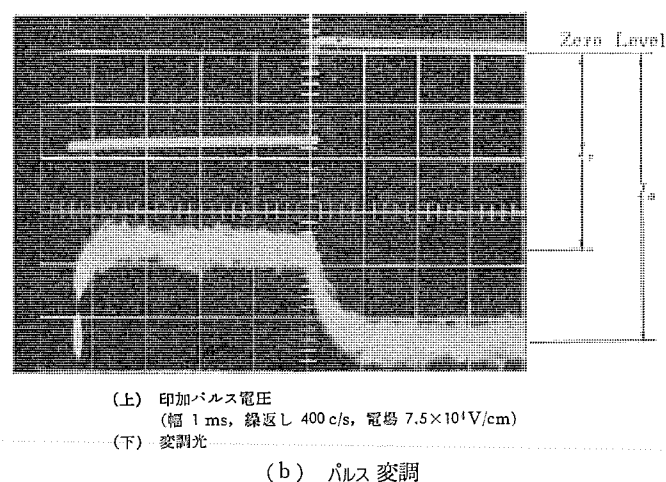


図 2.1 試料の構造および等価回路
Constructions and the equivalent circuits of the specimens.



(a) 交流変調



(b) パルス変調

図 2.2 ZnSe での交流およびパルス変調
AC and pulse modulation of the ZnSe crystals.

は印加電圧の倍周波数の信号をもつようになる。なお出力光の zero level はオシロ写真の最上段の line で示してある。

変調度 (M) の値は次式で計算した値である。

$$M = \left(\frac{\Delta I}{I_0} \right) = \frac{I_0 - I_e}{I_0} = \left(1 - \frac{I_e}{I_0} \right) \dots (2.1)$$

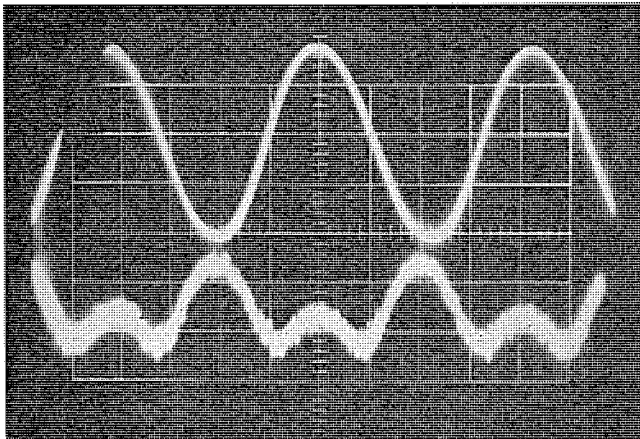


図 2.3 CdS 結晶の交流変調
AC modulation of the CdS crystals.

ただし I_0 : 電場のないときの透過光強度

I_E : 電場印加時の透過光強度

図 2.3 は CdS 結晶での交流電圧に対する光変調波形を示したもので、写真の上段が印加電圧波形、下段が変調光の波形を示す。この場合図からわかるように変調波形に極性効果が現われ、波形はかなりひずんでくる。この極性効果は光電導性の大きな試料ほど顕著となってくる。これについては定性的に次のように説明できる。

一般に結晶を吸収端近くの波長で励起した場合には、そのほとんどは表面層で吸収され、電子-正孔対ができるが、CdS, ZnSe のような n 形半導体では、正孔はすぐ表面あるいは結晶内部のトラップ準位などに捕獲されるためにキャリアは電子のみと考えてよい。

そこで図 2.4 (a) に示した極性のように電圧を印加した場合には、電子は動くことができず表面層に蓄積される。したがってこの蓄積された電子によって表面の電位は下げられ、電位分布は点線で示したように表面層の部分で電子の存在しない場合の実線の状態からずれる。しかし結晶内部にはほとんど影響はなく、したがって Bulk の変調には影響を及ぼさない。

次に極性が反転して(b)の状態では電子は動きうるようになるが、電極がコンデンサ形であるから電子は結晶から電極には移動できず、結晶の反対側（この場合は正極）に蓄積されるようになる。

またこの場合には動きうる電子によって結晶全体に空間電荷を形成するようになる。したがって電位分布は図の点線の如くずれる。

ところで電場 E はこの電位の傾き $E = -\text{grad } V$ として与えられるから、電場 E も減少しこの結果変調率も減少するようになる。

もしこれらの空間電荷が外部電場を完全に打消すような状態になると、全く変調はおこらなくなるであろう。実際に CdS 結晶では (b) 図の極性で全く変調が観測されないこともしばしばみられた。

図 2.5 は ZnSe 結晶の直流電圧に対する変調率の波長分布を示したもので、比較的比抵抗の高い ZnSe 結晶においても前述の CdS の場合と同様に極性効果が現われる。次に joule-heating 効果について検討した。すなわち温度上昇によっても吸収端は長波長側にずれるわけで、しかも電力損失が電圧の 2 乗に比例するために、実際の Franz-Keldysh 効果と結果的に同じ方向に Shift する。

そこでこの joule-heating 効果の影響を調べるために次の二つの実験を行なった。まず図 2.6 は AC およびパルス電圧に対する変調特性を示すもので、AC 電圧の実効値でプロットした点をピーク値に換算したものが図中の黒丸で示した点で、この換算値はパルスの場

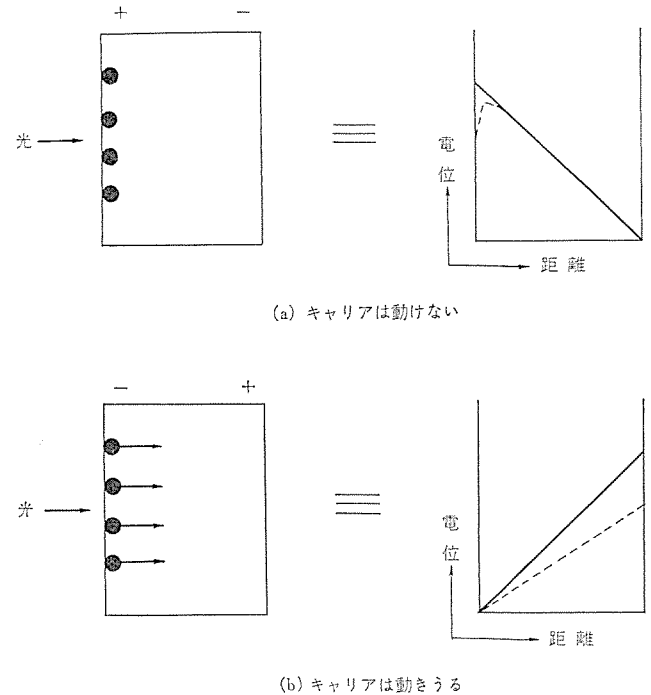


図 2.4 表面励起の場合の極性効果
Polarity effect of the applied field on the surface excitation.

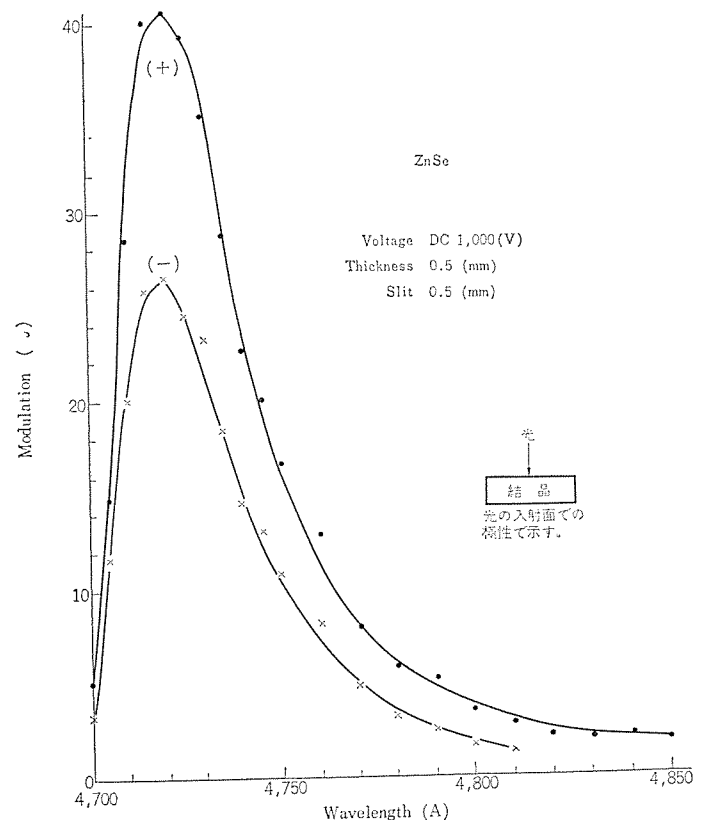


図 2.5 直流変調の波長依存性および極性効果
Spectral response of DC modulation on both polarities.

合の実験値とかなりよく一致している。したがって変調率は電圧のピーク値で決定されること、さらに図 2.7 は変調率と光電導の波長分布を示したもので両者は一致しないことなどから joule-heating の効果はほとんど無視できるとみてよい。現在までに得られた ZnSe 結晶での最大変調率および最大波長 Shift は、 $2 \times 10^6 \text{ V/cm}$ の電界強度に対してそれぞれ 96.2% および 15 Å である。

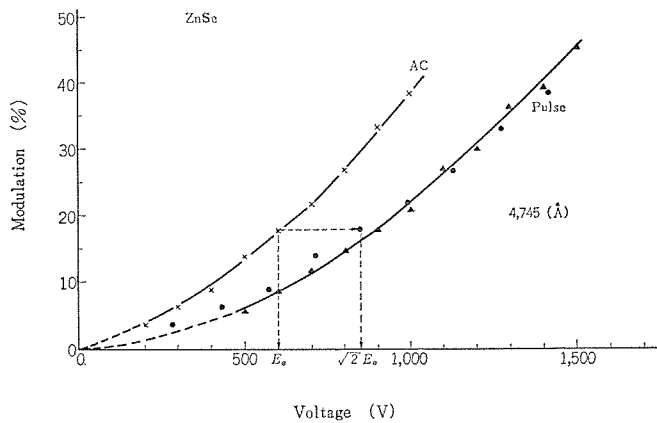


図 2.6 AC, パルス 変調の電圧特性
Voltage dependence of AC and pulse modulation.

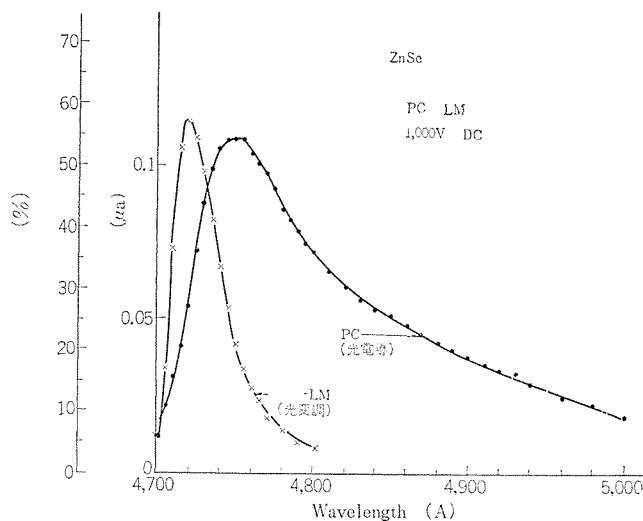


図 2.7 光電導と光変調のスペクトル分布
Spectral response of the photosensitivity and the light modulation.

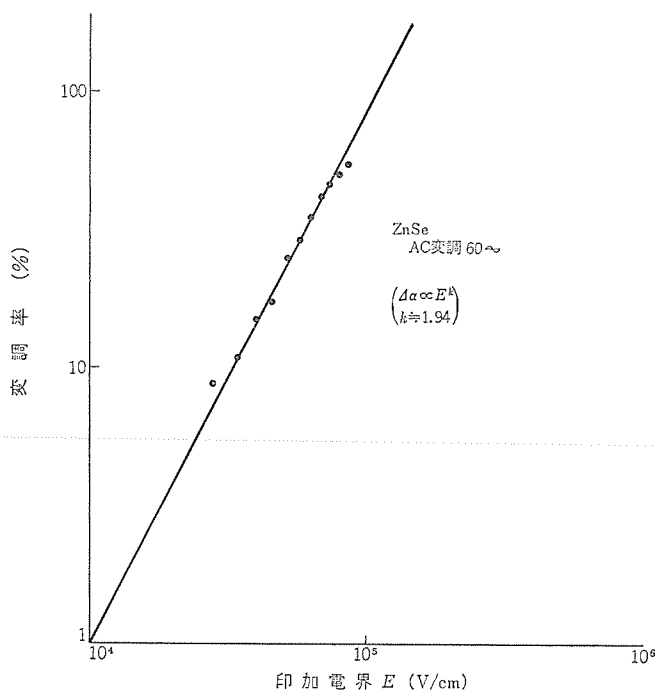


図 2.8 AC 変調の電界依存性
Field dependence of the AC modulation.

図 2.8 に他の試料に対する電界 (AC ピーク値) と変調率の関係を両対数グラフにプロットした。図からわかるように変調率すなわち吸収係数の変化分は、 $\Delta\alpha \propto E^k$ の直線にのり $k \approx 1.94$ が得られる。

これは Franz の理論より得られた値 $k=2$ にほぼ一致している。ただわれわれの実験では高電界領域で飽和の傾向がしばしばみられたが、この原因については明らかでない。

Franz-Keldysh 効果の周波数応答は、原理的には格子振動の緩和時間によってのみ制限されるため 10^{-12} s の値をもつと言われている。しかしわれわれの実験で、光電子増倍管からの出力電流のオシロ波形から求めた値は 10^{-4} s のオーダーであった。

Racette の GaAs p-n 接合での実験でも 10^{-5} s 程度の値が報告されている。この主な原因としては結晶中の space charge, 光伝導キャリアのトラップなどの効果が考えられるが、いずれにしても今後検討すべき問題である。

3. 実用性に関する検討

Franz-Keldysh 効果を光変調に用いる場合の問題点について考えてみよう。

- (1) 変調のできる光の波長は変調物質の基礎吸収端近傍のごく狭い波長域に制限される。
- (2) かなり高い電場が要求される。
- (3) きわめて抵抗の高い半導体あるいは絶縁物が要求される。
- (4) 電極物値としては光の透過率のよい、オーミックなものが望ましい。
- (5) 変調の最大値は zero field での透過曲線の傾きの最大点で生ずる⁽⁵⁾。

まず(1)の問題は実際に光変調素子として使用する場合光源としてはモノクロメータを用いるわけには行かず、適当な光源と組合せることが必要であり、この光源のスペクトル分布に合致した光学的基礎吸収端をもつ物質を探すのは非常にむずかしい。

この解決策の一つとしては適切な二つの物質の混晶を作り、光学的基礎吸収端を変えてやる方法があるが、これはその結晶製作技術にかかってくる。また図 2.5 の如く変調率の波長依存性がするので、光源のスペクトルもその波長域に発光のピークをもつものが望まれるわけで、これに対しては最近開発されているシ・アースけい光体等の利用が考えられるが、明るさにかかなり問題がある。

次に(2)項に関しては、 $10^4 \sim 10^6$ V/cm という高電場が必要なことであるが、これは蒸着膜を用いて変調物質の厚さを十分に薄くする方法のほか、p-n 接合を逆バイアスして局所的な高電場を作る方法がある。

Si, Ge 等の半導体では p-n 接合の方法がよく用いられているが、化合物半導体では p-n 接合を作ることが非常に困難なため、前者の蒸着膜を用いる方法が一般に用いられている。

しかし蒸着膜では多結晶のため吸収端が非常にブロードであり、また結晶不完全性があるため絶縁耐力の問題が解決されなければ実用化はならない。

さらに(3)項については光電導性による極性効果および joule heating の効果避けるために、光電導性のきわめて小さいしかも比抵抗の十分大なる試料を準備する必要があり、これもなかなか困難な問題である。たとえばここで述べてきた比較的抵抗の高い ZnSe 結晶ですら AC, パルス, DC の各電場でかなりの極性効果をもった光変調特性が得られ、また一方 CdS では前節でも述べたように光

電導の影響で極性効果が著しく、パルスおよびDC電場ではほとんど変調されなかった。

(4)項の電極の問題については、電極を絶縁物を介して配置させるコンデンサ型では問題がないが、直接結晶の両面に電極をつける場合、もしその電極が非オーミック性である場合は、その領域への電圧配分があるために、結晶への実効電場が減少し変調率の減少を示すことが報告されている⁽⁶⁾。さらに光を透過し、しかも抵抗の小さい電極が要求される。

(5)項の問題は変調の最大値がzero fieldでの吸収曲線の最大傾斜の点でみられ、この点における光の透過率はZnSe, CdSのような半導体では一般に数%のオーダーできわめて小さくなる。

これがさらに変調をうけるわけであるから、変調出力としてはきわめて小さな値となる。

4. む す び

ZnSe結晶のFranz-Keldysh効果を主に光強度変調素子への応用の面から検討してきた。その結果、前節でも述べたように固体表示装置としての応用のためには、結晶の比抵抗と光電導性の問題、光強度の大きい単色光源と光吸収係数の問題など解決されなければな

らない幾つかの問題点がある。しかしこれらの研究は取り上げられてから比較的新しいことから、さらに新材料、新現象の発見に力が注がれており、すでに強誘電体であるSbSI⁽⁷⁾, BaTiO₃⁽⁸⁾結晶で、ZnSe結晶に比べて約1/10の電界強度で約10倍の吸収端移動が観測されている。こうしたことから電界による吸収端の移動の研究は今後の重要な研究分野の一つといえよう。

参 考 文 献

- (1) Von W. Franz : Z. Naturforschg, 13 a, 484 (1958)
- (2) L. V. Keldysh : Sov. Phy. J. E. T. P. 7, 788 (1958)
- (3) 青木 : 電学誌 87-1, 45 (1967)
- (4) G. Racette : Proc. Inst. Elect. Electronics Engrs 52, 716 (1964)
- (5) T. S. Moss : J. A. P. 32, 2,136 (1961)
- (6) 青木ほか : 応物学会シンポジウム (9 a-E-5) (1967)
- (7) R. Kern JPCS 23, 249 (1962)
- (8) V. M. Fridken and K. A. Verkhovskaya : Applied Optics 6, 1,825 (1967)

広帯域トンネルダイオード増幅器の実用化

白 幡 潔*・武 富 大 児**・小 木 曾 弘 司**

Design Technique of Wideband Tunnel Diode Amplifiers

Kamakura Works

Kiyoshi SHIRAHATA・Daiji TAKETOMI・Koushi OGISO

Tunnel diode amplifiers (TDA) are liable to produce out of band oscillation. It is difficult to compose stable and wideband TDA. This article describes a newly contrived composing method and a number of composing examples to dissatisfy the oscillation condition in that band for the purpose of compressing the out-of-band oscillation. This method is to improve the characteristics of a circulator with an additional circuit so as to match with a tunnel diode displaying negative resistance in a wide range of frequency. Compared with the conventional method, it has advantages of easy adjustment, fitness for mass production and ease in obtaining 20 % relative bandwidth that is twice the old value.

1. ま え が き

パラメトリック増幅器 (PA), トンネルダイオード増幅器 (TDA), トランジスタ増幅器 (TRA), GaAs ショットキダイオードミキサと種々ある半導体低雑音マイクロ波増幅器, 周波数変換器の中で, TDA は図 1.1 に示すように 1GHz 以上の周波数で雑音指数は PA と GaAs ショットキダイオードミキサとの中間に位し, 周波数変換を伴わず, かつ広帯域, 構成が簡潔で信頼性に富み, 所要電源が 1V 以下で取扱いやすいという特長をもっている。

TDA は現在マイクロ波を直接増幅する必要のある各種中継装置用増幅器たとえば, ミリ波中継装置の中間周波増幅器 (中間周波数はたとえば 4GHz 帯), マルチプルアクセス方式の商用衛星の初段増幅器 (6GHz 帯) をはじめ, FPU 装置の前増幅器 (7GHz 帯), 衛星通信地上局の後段増幅器 (4GHz 帯), 電界強度測定器の前増幅器等の各種通信測定機器で賞用されている。

TDA は以上のように種々利点のある低雑音増幅器であるが, トンネルダイオード (TD) とサーキュレータとを組み合わせただけで TDA が構成できるわけではなく, 多くの場合帯域外発振のために目的を達することができない。この帯域外発振は TD からみればサーキュレータの帯域が狭すぎるということであり, サーキュレータからみれば TD の負性抵抗領域が広すぎるということによると考えてよい。帯域外発

振のない安定な TDA を組み立てるには, サーキュレータと TD との組み合わせにおいて

(1) 帯域外発振の電力条件は満足しても周波数条件が満足しないようにする。

(2) 帯域外発振の電力条件が満足しないようにする。

の二つの方法がある。すなわち帯域が広すぎる TD と狭すぎるサーキュレータとの組み合わせにおいてもそれぞれのインピーダンスを綿密に測定し間隔を縫うようにして (1) の方法で構成することも可能であろう⁽¹⁾。また (2) の方法として TD の広すぎる負性抵抗領域をせばめるために, いわゆる passivating network を TD に密着させて付加する方法がある⁽²⁾。従来行なわれてきた TDA の安定化法は要約すれば以上の二つであった。

筆者らは TD の広すぎる負性抵抗領域をせばめるのとは逆にサーキュレータの帯域幅を広げることに, 上記 (2) の方法が構成できないかと考えた。この方法によれば以上のいずれよりも広帯域化できる可能性があり, TD 近傍に付加回路をつけないですむという利点がある。サーキュレータの帯域幅を広げるには二つの方法があって, その一つはサーキュレータ自体の帯域幅を広げる方法であり, 他の一つは付加回路によって広帯域化を行なう方法である。

前者はサーキュレータの帯域外特性の改善に役だつ理論が確立されていないため早急にはむずかしく後者の方法を取りあげた。しかし従来からの付加回路による広帯域化の方法は, TDA 用サーキュレータにはまったく無効であり, 中心周波数の上下帯域外の高 VSWR を抑圧することが基本的な要求である。

以上のまったく新しい考え方に基づく広帯域 TDA の構成法については, 先に本誌論文「マイクロ波トンネルダイオード増幅器の実用化」⁽¹⁾で概略を述べたが, 本文はこの考え方による本構成法の詳細と本構成法による比帯域幅 20 % 程度の 2.8~9GHz 広帯域 TDA の実際例を示すものである。

2. TDA の 原 理

2.1 トンネルダイオード

トンネルダイオード (TD) の電圧電流特性を図 2.1 に示す。正方向バイアス電圧 V_F から V_r までの間で

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{1}{R} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

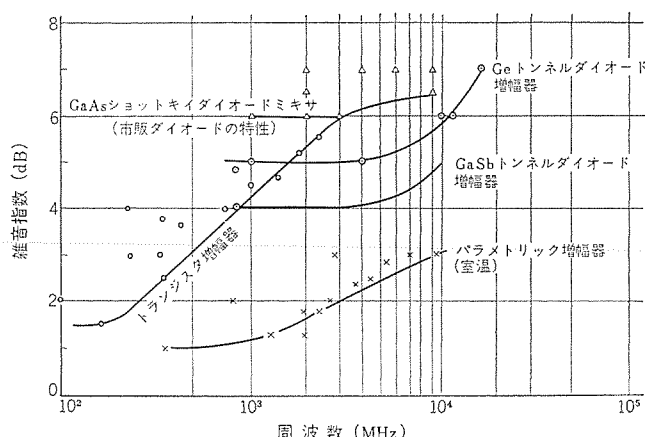


図 1.1 マイクロ波低雑音増幅器, GaAs ショットキダイオードミキサの雑音指数の比較 (●等は実例を示す)

Comparison among noise figures of microwave low noise amplifiers and GaAs schottky diode mixers.

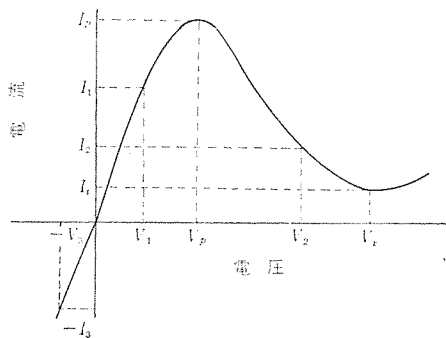


図 2.1 トンネルダイオードの電圧電流特性
V-I characteristics of a tunnel diode.

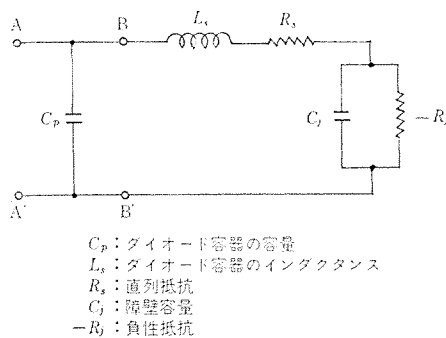


図 2.2 トンネルダイオードの等価回路
Equivaleant circuit of a tunnel diode.

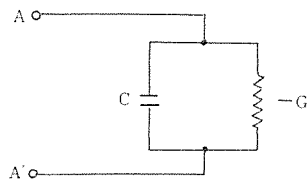


図 2.3 通常の使用状態でのトンネルダイオードの等価回路
Simplified equivalent circuit of a tunnel diode.

となり負性抵抗を呈する。TD では PN 両領域の不純物濃度を $10^{19}/\text{cm}^3$ 以上とするので、フェルミ準位が P 形領域では価電子帯、N 形領域では導電帯の中にはいり込み、空乏層の幅が $100\sim 200\text{ \AA}$ 程度に小さくなるため、いわゆるトンネル効果によって負性抵抗を生ずる。

TD のカートリッジをも含めた等価回路は図 2.2 で表わされる。抵抗性しゃ断周波数 f_c は、AA' からみた負性コンダクタンス分がゼロとなる周波数で、TD は直流から f_c まで負性コンダクタンスを示す。

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_j R_j} \sqrt{\frac{R_j}{R_s} - 1} \quad (2.2)$$

自己共振周波数 f_r は BB' からみたサセプタンス分がゼロとなる周波数で f_r 以下では容量性である。

$$f_r = \frac{1}{2\pi C_j R_j} \sqrt{\frac{C_j R_j^2}{L_s} - 1} \quad (2.3)$$

TDA の構成に際しては、安定動作のさせやすい $f_c < f_r$ なる TD を使用するから、 f_c 以下における TD の等価回路は図 2.3 で近似できる。各定数のうち通常 $-R_j$ は -70 オーム 、 $f_c = 3f_0$ (f_0 : 使用周波数) に選定する。 C_j は f_{c0} 、 R_j を決めれば副次的に決まってしまう。

2.2 TDA

TD は 2 端子回路で方向性を持たないから、一方にだけ増幅作用を持たせ、かつ信号源、負荷のインピーダンスによらず安定な増幅をさせるためには、サーキュレータが必要である。通常は増幅共振器開口から入力または出力開口への逆方向漏えい(洩)を 40 dB 以上とるため、3 開口サーキュレータを 3 個組み合わせた 5 開口サーキュレータが使用される。図 2.4 にサーキュレータ形 TDA の原理図、図 2.5 にその等価回路を示す。

図 2.5 において AA' における電力反射係数すなわち電力利得 g は、

$$g = \left| \frac{G_0 - (-G + jB)}{G_0 + (-G + jB)} \right|^2 = \frac{(G_0 + G)^2 + B^2}{(G_0 - G)^2 + B^2} \quad (2.4)$$

となる。ここに

$$B = j(\omega C - 1/\omega L) \quad (2.5)$$

である。式 (2.4) の分子は分母よりも常に大きく、 $g > 1$ すなわち増幅作用のあることがわかる。回路の安定条件から $G_0 > G$ が要求され、 G が G_0 に近づくほど電力利得は大きくなる。式 (2.4) だけで TDA が設計できれば簡単であるが、実際の TDA では後述のようにサーキュレータのコンダクタンス G_0 が広い周波数にわたり一定ではなく、複雑に変化し $G_0 < G$ となる。これが安定な TDA の構成をむずかしくしている原因である。

TDA のサーキュレータのそう入損失を除いた雑音指数は

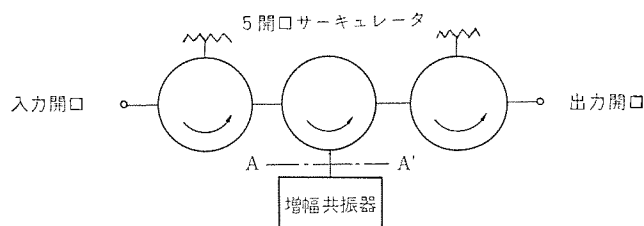


図 2.4 サーキュレータ形トンネルダイオード増幅器のブロックダイアグラム
Block diagram of a circulator type tunnel diode amplifier.

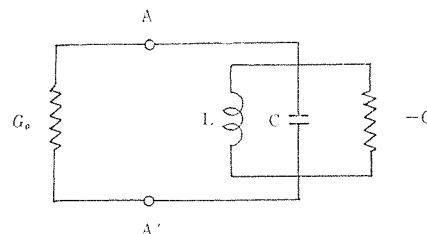


図 2.5 サーキュレータ形トンネルダイオード増幅器の簡易等価回路
Simplified equivalent circuit of a circulator type tunnel diode amplifier.

$$F = 1 + \frac{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2}{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} + 20I_0 R \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (2.6)$$

で与えられる⁽³⁾。ここに

f : 増幅周波数

$20I_0 R$: noise constant (I_0 : アンペア, R : オーム)

である。式 (2.6) は $(f/f_c)^2 \rightarrow 0$ で極小値となるが $(f/f_c)^2 \approx 0.1$ としても雑音指数の増大は 0.25 dB であり、また安定性のうえからも f_c の高すぎる TD は好ましくない。 $f_c = 3f_0$ の TD が望ましい。 $20I_0 R$ は TD の材料によって決まり $f_c = 3f_0$ のとき GaSb, Ge, GaAs TD 単体でえられる雑音指数はそれぞれ 3.2 dB , 4.5 dB , 6.5 dB である。温度特性の点から Ge TD を用いることが多い。

TDA の利得を 1 dB 低下させる入力は近似的に⁽¹⁾

$$P_{in}(\text{dBm}) = 0.33k - 1.5g \quad (2.7)$$

で表わせる。ここに

$$k = (9/4)(I_p - I_0)^2 R_j \quad (\text{単位: dBm}) \quad (2.8)$$

g : 小信号電力利得 (単位: dB)

である。 $R_j = 70\text{ オーム}$ 程度の Ge TD では、利得 15 dB の場合 -35

〜−40 dBm である。飽和特性は式 (2.7) から明らかなように、利得を下げれば改善できるので低利得の TDA を 2 段カスケードにすることも行なわれる。またバイアス電圧の調整によってもかなりの改善が可能である。

3. サークュレータ

従来 サークュレータについては

- (1) 入力 VSWR 1.2 以下の帯域幅
- (2) 帯域内の順方向入射損失
- (3) 逆方向漏えい(洩)
- (4) 温度特性

などしか論じられていなかった。

ところが安定な TDA を構成するに際しては、これら サークュレータの帯域内特性のみでなく、帯域外インピーダンス特性をも知る必要がある。本節では広帯域 TDA を構成するための、帯域外インピーダンス特性に関する サークュレータへの必要条件を明らかにし、つぎに実際の サークュレータの問題点を述べる。

3.1 TDA 用サーキュレータの所要特性

TDA の一般的な等価回路は図 3.1 で表わされる。しゃ断周波数 f_c が自己共振周波数 f_r より低い TD を用いた TDA が、サーキュレータと TD との距離に無関係に安定であるためには、

$$|\Gamma_c(\omega)| \cdot |\Gamma_a(\omega)| < 1 \quad (3.1)$$

が要求される⁽⁴⁾。ここに

$\Gamma_c(\omega)$: 増幅共振器からみた サークュレータの電圧反射係数

$\Gamma_a(\omega)$: 増幅共振器の電圧反射係数 ($|\Gamma_a| > 1$)

である。 $\Gamma_a(\omega)$ を増幅共振器の Q で近似表示すれば式 (3.1) は

$$|\Gamma_c(\omega)| < \left\{ \frac{(1+g_d)^2 + Q_e^2 \Omega^2}{(1-g_d)^2 + Q_e^2 \Omega^2} \right\}^{1/2} \quad (3.2)$$

となる。ここに

$$g_d = \frac{R_0}{R_j} \cdot \frac{-1 + a(1 + \theta^2)}{(1 - a - b^2 \theta^2)^2 + (a - b^2)^2 \theta^2} \quad (3.3)$$

R_0 : サークュレータ線路の特性インピーダンス

$$a = \frac{R_s}{R_j}, \quad b = \frac{L_s}{C_j R_j^2}, \quad \theta = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{1}{C_j R_j} = \frac{\omega_c}{\sqrt{R_j - 1}} \quad (3.4)$$

$$Q_e = \omega_0 (C_p + C_j) R_0 \quad (\text{増幅共振器の外部 } Q) \quad (3.5)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \quad (3.6)$$

ω_0 : 中心周波数

である。

$f_r = 1.2f_0$, $f_c = 3f_0$, $R_0/R_j = 0.7$, $R_s/R_j = 0.056$ なる TD を用いたとき式 (3.2) は Q_e をパラメータとして図 3.2 で表わされる。0 ~ f_c にわたり サークュレータの増幅共振器開口における反射係数が図の安定領域にあれば、サーキュレータと TD との距離に無関係に安定な TDA が構成できる。

図 3.2 はいわば系の発振について位相条件が最悪の場合の境界を示すものであるから、現実の サークュレータが図 3.2 を満足していないからといって TDA が必ず不安定になるのではない。式 (3.2) が満たされていなくても位相条件によっては安定な場合がある。しかし図 3.2 によれば、サーキュレータの VSWR 特性を知るだけで安定な TDA が構成できるから設計調整が非常に簡便となる。

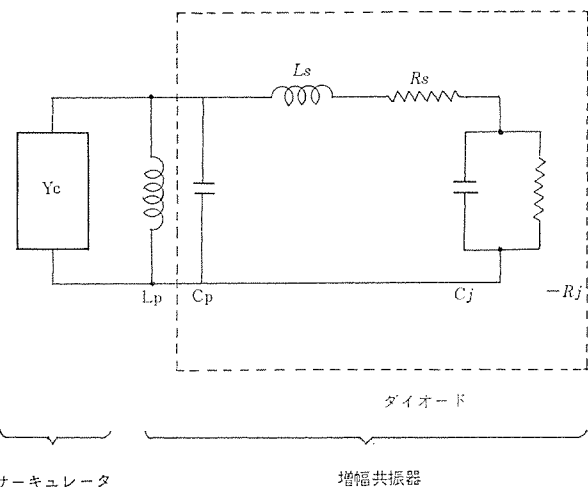


図 3.1 サークュレータ形トンネルダイオード増幅器の等価回路
Equivalent circuit of a circulator type tunnel diode amplifier.

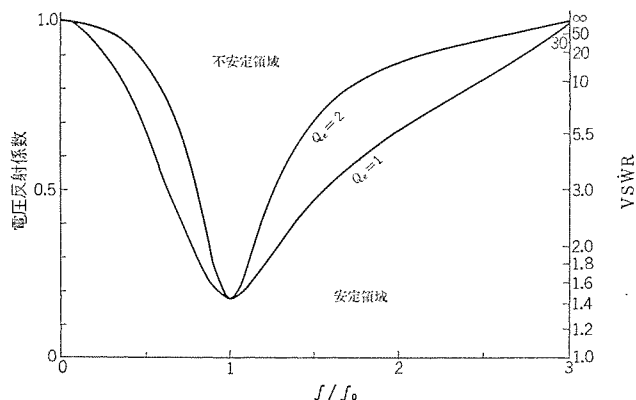


図 3.2 サークュレータの所要 VSWR 特性
Required VSWR characteristics for the circulator used in a tunnel diode amplifier.

3.2 現実のサーキュレータの問題点

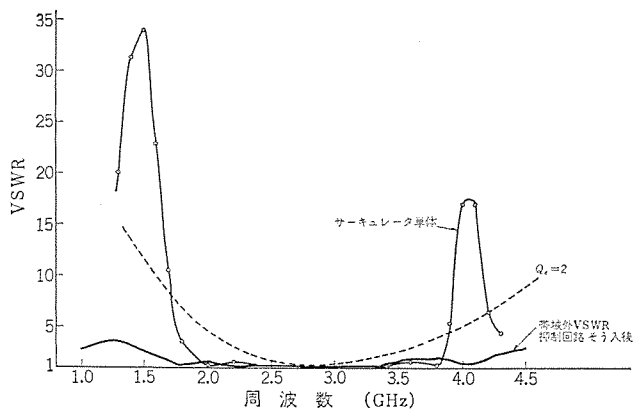
広帯域 5 開口 N 形同軸 2.8 GHz, 4 GHz, 5.6 GHz, 6 GHz 帯サーキュレータおよび購入した広帯域 5 開口 OSM 形同軸 6 GHz, 9 GHz サークュレータについて、増幅共振器開口の VSWR を広い周波数範囲にわたって測定した結果を図 3.3(a) ~ (f) に示す。

増幅共振器の Q_e は $f_c = 3f_0$ のダイオードを用いた場合 $Q_e = 1 \sim 2$ となるので、このような特性のサーキュレータを用いて TDA を構成すると、入力 VSWR が図 3.2 の安定領域にはいていないから帯域外発振を起こしてしまう。この帯域外発振の抑圧が TDA の設計調整の最も大きい問題点であった。従来はすでに 1 章でも触れたが

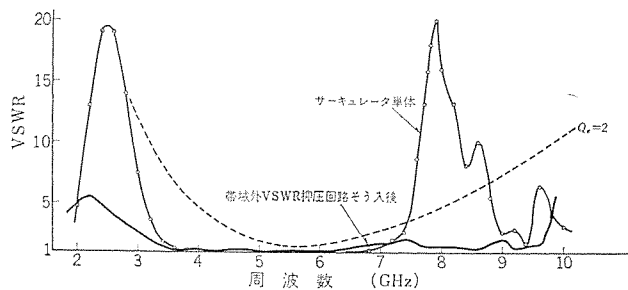
(1) サークュレータと増幅共振器との両者の特性を勘案して帯域外発振を抑圧する方法、すなわち増幅共振器の Q_e を高くしたうえで発振の位相条件が満足しないように、サーキュレータと増幅共振器との距離を調整する方法⁽¹⁾

(2) 増幅共振器のみに着目し、増幅共振器内部に帯域外で TD の負性抵抗を打消し、電力条件が満足しないように passivating network をそう入する方法⁽²⁾

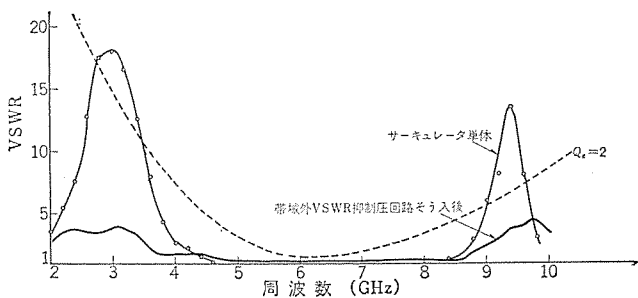
がとられてきた。これらの方法はともに増幅共振器の Q を高くするので、増幅帯域幅は 10 % 程度で TDA の本質的な広帯域特性を生かしえない。また前者の方法はサーキュレータの帯域外インピーダンス、すなわち VSWR と位相とをかなり広い範囲にわたって綿密に測定し、



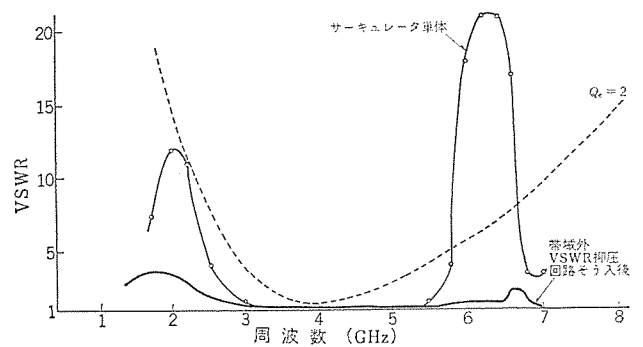
(a) N 形接せん (柱) 2.8 GHz サークュレータ



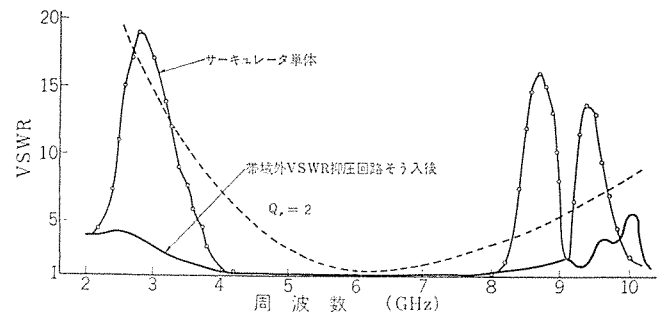
(c) N 形接せん 5.6 GHz サークュレータ



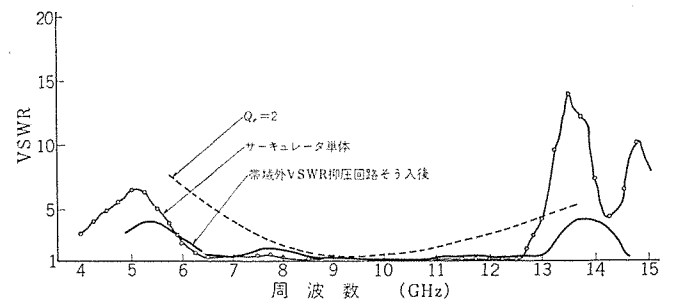
(e) OSM 形接せん小形 6 GHz サークュレータ



(b) N 形接せん 4 GHz サークュレータ



(d) N 形接せん 6 GHz サークュレータ



(f) OSM 形接せん小形 9 GHz サークュレータ

図 3.3 各種同軸 サークュレータの VSWR 特性および帯域外 VSWR 抑圧回路そう入後の VSWR 特性
VSWR characteristics of several coaxial circulators before and after inserting the out-of-band VSWR suppression network.

発振の位相条件が満足しないような基準面をスミスチャートを用いて求めなければならない。

この条件は一般に広帯域 TDA にとっては、非常に critical で調整に非常に時間を要するうに、求めた基準面が他の サークュレータに適用できないことが多い。この基準面決定のわずらわしさを避ける目的で提案された(2)の方法では、帯域外発振抑圧の対象が active な増幅共振器であるため、passivating network の調整 および そう入の効果を確認するのがめんどろであるという欠点がある。

4. 広帯域 TDA の構成法

3.2 節で述べたように現実の サークュレータ は、帯域外特性が悪く帯域外発振抑圧のため種々の対策がなされてきたが、えられる増幅帯域幅は 10 % 程度が現状で設計調整に難点があった。本節ではこれらの欠点を除去するため、多くの サークュレータ の帯域外特性の規則性を見出し、この帯域外高 VSWR を抑圧して図 3.2 に示した サークュレータ 所要特性を満足させるための帯域外 VSWR 抑圧回路につき述べる。ついで改善された サークュレータ を用いた設計調整の容易な

広帯域 TDA の構成法を述べる。

4.1 サークュレータ問題点の解析

図 3.3(a)~(f) に示した サークュレータ の帯域外 VSWR 特性より帯域外 VSWR の大きくなる周波数は、サーキュレータ の中心周波数 f_0 の上下に存在する。(以下この周波数を f_{sp1} , f_{sp2} とよぶ) $f_c =$

表 4.1 サークュレータ の帯域外高 VSWR を呈する周波数と中心周波数との関係

Relation between the center frequency and out-of-band frequencies where the circulator shows high VSWR.

サーキュレータ 種 類	中心周波数 f_0 (GHz)	低 帯 域 外		高 帯 域 外		入 出 力 接 せん
		f_{sp1} (GHz)	f_{sp2} f_0	f_{sp3} (GHz)	f_{sp4} f_0	
2.8 GHz 帯	2.8	1.4	0.50	4.2	1.50	N 型
4 GHz 帯	4.1	2.1	0.51	6.5	1.58	N 型
5.6 GHz 帯	5.6	2.5	0.45	7.9	1.41	N 型
6 GHz 帯	6.2	2.8	0.45	8.7	1.40	N 型
6 GHz 帯	6.2	3.0	0.48	9.4	1.52	OSM 型
9 GHz 帯	9.1	5.0	0.55	13.5	1.48	OSM 型

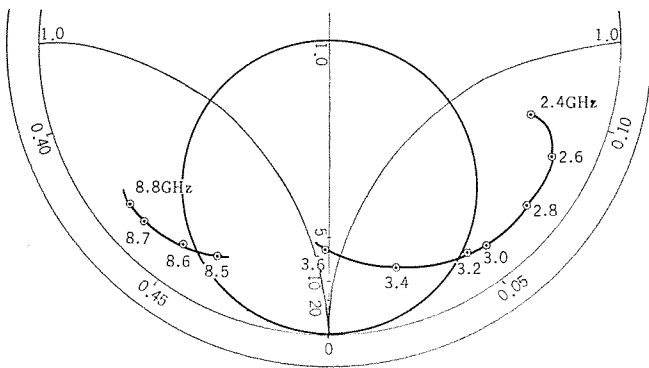


図 4.1 N 形接せん同軸 6 GHz サークュレータのガーネット端面を基準面とした帯域外アドミッタンス
Out-of-band admittance of N type connector coaxial circulator seen at the edge of the garnet.

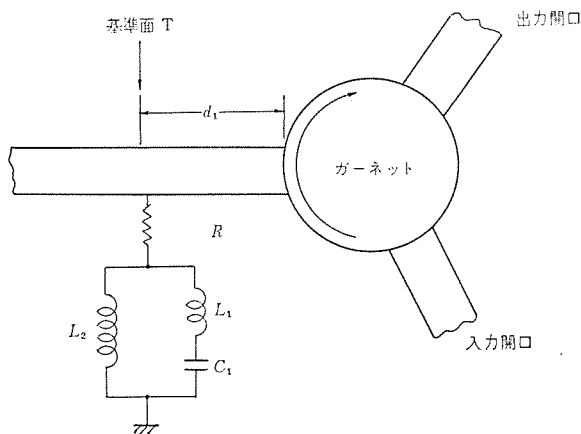


図 4.2 帯域外 VSWR 抑圧回路を装着したサーキュレータ
Circulator with out-of-band VSWR suppression network.

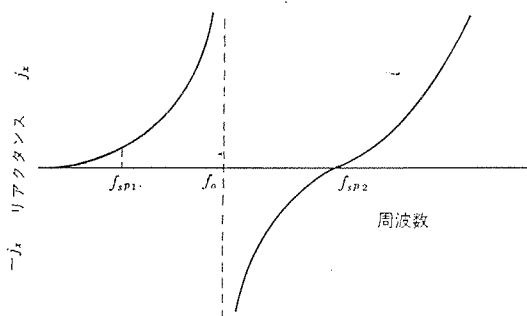


図 4.3 帯域外 VSWR 抑圧回路のリアクタンス
Reactance of out-of-band VSWR suppression network.

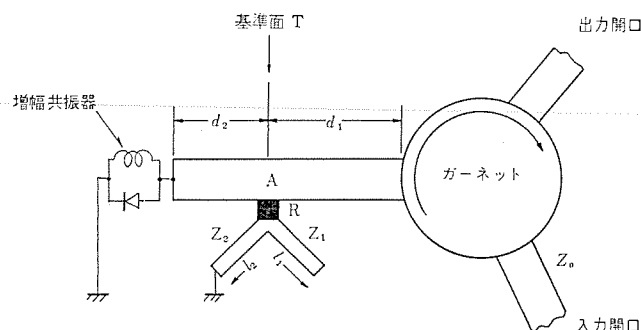


図 4.4 帯域外 VSWR 抑圧回路付広帯域トンネルダイオード増幅器
Wide band tunnel diode amplifier with out-of-band VSWR suppression network.

$3f_0$ の TD を用いた TDA を構成する場合、 $0 \sim 3f_0$ の周波数範囲のサーキュレータの VSWR 特性を知る必要があるが、図 3.2 より明らかなように f_{sp1} , f_{sp2} に着目するだけで十分である。表 4.1 に各サーキュレータの f_0 と f_{sp1} , f_{sp2} との関係を図 3.3 (a) ~ (f) から求めて示す。これより f_{sp1} , f_{sp2} は

$$f_{sp1} \doteq 0.5f_0, f_{sp2} \doteq 1.5f_0 \dots\dots\dots (4.1)$$

なる関係にあることがわかる。

つぎに f_{sp1} , f_{sp2} 近傍のサーキュレータアドミッタンスを、サーキュレータのガーネット端面を基準面として測定した結果の一例を図 4.1 に示す。他のサーキュレータについても同様の傾向を示す。これより f_{sp1} , f_{sp2} の両周波数でガーネット端面がほぼ短絡面すなわちアドミッタンス ∞ となることがわかる。

4.2 帯域外 VSWR 抑圧回路

4.2.1 原理

図 4.2 に f_{sp1} , f_{sp2} における高 VSWR を抑圧する帯域外 VSWR 抑圧回路を増幅共振器開口にそう入したサーキュレータを示す。基準面 T は、 f_{sp1} , f_{sp2} においてサーキュレータのアドミッタンスがほぼゼロにみえる点である。ガーネット端面から T までの距離 d_1 は 4.1 節より

$$\lambda_{sp1} = 2\lambda_0, \lambda_{sp2} = (2/3)\lambda_0 \dots\dots\dots (4.2)$$

であることから f_{sp1} , f_{sp2} 共通の基準面として

$$d_1 = (1/4)\lambda_{sp1} = (3/4)\lambda_{sp2} = (1/2)\lambda_0 \dots\dots\dots (4.3)$$

に選ぶことができる。ここに λ_0 , λ_{sp1} , λ_{sp2} は f_0 , f_{sp1} , f_{sp2} における波長である。基準面 T に f_{sp1} , f_{sp2} で線路の特性インピーダンスよりわずかに大きい抵抗 R を並列に接続すれば、基準面からサーキュレータをみたインピーダンスは整合がとれることになる。しかし増幅周波数 f_0 では、この抵抗 R は接続されてはならない。以上の要求を満たす回路網は種々考えられるが、最も簡潔なものを図 4.2 に示す。

回路網のリアクタンス定数は

$$1/(2\pi\sqrt{L_1C_1}) = f_{sp2} \dots\dots\dots (4.4)$$

$$1/(2\pi\sqrt{(L_1+L_2)C_1}) = f_0 \dots\dots\dots (4.5)$$

と後述の広帯域増幅特性をうるための条件から決める。このように選ばれていると回路網の呈するインピーダンスは、図 4.3 から明らかなように中心周波数では ∞ となり f_{sp2} では R に等しく、 f_{sp1} では回路網が離調して R に近づく。したがって帯域外 VSWR 抑圧回路は中心周波数では、サーキュレータのインピーダンスに影響を与えず、 f_{sp1} , f_{sp2} ではこの回路を含めたサーキュレータの入力インピーダンスを、サーキュレータ線路の特性インピーダンス R_0 にまで近づけるから、広い周波数範囲でサーキュレータの入力 VSWR を小さくしえ図 3.2 のサーキュレータの所要特性を満足させることができる。

4.2.2 実際の構成法

図 4.2 に示した帯域外 VSWR 抑圧回路は、分布定数線路の特长を生かして図 4.4 のように簡潔に構成できる。すなわち L_1 , C_1 は f_{sp2} で $1/4$ 波長となる長さの一端開放線路、 L_2 は f_0 にて一端開放線路と並列共振する一端短絡線路である。抵抗 R は蒸着抵抗等のマイクログ波用抵抗である。

A 点よりみた VSWR 帯域外抑圧回路の正規化インピーダンスは

$$\frac{z_s}{z_0} = \frac{R}{z_0} - j \frac{1}{z_0} \cdot \frac{1}{\frac{1}{z_1} \tan \beta l_1 - \frac{1}{z_2} \cos \beta l_2} \dots\dots\dots (4.6)$$

で与えられる。ここに $\beta = 2\pi/\lambda$ である。簡単のため $z_1 = z_2$ とすると f_0 における共振条件より

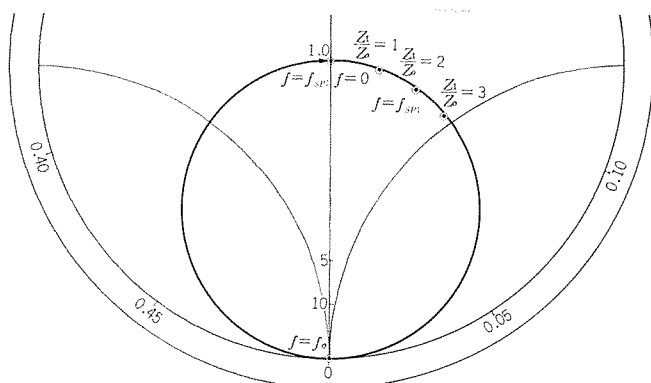


図 4.5 帯域外 VSWR 抑圧回路のインピーダンス軌跡
Impedance locus of out-of-band VSWR suppression network.

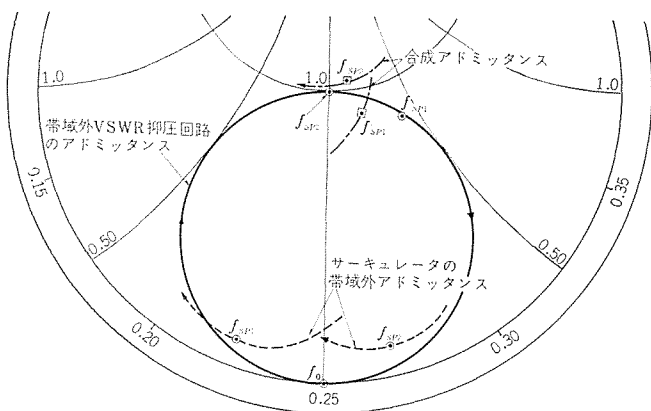


図 4.6 帯域外におけるサーキュレータと帯域外 VSWR 抑圧回路とのアドミッタンス合成
Composed admittance of a circulator and the out-of-band VSWR suppression network.

$$l_1 + l_2 = \frac{1}{4} \lambda_0 \dots \dots \dots (4.7)$$

となる。一方 $f_{sp2} = 1.5f_0$ より

$$l_1 = \frac{1}{4} \lambda_{sp2} = \frac{1}{6} \lambda_0 \dots \dots \dots (4.8)$$

となるから式 (4.7) より

$$l_2 = \frac{1}{12} \lambda_0 \dots \dots \dots (4.9)$$

をうる。式 (4.8), (4.9) で l_1, l_2 が与えられるとき式 (4.6) は

$$\frac{z_s}{z_0} = \frac{R}{z_0} - j \frac{z_1}{z_0} \cdot \frac{1}{\tan \frac{\pi}{3} \cdot \frac{f}{f_0} - \cot \frac{\pi}{6} \cdot \frac{f}{f_0}} \dots \dots \dots (4.10)$$

となる。式 (4.10) に $R = z_0$ としたときのインピーダンス軌跡を図 4.5 に示す。図 4.5 より明らかなように、 f_0 におけるインピーダンスは ∞ でサーキュレータのインピーダンスに影響を与えないことがわかる。 f_{sp1} におけるインピーダンスは、帯域外 VSWR 抑圧回路の Q に関係のある z_1/z_0 の値によって変化するが、 $z_1/z_0 < 3$ すなわち $z_1 = z_2 = 150 \Omega$ 以下ならば、ほぼ 1.0 の近傍に存在する。 f_{sp2} におけるインピーダンスは 1.0 である。

したがって d_1 を式 (4.3) のように選定すれば f_{sp1}, f_{sp2} におけるサーキュレータの帯域外高 VSWR を抑圧することができる。図 4.6 に f_{sp1}, f_{sp2} におけるサーキュレータ単体のアドミッタンスと、帯域外 VSWR 抑圧回路のアドミッタンスとの合成により、帯域外 VSWR 抑圧回路を含めたサーキュレータアドミッタンスが 1.0 近傍に集まり帯域外の高 VSWR が抑圧されることを示す。

図 3.3(a)~(f) に各サーキュレータに帯域外 VSWR 抑圧回路をそう入して f_{sp1}, f_{sp2} における高 VSWR を抑圧した結果を示す。

4.3 広帯域 TDA の構成法

図 4.4 に帯域外 VSWR 抑圧回路を装着した TDA の構成を示す。4.2 節で述べたように、帯域外 VSWR 抑圧回路にてサーキュレータの f_{sp1}, f_{sp2} における高 VSWR を抑圧しえたから、増幅共振器の Q を単に TD と TD の容量を打消して、増幅周波数で共振させるための同調素子のみで構成した増幅共振器の Q よりも高くしなくても、安定な TDA が構成できる。この点が 3.2 節で述べた従来の TDA の構成法と比較した場合の長所の一つである。

帯域外 VSWR 抑圧回路と増幅共振器との距離 d_2 は、任意に選べるが帯域外 VSWR 抑圧回路は中心周波数近傍で並列共振回路とみなせるので、 $d_2 = \lambda_0/4$ に選定すれば副共振器として利用でき、増幅特性を最大平坦(坦)特性とすることが可能となる。

帯域外 VSWR 抑圧回路の Q_s は

$$Q_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{z_0}{z_1} \left(\frac{\theta_{10}}{\cos^2 \theta_{10}} + \frac{\theta_{20}}{\sin^2 \theta_{20}} \right) \dots \dots \dots (4.11)$$

で与えられる。ここに

$$\theta_{10} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot l_1, \quad \theta_{20} = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot l_2 \dots \dots \dots (4.12)$$

である。 l_1, l_2 が式 (4.8), (4.9) で与えられるとき

$$Q_s = \pi \cdot \frac{z_0}{z_1} \dots \dots \dots (4.13)$$

となる。すなわち帯域外 VSWR 抑圧回路を構成する線路の特性インピーダンスを変えれば、最大平坦増幅特性とするための最適 Q_s がえられる。

本構成法はうに述べた特長のほか、帯域外発振を抑圧するための対象が passive であるから、passivating network を active な増幅共振器にそう入する従来の方法と比較して付加した回路の効果が、容易に確認できるという特長がある。

5. 新構成法の適用例

図 5.1, 5.2 に以上述べた構成法によって開発した 2.8 GHz 帯 ~ 9 GHz 帯各種 TDA の外観図を示す。

5.1 N 形同軸 TDA

図 5.3(a)~(e) に N 形同軸サーキュレータを用いた 2.8 GHz 帯、

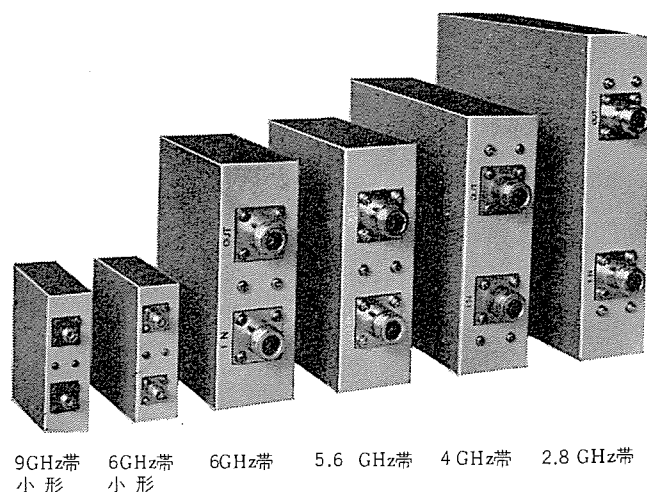


図 5.1 各帯域広帯域トンネルダイオード増幅器外観図
A series of wide band tunnel diode amplifiers.

4GHz帯, 4GHz帯カスケード形, 5.6GHz帯, 6GHz帯 TDA の増幅特性および雑音特性を示す。表 5.1 にこれらの特性を飽和特性とともに示す。温度特性の例を 6GHz帯 TDA の場合につき図 5.4 に示す。

用いたサーキュレータ単体の帯域外特性, および帯域外 VSWR 抑圧回路をそう入したときのサーキュレータの帯域外特性は, 図 3.3 に示したとおりである。増幅共振器は同軸形およびストリップ線路形構造とした。ダイオード押えの構造については振動, 衝撃, 温度サイクル等の環境条件に対し耐えうるようにとくに配慮した。

4GHz帯 TDA は衛星通信地上局用に開発したもので, 遅延時間は一次成分 0.03 ns/MHz, 二次成分 0.003 ns/MHz² であった⁽⁵⁾。4.2°K 冷却パラメトリック増幅器からなる極低雑音受信システムに, 組み込みシステム雑音温度の低下に良好な特性を示した。

またこのほか 4GHz帯カスケード形 TDA とともに, ミリ波中継機

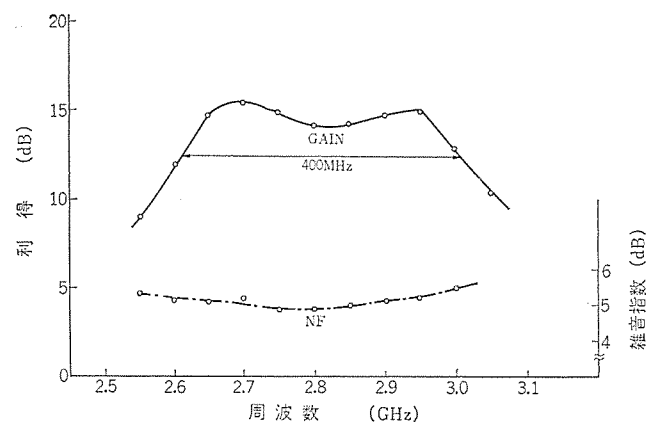
表 5.1 各種トンネルダイオード増幅器の諸特性一覧
Various characteristics of a series of tunnel diode amplifiers.

TDA 種類	増幅帯域* (MHz)	利得 (dB)	雑音指数** (dB)	飽和入力電 力*** (dBm)	入出力 接せん	備考
2.8GHz帯	2,610~3,010	15	5.5	-32	N型	
4GHz帯	3,580~4,460	16	5.1	-33	N型	
4GHz帯	3,550~4,620	19	5.4	-29	N型	2段カスケード形
5.6GHz帯	5,060~6,030	15	5.7	-28	N型	
6GHz帯	5,530~6,780	15	5.6	-30	N型	
6GHz帯	5,650~6,930	15	5.4	-35	OSM型	
9GHz帯	8,380~10,260	15	6.4	-35	OSM型	

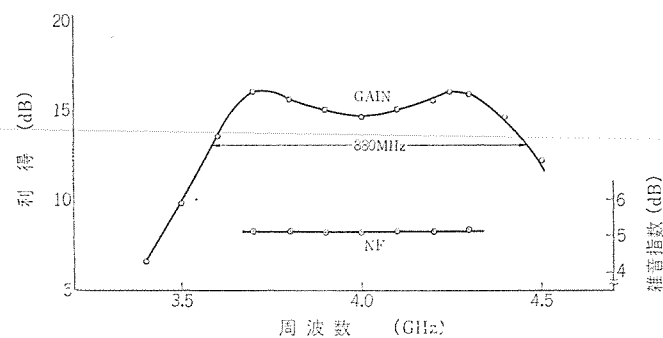
* 利得 3dB 減帯域

** サーキュレータの順方向そう入損失を含む

*** 利得が 1dB 低下する入力



(a) 2.8GHz帯トンネルダイオード増幅器



(b) 4GHz帯トンネルダイオード増幅器

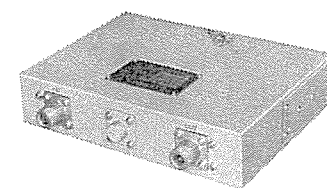
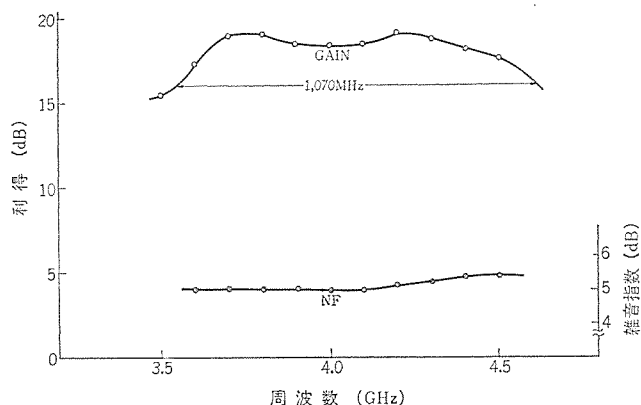
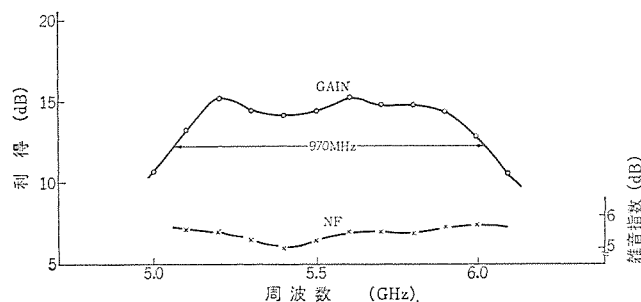


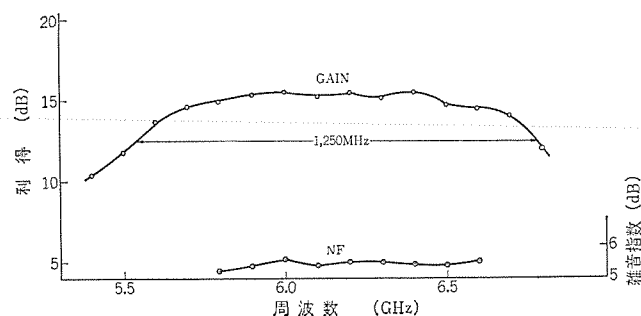
図 5.2 カスケード形 4GHz 帯
トンネルダイオード増幅器
Cascade type 4GHz band
tunnel diode amplifier.



(c) 4GHz帯カスケード形トンネルダイオード増幅器



(d) 5.6GHz帯トンネルダイオード増幅器



(e) 6GHz帯トンネルダイオード増幅器

図 5.3 各種 N 形接せん同軸トンネルダイオード増幅器の増幅特性, 雑音特性
Frequency characteristics of gain and noise figure of a series of N type connector coaxial tunnel diode amplifiers.

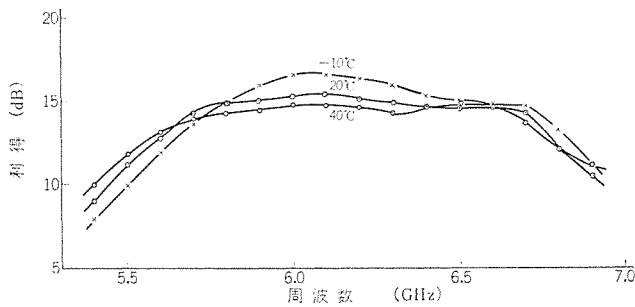


図 5.4 N 形接せん同軸 6 GHz 帯 トンネルダイオード 増幅器の温度特性
Temperature characteristics of N type connector coaxial 6 GHz tunnel diode amplifier.

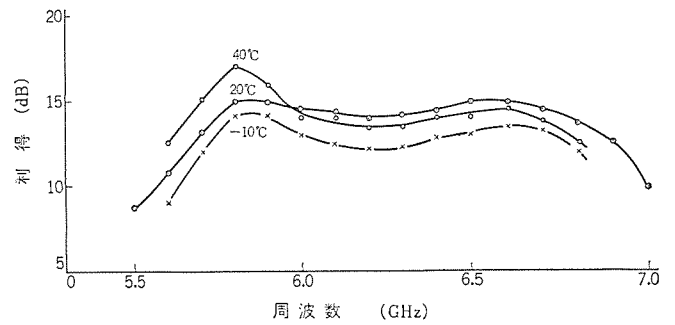
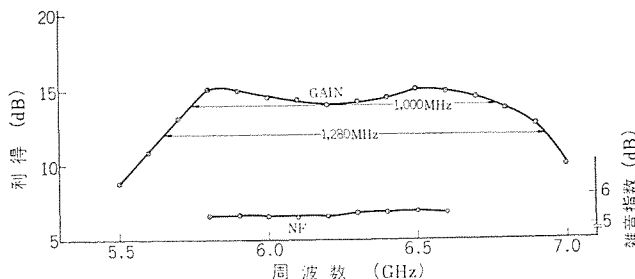
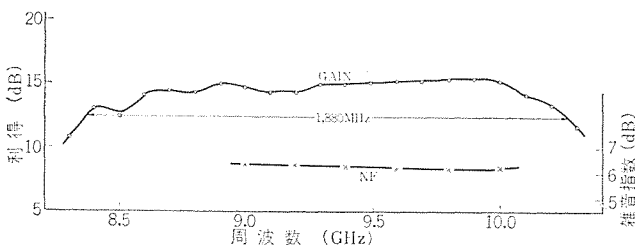


図 5.6 OSM 形接せん同軸 6 GHz 帯 トンネルダイオード 増幅器の温度特性
Temperature characteristics of OSM type connector coaxial 6 GHz tunnel diode amplifier.



(a) 6 GHz 帯トンネルダイオード増幅器



(b) 9 GHz 帯トンネルダイオード増幅器

図 5.5 OSM 形接せん同軸 トンネルダイオード 増幅器の増幅特性、雑音特性
Frequency characteristics of gain and noise figure of OSM type connector coaxial tunnel diode amplifiers.

まで高めることができた。ホーンレクタアンテナ相互の結合量は、非常に少ないものと考えられていたが、受信機の感度が悪かったため実際に測定した例はなく正確な数値が知られていなかった。TDA を使用することによってこれが可能となった。

5.2 OSM 形同軸小形 TDA

図 5.5 (a), (b) に OSM 形 同軸小形 サークュレータを用いた 6 GHz 帯, 9 GHz 帯 TDA の増幅特性および雑音指数を示す。また表 5.1 にこれらの特性を飽和特性とともに示す。図 5.6 に小形 6 GHz 帯 TDA の度温特性を示す。

用いたサーキュレータの特性は図 3.3 に示したとおりである。小形化を考えて地板と中心導体との間隔 h が、ほぼ TD の厚さに等しいテフロン 装荷 ストリップ 線路にて構成した。TD は一方の地板と中心導体との間にマウントした。このためダイオード 近傍で上下非対称な電磁界分布となるので地板の両側を間隔 a でしゃへいした。幅 a は方形導波管の TE_{10} 波としてみた場合信号波がカットオフとなるよう

$$\sqrt{\epsilon} a < \lambda_0 / 2 \dots\dots\dots (5.1)$$

に選定した。ここに ϵ はテフロンの比誘電率である。帯域外 VSWR 抑圧回路用マイクロ波抵抗は、マイラ膜上に形成した銀薄膜抵抗を用いた。抵抗体の面積が大きいと増幅帯域内のそう入損失が増加し、

雑音指数が増加するので注意した。

6 GHz 帯 TDA は衛星とう(搭)載用を目的としたもので寸法 $66 \times 66 \times 21$ mm, 重量 330 g である。

6. む す び

TD のもつ本質的な広帯域特性を生かしつつサーキュレータの帯域外特性による発振を避け広帯域 TDA が構成できないかを検討し、新しい方法を考案することにより、各周波数帯の安定で広帯域な TD A を開発しえた。まず同軸サーキュレータ形の帯域外特性について各周波数帯のサーキュレータを実験的に検討し、中心周波数と帯域外で VSWR の大きくなる周波数との間の関係と、またその周波数ではガーネット端面が短絡面となることを明らかにした。

ついで新たにサーキュレータの帯域外 VSWR 抑圧回路を考案し、最適そう入位置を見出して帯域外の両側帯高 VSWR を抑圧し、いずれのサーキュレータも広帯域 TDA 用に改善できることを示した。このサーキュレータを用いて比帯域幅 20 % 程度の広帯域 TDA が実現できることを示した。本構成法は増幅共振器の Q が TD のみで決まるから TD の広帯域特性が十分発揮でき、また帯域外発振抑圧の対象が passive であつ TD よりは寸法の大きいサーキュレータであるから、調整が非常に簡潔で量産に適するという特長をもつ。

末筆ながら 4 GHz 帯 TDA の開発にご援助検討いただいた電々公社通信研究所喜田昭一博士ならびに実用化に多大のご尽力をいただいた当社通信機製作所、鎌倉製作所の関係各位に深くお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 阿部, 尾形, 金子, 白幡, 武富: マイクロ波トンネルダイオード増幅器の実用化, 40, No. 12, pp. 1903~1913 (昭 41-12)
- (2) J. Hamasaki: A Low Noise and Wide Band Esaki Diode Amplifier with Comparatively High Negative Conductance Diode at 1.3 Gc, IEEE Trans., MTT-13, pp. 213~223, (Mar. 1965)
- (3) 黒川: UHF 低雑音広帯域 エサキダイオード 増幅器, パラメトリック増幅器専門委員会資料 (昭 37-9)
- (4) B. Henoch, Y. Kvaerna: Stability Criteria for Tunnel Diode Amplifiers, IRE Trans., MTT-10, pp. 397~398, (Sep. 1962)
- (5) 白幡, 武富, 小木曾, 立山: 4 GHz 液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅器, マイクロ波研究会資料 (昭 42-11)

カーボンブラックグラフトポリマを用いた電導塗料のベースレジンによる抵抗値の変化

草 川 英 昭*

Relationship between Electrical Conductivity and Sorts of Base Resin of Conductive Paints using Carbon Black Graft Polymers

Central Research Laboratory Hideaki KUSAKAWA

New conductive paints made from carbon black graft polymer (graft carbon) and base of paints have been developed. This graft carbon was invented by professor K. Ohkita of Niigata University and is improved on the dispersion in solution by means of chemical bonding with vinyl polymer and carbon black particles. The conductive paints are manufactured by the following processes: vinyl monomer, in which carbon black was dispersed, is polymerized in solution; carbon black contents and conductivity of the paints are varied by a mixing rate of graft carbon and resin of the paint base. Then through the mixture of graft carbon and base resin suitable for it, one can obtain the conductive paints without 'back cut' for carbon black. These conductive paints are improved on dispersion of carbon black and reproducibility of resistance, their adhesive properties being made better.

Study has been made on the relationship between the conductivity of the paint films (0.05 mm thick) and sorts of resin or density of cross linking. The conductivity of the paints have been found to depend on the secondary transition temperature of the resin and increases as it rises.

1. ま え が き

電導塗料（電導性をもつ樹脂も含めて）の使用の範囲は最近広がってきている。これには超高電圧の送電における電気機器および送電線の絶縁物保護⁽¹⁾、あるいは送配電設備の乾式化などという重電機器での面と、抵抗素子⁽²⁾などの回路的な面からの要求によるものとにわけられる。重電機器の面からは電界緩和のためのものとして高い抵抗（ $10^{10} \sim 10^8 \Omega$ 、塗膜の抵抗として）をもつものと、機器の保守あるいは修理時における接触による感電事故防止のための中程度の抵抗（ $10^5 \sim 10^1 \Omega$ ）のものが主として使用され、回路的なものの場合には被膜抵抗、あるいは導電材料として低抵抗（ $10^3 \sim 10^{-1} \Omega$ ）のものが使用されることが多い。

電導性をもつ樹脂を与えるためには二つの方法があり、その1は樹脂自体が電導性を示すものをつくる方向に進むもので、これは有機半導体の研究、ひいては電導性有機高分子物質の合成という面で興味のある問題である。しかし現在実用化されている電導塗料は、電導性をもつ無機性の物体を樹脂中に分散させるという第2の方向によってえられている。このとき用いられる電導性の物体としては金属粉末（とくに銀粉）と炭素粉末（とくにカーボンブラック）がほとんどで、特殊な場合にはカーボナダム（炭化ケイ素）粉末が使用されることがある⁽³⁾。

銀粉塗料は塗膜の抵抗値として非常に低い値を示すが、塗料の固形分中で銀が80%内外含まれているため値段が高く、面の仕上り、耐候性、接着性などにまだ多くの問題がある。一方炭素粉末を用いる場合には、

(1) カーボンブラックの粒子は非常に細かく塗膜の面がきれいである。

(2) 銀に比べカーボンブラックの耐候性がよい。

(3) 安価である。

(4) 広い範囲にわたって抵抗値を変えることができる。

などの長所をもっている。しかしその反面、

(1) 抵抗値が銀粉塗料に比べ高く、塗膜の場合に2けたほど大きい値をもったものしかえられない。

(2) 抵抗値の再現がむづかしい。

といった欠点ももっている。

カーボンブラックを分散させた電導塗料の抵抗値をさらに下げることが現在のところは困難である。いま一つの抵抗値の再現性をよくすることは、粉体を分散させた電導塗料にはつねに問題となるところで、抵抗値を変える多数の因子の制御が困難なために完全を期すことはむづかしい。この抵抗値を変える因子としては、

(1) 分散されたカーボンブラックの種類

(2) 分散させる樹脂の種類

(3) 分散方法

(4) 塗布、成形方法

などであるが、そのおのおのが多く因子を含んでいるため複雑なものとなっている。これらのうちでカーボンブラックの樹脂への分散方法について、新潟大学の北教授らはカーボンブラックの反応性を利用して、溶剤に対しての溶解性を増し他の樹脂との相溶性のよいカーボンブラックグラフトポリマをつくることに成功した⁽⁴⁾。われわれはこのカーボンブラックグラフトポリマ（以下グラフトポリマと呼ぶ）を用い、すぐれた性質をもつ電導塗料を開発した。本報告ではグラフトカーボンを用いた電導塗料について調べてえられた結果について報告する。

2. グラフトカーボン

北教授によって発表されたグラフトカーボンはすでに学会、論文などで報告されているが⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾、ここでも簡単に説明する。

カーボンブラックはその製造時の方法、条件によって酸性あるいは塩基性を示す。このうち塩基性をもったカーボンブラックを選び、これをビニルモノマーの溶液に分散させて、ビニル重合反応を進行させるとカーボンブラックの表面よりビニル重合体が生長し、ビニルポリマーとカーボンブラックとが化学的に結合したものができ（従来の分散剤は主として界面活性剤であり、分散粒子の表面への吸着によって粒子の分散性を改善させる）。こうして分散媒の樹脂へあるいは溶剤への親和性をよくすることができる。このように処理されたカーボンブラックと樹脂との系をグラフトカーボンという。

分散性と電導性とは相互に矛盾する因子であり、カーボンブラックを均一に分散させようとするればカーボンブラック粒子を塊状のままにせず、孤立分散させなければいけなく、一方カーボンブラックを孤立させてしまうと電導性は悪くなるという傾向にある。このときグラフトカーボンを利用すればカーボンブラックのストラクチャを壊すことなく、相溶性、分散性を増加させることができるところに特長がある⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

われわれはこの方法を追試し、グラフトカーボンが電導性、分散性の点ですぐれていることを確かめ、さらにこれを熱硬化性のものに変性して塗料とすると抵抗値の再現性、接着性のよい電導塗料をつくることができることがわかった。

3. グラフトカーボンを用いた電導塗料

当社において従来用いられていた電導塗料は、カーボンブラックを樹脂ベースに練り込むことによってえられていた。この方法によってえられた電導塗料は熱硬化性の樹脂の表面に対する接着性が悪く、また吹きつけによる塗装ができないという欠点があった。この欠点を改良するのを目的として、新しい電導塗料の開発を行ない、グラフトカーボンを導電材として用いた塗料をつくることができた。

ここで用いるグラフトカーボンは樹脂分としてメタクリル酸メチルを主体としたもので、これを塗料のベース樹脂に分散させることによって抵抗値を塗膜としたときの抵抗（0.05 mm 厚—以下とくに指定しないときには膜厚 0.05 mm で単位面積当りの抵抗値を示す）が、 10^1

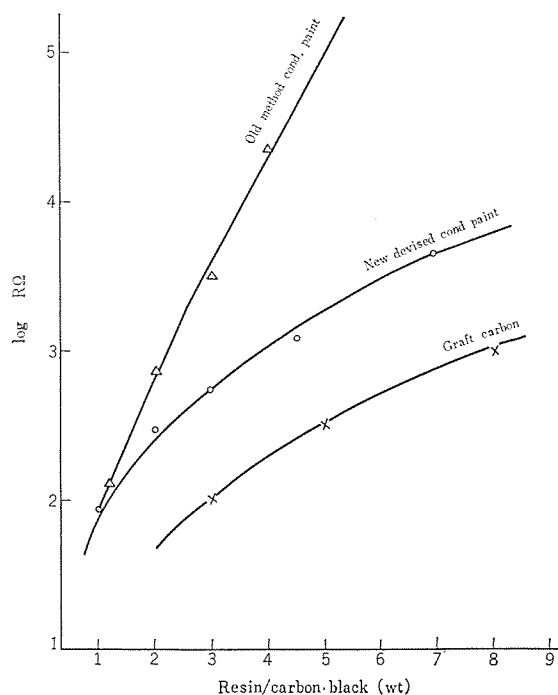


図 3.1 塗膜の抵抗とカーボン含有量
Plots of resistivity against carbon black content.

Ω より $10^5 \Omega$ までの範囲について任意の抵抗値をもった塗料をつくることことができる。カーボンブラックと樹脂ベースと混合するときあらかじめ、高いカーボンブラック含有量をもった電導樹脂をつくっておき、これを塗料のベースに混じて抵抗値を変えた電導塗料をつくるときには、カーボンブラックが塗料のベースの樹脂によって包み込まれ、孤立したような形になることが多い。

これをバックカットといい、抵抗値がカーボンブラックと樹脂量との比によって一義的に決まらず、わずかな樹脂量を混合しても抵抗値が大きく変わり、再現性が悪い原因となっている。われわれはグラフトカーボンを混じて電導塗料をつくるときベースの樹脂として、メタクリル酸メチルを主体した官能基をもつ樹脂をつくり、これにグラフトカーボンを混じて、バックカットが起こらず、抵抗値の再現性のいいエポキシ変性の電導塗料をつくることができた。このベースの樹脂を用いれば、図 3.1 に示したようにバックカットがほとんどみられず、任意の抵抗値をもった電導塗料がえられることがわかる。

4. グラフトカーボンを用いた電導塗料の性質

4.1 樹脂の種類による抵抗値の変化

電導塗料の抵抗を決める因子は先に述べたように多数あるが、同じカーボンブラックを用い、同様の分散法によってつくられた電導塗料において、ベースの樹脂の種類による抵抗の差異について調べることも興味のあることである。グラフトカーボンはビニルモノマーの溶液中でカーボンブラックを混入分散させてつくるため、電導塗料の抵抗の樹脂による影響を調べるのにはもっとも適している。われわれはグラフトカーボンをつくるときにグラフトさせるビニルポリマーをメタクリル酸メチル (MMA)、ポリマーを表わすときには PMMA と記すことにする)、エチル (EMA)、 n -ブチル (PMA)、 n -ブチル (BMA) と変えたときに塗膜の電気抵抗がカーボンブラック量と樹脂のモル数との比によるものか、混合した重量比によるものか、樹脂の物理的性質とどのような関係にあるかを調べ、図 4.1、4.2 に示したような結果をえた。これらの結果からグラフトカーボンを用いた電導塗料においても、

(1) 抵抗はカーボンブラックと樹脂分との重量比に多く依存し、樹

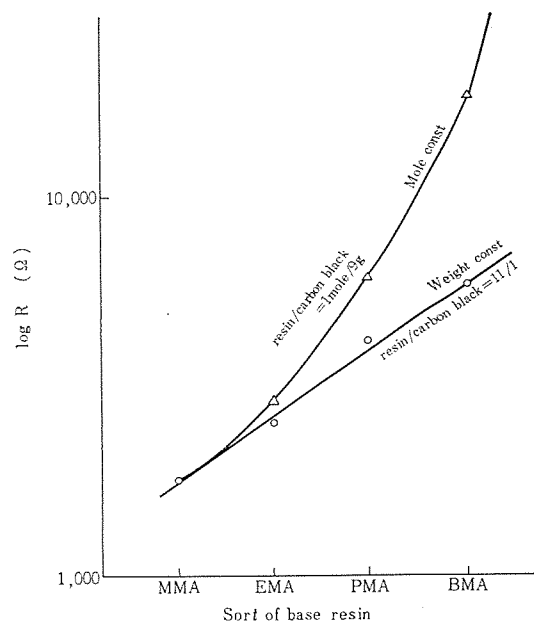


図 4.1 ベースとなる樹脂の種類を変化したときのモル数および重量による影響

Plots of resistivity against sorts of resin. (mole const. and weight const.).

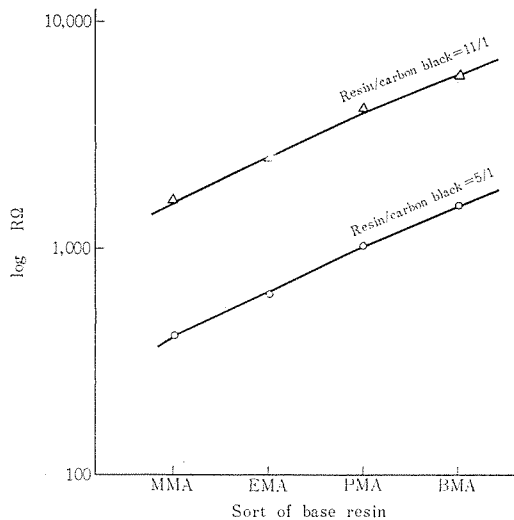


図 4.2 ベースとなる樹脂の種類と抵抗値
Plots of resistivity against sorts of resin.

表 4.1 メタクリル酸エステルポリマの物性定数⁽⁸⁾
Constant of the property of matter on methacrylic acid ester polymer.

ポリマ	二次転移点	25°Cにおける密度
PMMA	105(°C)	1.17(g/cm ³)
PEMA	65	1.13
PPMA	35	1.08
PBMA	20	1.05

表 4.2 電導塗料の架橋密度を変えるための PMMA 硬化剤の配合比
Glass transition temperature and density of poly-n-alkyl methacrylate.

グラフトカーボン	PMMA	硬化剤
20(g)	8	0
20	6	2
20	4	4
20	2	6
20	0	8
20	4.0	0.0
20	3.0	1.0
20	2.5	1.5
20	2.0	2.0
20	1.5	2.5
20	1.0	3.0
20	4.0	0.0

脂のモル数一定ということには関係しない。

(2) 同じ重量比で混じた電導塗料では、抵抗値はエステル基が大きくなるに従って高くなるのがわかる。

カーボンブラックを分散させた電導塗料の電導度は単位体積当たりのカーボンブラックの占める体積と、その接触点の面積に比例するとする。これによって測定された抵抗値を表 4.1 に示したメタクリル酸エステルポリマの密度による補正を加えても、エステル基がメチル、エチル、プロピル、ブチルの順に抵抗が大きくなり、表 4.1 における二次転移点(ガラス転移温度)が下がるに従って抵抗が大きくなる。

このような現象は抵抗値の温度変化においても知られており、カーボンブラックがわずかながらも負の温度係数をもつ場合が多いにもか

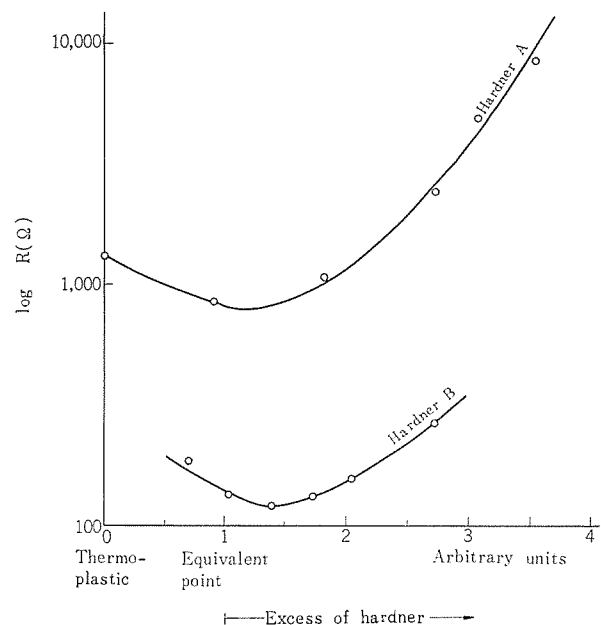


図 4.3 MMA を主体とする塗料の硬化剤量と抵抗
The influence of weight of hardener for resistivity of MMA conductive paint.

かわらず、一般に電導塗料は正の温度係数をもっている。これらは分散媒の樹脂の熱運動の影響をうけてカーボンブラックの接触状態が異なり、二次転移点に近い温度のときほど平均的な接触面積が小さくなるためと考えられる。

4.2 架橋密度による抵抗値への影響

前節において電導塗料の抵抗値は、導電材粉末を分散させるベースの樹脂の熱運動の影響を受けることがわかった。このようにベースの樹脂の二次転位点、弾性率などの物理的定数に関係したものの一つに架橋密度があり、グラフトカーボンよりつくられた電導塗料の抵抗値が分散媒の架橋密度にどのような影響を受けるかを調べて、2, 3の興味ある結果をえた。

塗料ベースとなる樹脂の架橋密度を変化させるのには二つの方法があり、その1は添加する硬化剤(架橋剤)の量を変えることにより(このときカーボンブラックと樹脂分との混合重量比が変わらないように、架橋反応に寄与しないポリマを加えて重量比を調節することが必要である)実現でき、第2の方法は塗料ベースとなる樹脂の架橋点となる官能基のグラム当量を変えたものをつくり、ここへグラフトカーボンと混じて塗料にするというやり方である。実用的には前者のやり方が適しているが、実験上は後者のやり方によってえられた結果のほうが興味がある。

上記の二つの方法について架橋密度をゼロ(熱可塑性の電導塗料)より架橋点となる官能基をもったものが、0.1当量(反応しないビニルモノマ9分子に対して、架橋点となることのできるビニルモノマを1分子入れて重合させ、グラフトカーボンの分散用樹脂ベースとする)になるまでの範囲についての電導塗料をつくり、その塗膜の抵抗を測定して図 4.3, 4.4, 4.5の結果をえた。

図 4.3 においては、MMA を主体としたグラフトカーボン 20 g に PMMA、硬化剤を表 4.2 のように配合して添加するという、1の方法によったときの抵抗値の変化と架橋密度との関係である。このとき分子量(当量)の異なった同類の硬化剤を用いて行なっても同じような結果がえられた。この結果より、硬化剤の当量点に近づくほど(架橋密度が上るほど)抵抗が低くなり、当量点をわずかに過

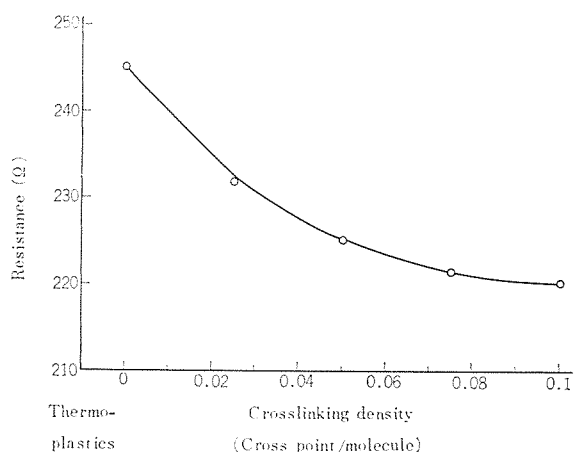


図 4.4 塗料ベースの架橋密度と抵抗
Plot of resistivity against crosslinking density of resins.

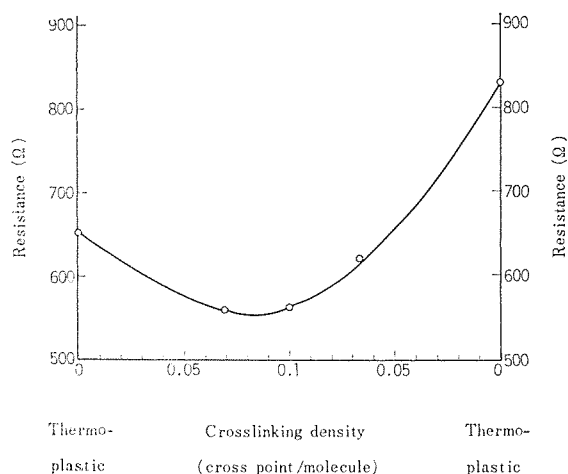


図 4.5 BMA を主体とする電導塗料の抵抗と架橋密度
Plot of resistivity against crosslinking density for BMA conductive paint.

ぎたところに抵抗値の過小値が現われ、これを過ぎると、再度抵抗値が上がるのがわかる。このとき、硬化剤量がグラフトカーボンに含まれた官能基の3倍当量（グラフトカーボンに含まれた官能基と、硬化剤とが2分子と1分子の割合に反応するとして、硬化剤が官能基1分子に対して3分子）以上過剰に添加すると硬化後も塗膜が未硬化の状態となった。

図 4.4 には樹脂ベースの架橋密度を変えたものに、グラフトカーボンを分散させてつくった電導塗料の塗膜の抵抗の変化を調べたものである。架橋密度の変化は架橋度ゼロより0.1当量までの範囲であり、架橋度が高くなるほど抵抗が下がってくる。

図 4.5 には BMA を主体とするグラフトカーボンを PBMA ベースを分散樹脂としたときの結果を示す。

これらの結果を比較してつぎの結果がえられた。

(1) 硬化剤添加によって架橋密度を変えた場合には、硬化剤が過剰に入ると塗膜の性質は悪くなり、抵抗値も高くなる。

(2) 0.1 当量（反応しないビニルモノ9分子に対して、官能基を

もち、架橋点となることのできるビニルモノ1分子）の最小抵抗値と、架橋度ゼロ（熱可塑性樹脂ベース）の抵抗値の差は2倍程度である。

(3) 抵抗値の最小値は、硬化剤のやや過剰（当量の10~20%増し）のところに現われる。

先に電導塗料の抵抗は樹脂の種類によることを調べたが、ここでえられたように架橋密度にも抵抗値が依存することは、電導性は樹脂の熱運動により変わり、塗料ベースの熱運動が激しくなると抵抗値が上がるのがわかった。このことからグラフトカーボンを用いた電導塗料膜がIの温度係数をもつことが予想され、予備実験を行なって矛盾しない結果をえた。

5. む す び

われわれはグラフトカーボンを導電材料とし、これを分散させる塗料ベースに改良を加えて、バックカットが起こらなく、抵抗値の再現性、カーボンブラック粒子の分散性、接着性のよい電導塗料を開発した。そしてこの電導塗料の抵抗値に対する樹脂ベースの影響、架橋密度の寄与を調べて、電導塗料の塗膜の抵抗が樹脂ベースの熱運動に依存するところをみた。またこれらの結果から電導塗料の製造時、あるいは使用時に留意しなければならないこと（硬化剤を過剰に添加しないこと、抵抗値に架橋密度が最も大きいときに最小値を示すこと）を見い出した。しかしこのようにしてつくられた電導塗料も、塗装の方法や硬化のしかたによって抵抗値が大きく変わり、まだまだ改良すべき点が多い。

グラフトカーボンは表面反応を用いて分散粒子の分散性を改善するという点で大きな興味を与え、この手法は他の分散すべき粒子系への応用が大きいと考えられる。また、カーボンブラックを導電材料とした電導塗料をさらに下げて銀ペイントに近ずけることができるならば、その利用範囲は大きくのびるものと考えられる。

本実験において使用したグラフトカーボンは、日本瓦斯化学工業株式会社に試作を依頼したものである。またこの研究に必要な特殊なグラフトカーボンは実験室的につくったものであり、グラフトカーボンの生成ならびに、これを用いた電導塗料の製造、塗料膜試験片の作成、抵抗値の測定においては研究室の方々によるところが大きいこれらの方々に厚く謝意を表する。（昭和43-7-17受付）

参 考 文 献

- (1) B. Wartgotz and W. M. Alvino : Polymer Eng. Sci., Jan., 63 (1967)
- (2) C. L. Wright : Insulation, Feb., 59 (1968)
- (3) ヴィルスベルグ, ケレン : (ASEA 社) 昭 37-10971
- (4) 津端, 小林, 大北 : (大北, 旭カーボン) 昭 42-22047
- (5) 大北 : 工業材料 13, No. 8, 23 (昭 40)
- (6) 石井, 津端, 大北, 北原 : 電気通信学会誌 49, 1139 (昭 41)
- (7) 大北, 小林, 久富, 帆刈 : 日化会 20 年会 (昭 42)
- (8) S. S. Rogers and L. Mandethern J. Phys. Chem., 61, 985 (1957)

電力保護継電器の静止化

北浦 孝一*・古谷 昭雄*・寺田 真*
天野 恒*・鈴木 健治*・高田 信治*

Solid State Engineering of Power Protective Relays

Kôbe Works Kôichi KITAURA・Akio FURUYA・Makoto TERADA
Hisashi AMANO・Kenji SUZUKI・Nobuharu TAKATA

Recently the transistorizing of protective relays has been developing with great strides and their reliability is reported as good as that of electromagnetic ones. There about 100 types of solid state relays and 5,000 units are in use in actual fields. In this paper are discussed the concept of solid state relay networks, circuits in which the idea is embodied, and how to lead out various kinds of static relay characteristics. History of transistorizing the power protective relays viewed from the necessity and reliability of relays thus worked out are in the background of the elucidation.

1. ま え が き

ここ数年、電力保護継電器の静止化は急速な進展を示し、信頼性の面でも電磁リレーと同等以上に向上されてきた。

その要因は

- (1) 半導体部品の性能向上
- (2) 高信頼性「位相弁別回路」の採用
- (3) 接せん(栓)部の信頼性向上

等である。

本文は、電力保護継電器静止化の歴史、その必要性および信頼度の検討等を行なった後、現在までに実用に供されている静止化継電器回路網の考え方を紹介し、その具体回路、所望特性導出の方法等応用面について記述するものである。

2. 概 要

2.1 静止化の歴史

トランジスタ (Transistor) の発明から 20 年たった今日、電力保護継電器面についてその歴史を振り返ってみると、表 2.1 のようになる。また、その活動分野は、図 2.1 に示す。その実績は、43 年 5 月現在、約 100 機種、5000 台に達している。

2.2 静止化の必要性

一般にトランジスタリレーは

(1) 接点可動部がないので、ふん囲気に対して強く、かつ接触不良、振動衝撃による誤動作、摩擦、反跳、慣性動作等の問題がない。

(2) 性能として高感度、低負担、高精度、高速度で動作時間一定のものが得られる。また多機能継電器が得られる。

(3) 小形化、無保守化が可能である。

といった長所を生かした所に使用されている。以上を具体的応用面で示せば、

(1) の応用品として、無接点 OC, PHR, PLR 形可搬式送電線保護装置、LAA 形電調継電器および各種論理回路、時限継電器をあげることができる。

(2) の例としては、四辺形または多角形特性の距離継電器、同期検出、周波数検出、折線 V-I 特性、比例限時特性、位相比較リレー

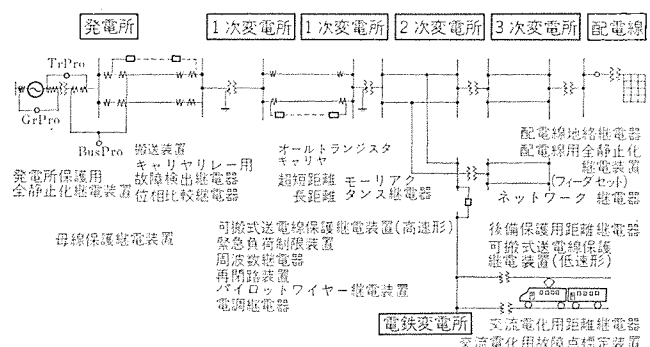


図 2.1 トランジスタリレー 活動分野
Practices of solid state relays at the electrical power systems.

表 2.1 トランジスタリレーの歴史 (43 年現在)
History of the solid state relays built up to 1968.

No.	年 代		西 歴	歴 年	所 属	記 事
	年 号					
1	昭和	24	1949	19	USA	Point Contact Transistor の発明
2		26	1951	17	USA	Junction Transistor の発明
3		35	1960	8	三菱	KLV 形無電圧検出リレー
4		36	1961	7	三菱	KVG 形一線地絡検出リレー
5		36	1961	7	三菱	搬送端局装置のトランジスタ化
6		37	1962	6	三菱	KVC 形短絡故障検出リレー
7		37	1962	6	三菱	LBB 形位相比較比率差動母線保護リレー
8		38	1963	5	三菱	KKS-2 形 3 相特性距離リレー
9		38	1963	5	三菱	KKS-5 形故障点検定リレー
10		39	1964	4	三菱	KMS 形モータリアクタンスリレー
11		40	1965	3	三菱	RCV 形低速度再閉路
12		40	1965	3	三菱	GIT 形零相循環電流タイマ
13		40	1965	3	三菱	オールトラキャリヤリレーの試作
14		40	1965	3	三菱	PHR 形可搬式送電線リレー
15		42	1967	1	三菱	0.1Ω 形モータリアクタンス・リレー
16		43	1968	0	三菱	超高圧用方向性四辺形リレー

等がある。

(3) は最近の集積回路 (IC) の応用等により、オールトランジスタキャリヤリレーあるいはコンパクト変電設備等にその利点が生かされつつある。今後さらに装置の固体化、無保守化の動きが活発になり、この面における静止化の進展は目ざましいものとなることが予想される。

3. 信頼度の検討

静止化にブレーキをかけている問題として従来、次の欠点があげられていた。

- (1) 使用実績が少ない。
- (2) 使用部品が多く、したがって、接続部分が多い。
- (3) 外来 サージにより、誤動作、部品不良を生ずることがある。
- (4) 不良の場合、手入れ程度で再使用できる例が少なく、不良部分の発見が困難のことがある。
- (5) 性能が温度の影響を受けやすく、過大電流に対する耐量が少ないことがある。
- (6) 別電源が必要となることがある。
- (7) 電磁形に比べ同一機能であれば、やや高価となる。

しかし、これらの問題は逐一検討説明され、現状ではトランジスタレーが十分な実用性能をもち、その長所を存分に発揮し得る段階に到達している。

3.1 フィールド実情の例

長方形特性距離継電器の過去4年間の実績例を以下に示す。

台数 519 台、全累計時間 1168 年

その間の不良件数 2 件（1 件は接触不完全、1 件はコイルはんだ付不良）

したがって

$$MTBF = 1168 / 2 = 584 \text{ 年/件}$$

2 件不良の 90% 信頼水準係数は 2.65

$$\therefore MTBF = (90\%) = 584 / 2.65 = 220 \text{ 年/件}$$

以上のようにきわめて高い信頼度実績を得ている理由として

- (1) 信頼度が向上した工業計測用部品を使用
- (2) 距離継電器、方向継電器に使用している位相弁別回路として、機械式のシリダ要素に相当する部分に「パルス消滅により一定出力を出す回路」を使用

この回路はサージ入力で絶対誤動作せず、一定スピードで安定した動作をするものとして4、5章の各部に使用されている。図3.1に位相弁別回路の原理図を表3.1に位相弁別回路使用の継電器の例を図示する。

3.2 半導体部品の性能向上

従来から保護継電装置用としては工業計測用を使用しているが、同じ工業計測用でも最近のものは著しく信頼度が向上されている。工業計測用トランジスタの例によれば、初期のものは、平均故障率 $0.01 \sim 0.05\% / 10^3$ 時間であったものが、最近（プレーナ形シリコン）では $0.005 \sim 0.001\% / 10^3$ 時間と向上されている。

3.3 静止形継電器のサージ対策について

電力保護継電器は、すべて商用周波 2,000 Volt 1 分間の耐圧テストに合格する必要がある。静止化されてもこの値には何ら変わるところがない。

このため、PT、CT 回路からの絶縁、DC 回路にサージ吸収回路の採用、半導体回路部へサージ吸収回路部品を付加等の対策を行なう必要がある。

一般に継電器回路に侵入するサージとして、

- (1) PT(PD) からのサージ
- (2) CT からのサージ
- (3) DC からのサージ

等が考えられるが、それぞれの実体を以下吟味してみる。

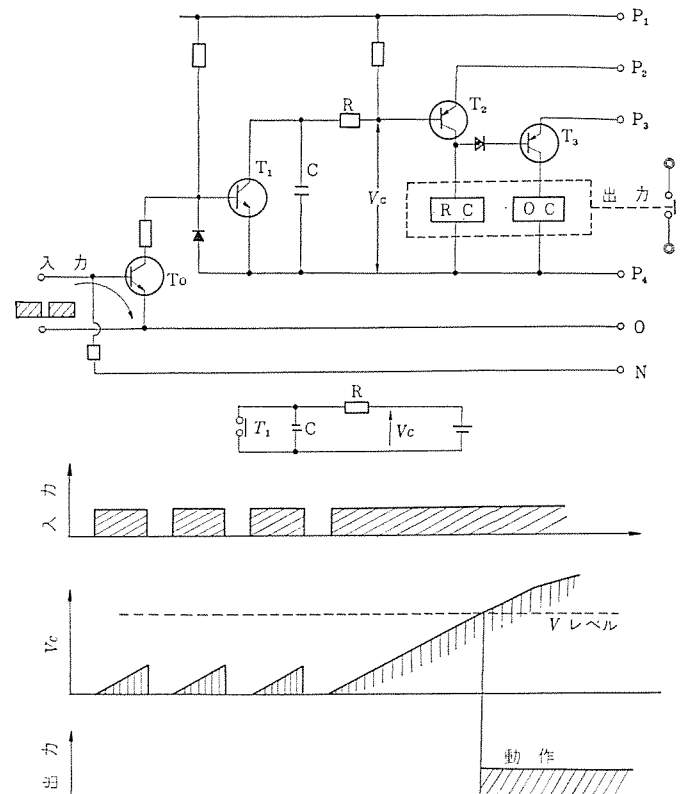


図 3.1 位相弁別回路（パルス断続連続判別回路）原理図
Principal circuit of the phase discriminator.

表 3.1 位相弁別原理による継電器の例
Examples of solid state relays applying the phase discriminator.

No.	用途	代表特性	形名
(1)	近距離用四辺形特性距離継電器		KKS-2 形 4 形特性距離継電器 KKS-22 形 4 形特性距離継電器 KPC-FZ 形 4 形特性故障検出継電器 PHR-Z ₀ , Z ₀ 形 可搬式送電線保護装置
(2)	近距離用四辺形特性（リアクタンス形）（継電器）		MZS-1,2 形 モーリアクタンス継電器 MZG-1,2 形 同上（地絡） PHR-Z ₀ , Z ₀ 形 可搬式送電線保護装置 TXS 3 形 距離継電器
(3)	地絡方向継電器		KDG 形 地絡方向継電器 PHR 形 可搬式送電線保護装置（DG）
(4)	モーリアクタンス距離継電器		KMS 形 モーリアクタンス継電器 PHR 形 可搬式送電線保護装置（S） 同上 HSS 要素
(5)	同期確認継電器		KVP 形 同期検出継電器 RCV 形 再閉路継電器 RCB 形 再閉路継電器
(6)	リアクタンス形故障点検定距離継電器		KKS-53 形 故障点検定継電器
(7)	短絡方向継電器		PHR 形 可搬式送電線保護装置 PLR 形 可搬式送電線保護装置 TXS 3 形 距離継電器 長距離四辺形距離継電器 以上各方向要素

- (1) PT(PD) からのサージ

付録 1 吟味のごとく、2 次側ケーブルを考慮して 1,000～2,000 V

- (2) CT からのサージ

付録 2 吟味のごとく 2,000 V 以下

- (3) DC 回路からのサージ

DC 回路からのサージは、補助継電器コイル、しゃ断器コイルなどの

表 3.2 信頼水準係数
List of average reliable factors.

故障数	信頼水準	
	60%	90%
0	0.92	2.30
1	2.02	3.89
2	1.55	2.65
3	1.38	2.23
4	1.31	2.00
5	1.26	1.85
6	1.23	1.758
8	1.18	1.63
10	1.15	1.54

電流が断時、 $L \frac{di}{dt}$ による誘起電圧が考えられる。この実測は比較のため種々データがあるが、要約すると、

(a) 火花消去回路などの考慮を払わない場合、誘起電圧は、約 1,500 V 5 ms 程度

(b) バリスタ等の火花消去回路を付加すれば、この電圧は数 100 V 程度に下る

以上の結果から、補助リレー側に火花消去回路を付加するとともに、継電器 DC 回路入口にもサージアブソーバを付加し、余裕をみて 2,000 V 20 ms のサージに問題ないよう考慮を払っている。

3.4 最近の半導体部品の信頼度試算

プレーナ形シリコントランジスタのフィールドデータとして、約 1 年間使用数 2,070 個；総使用時間 23,100,000 h；故障数 0 の場合について信頼度の試算を試みる。

不良率 $FR(\%/10^3h)$ は下式に表わせる。

$$FR = [\text{故障数} / (\text{使用総時間}) / 1000h] \times 100\% \dots\dots\dots (2.1)$$

故障数 0 の場合は現時点で 1 回不良発生あったとして

$$\frac{1}{23,100,000} \times 10^5 = 0.0043\% / 10^3h$$

次に統計的手法による信頼（水準母集団の故障率がある区間の中）にはいる確率）を 90%* とした場合は表 3.2 より 2.30 となる。

すなわち、 $2.30 \times 0.0043 = 0.0099 \approx 0.01\% / 10^3h$

* 一般に機器の信頼水準は 90% を考える。

今、不良数 0 をさらに 1 年間継続したとすれば、（実際には使用数が増してくるが、増した分を勘案外として）

$$\frac{1}{23,100,000 \times 2} \times 10^5 = 0.00215\% / 10^3h$$

∴ 90% 信頼水準の不良率は

$$0.00215 \times 2.3 = 0.005\% / 10^3h$$

となり抵抗並みの信頼度となる。

以上の不良率と 2, 3, 1 の長方形特性、距離継電器の不良統計とをあわせて考えると、トランジスタの平均故障が 0.01~0.001%/10³h までに向上していることは実感として十分認識し得る値である。

次に今かりに、トランジスタ 2,000 個使用し、2 年間無保守とするため、かりに 4 年間不良 0 となるような 90% 信頼水準の不良確率 X を求めると、（1 年間は 8,760h）

$$X = \frac{10^5}{2000 \times 8760 \times 4} \times 2.3 = 0.0033\% / 10^3h$$

すなわち、上記数字は静止化装置が将来 2~5 年間無保守とすることも夢でないことを示唆している。

3.5 接合部・点検部の検討

初期の製品で接合部、点検部の不良に起因するものが多く見られたため、最近の主要トランジスタリレーについては下記考慮を払って信

頼度向上を期している。

(1) プリント基板と入出力との接続は、接せん(栓)によらずはんだ付けとする。内部点検については、回転フレームなどを採用し接せんをやめたための不備を解消する。

(2) 点検メータ、点検ボタンなどの常用をやめ、必要なときには、回路に並列に点検機構をそう入し得るようにする。

(3) どうしても接せんを使用する必要があるところは、予備接点を活用し、極力 2 重化を計る。

今日までのトランジスタリレーの不良統計をみると不良の大半が接合部にあり、残りが部品である。部品の不良もその大半が部品内接合部にある。要するに今後のリレー信頼度向上の鍵は、接合技術とその管理方式にかかっていると言える。

3.6 信頼度向上の課題

以上、トランジスタリレーは、すでに電磁形リレー以上の信頼度を維持していると考えられるようになってきたが、今後の課題としては、トランジスタリレーが小形化できるという長所を生かして 2 重化、多重化して冗長性を増大し、不良率をけた違いに向上して実質的には不良 0 と考えられる確率まで持ちこむよう、点検監視方式も含めた研究を進めていく必要がある。

4. 回路

本章に、静止形保護継電器を構成している代表的な基本回路を紹介する。

4.1 入力回路（表 4.1 参照）

4.1.1 電圧→電圧変換器

PT 2 次回路の電圧等をトランジスタ回路に適した電圧に変換するとともに、トランジスタ回路を PT 2 次回路と絶縁するために使用する。

2 次電圧を V_2 、1 次電圧を V_1 とすると

表 4.1 入力回路
Input circuits.

名称	回路	備考
電圧→電圧 変換器		$V_2 = k V_1$ $\frac{V_2}{V_1}$
電流→電圧 変換器(1) (R 分導出器)		$V_2 = R m I_1$ $\frac{V_2}{I_1}$
電流→電圧 変換器(2) (X 分導出器)		$V_2 = j \times m I_1$ $\frac{V_2}{I_1}$
移相回路		$V_2 = \frac{1}{2} V_1 e^{j\alpha}$ $\alpha = 0 \sim \pi$
3 相全波 整流回路		
交流メモリ回路		

$$V_2 = kV_1 \dots\dots\dots (4.1)$$

$$k = \frac{\text{2次巻数}}{\text{1次巻数}}$$

となる。 V_2 は V_1 とほぼ同相である。

4.1.2 電流→電圧変換器

CT 2 次電流をトランジスタ回路に適した電圧を変換するとともに、トランジスタ回路を CT 2 次回路と絶縁するために使用する。短絡時の過電流からトランジスタ回路を守るため、適当なバリスタを 2 次側にに入れて、トランスの飽和時に発生する針状の過電圧を吸収している。

1 次側から見たインピーダンス角を変えることによって、1 次電圧に対する 2 次電圧の位相を種々変えることができる。

(1) 変換器 1

負荷として抵抗 R を使用すると、2 次電圧 V_2 は、1 次電流を I_1 とすれば

$$V_2 = R_m I_1 \dots\dots\dots (4.2)$$

R_m は相互抵抗で

$$R_m = \frac{N_1 N_2}{N_0^2} R \dots\dots\dots (4.3)$$

N_1 : 1 次巻線

N_2 : 2 次巻線

N_0 : R 設置コイルの巻数

となり、 V_2 は I_1 とほぼ同相となる。

(2) 変換器 2

ギャップ付きのトランスを用い、ギャップを適当にあれば励磁インピーダンスが小さくなって

$$V_2 = jX_m I_1 \dots\dots\dots (4.4)$$

X_m は相互リアクタンスで

$$X_m = K \frac{f N_1 N_2}{l_0} \dots\dots\dots (4.5)$$

K : トランス寸法による定数

f : 周波数

l_0 : ギャップの長さ

となり、 V_2 は I_1 より $75 \sim 85^\circ$ 位、進ませることができる。

4.1.3 移相回路

電圧を適当な位相だけ移相するとき使用するもので、一般には抵抗とコンデンサを組合せて構成する。表 4.1 の回路は V_2 を V_1 に対して $0 \sim \pi$ だけ進ませることができる。この場合、 V_2 の大きさは、移相角に関係なく V_1 の $1/2$ となる。

4.1.4 整流回路

交流を直流に変換するために単相全波、3 相全波整流回路が使用される。表 4.1 の 3 相全波回路を、単相入力を相出力に変換する適当な位相器に接続すると、有効な回路となる。

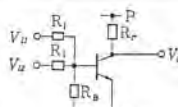
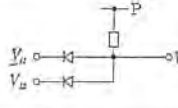
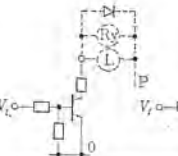
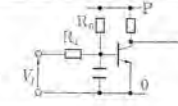
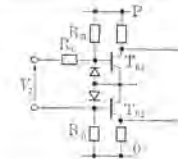
4.1.5 交流メモリ回路

交流入力電圧 V_I が印加されているときは、 V_I と同相の出力電圧 V_O を発生し、 V_I が急に 0 になったときは、数サイクルの間、振幅は減衰していくが、位相と周波数をメモリする回路である。ギャップ付きのトランスでリアクタ L をつくり、コンデンサ C と並列共振回路をつくり、 V_I の周波数 f_0 に共振させておく。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \dots\dots\dots (4.6)$$

並列共振回路から入力側を見たインピーダンスを R_i 、出力側を見たインピーダンスを R_o 、リアクタの実効抵抗を R_L とすれば減衰定数 T

表 4.2 論理回路および波形整形回路
Logic circuits and wave forming circuits.

名 称	回 路	備 考															
NOR回路 		<table border="1"> <thead> <tr> <th>V_1</th><th>V_2</th><th>V_0</th></tr> </thead> <tbody> <tr><td>1</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>1</td></tr> </tbody> </table>	V_1	V_2	V_0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
V_1	V_2	V_0															
1	1	0															
1	0	0															
0	1	0															
0	0	1															
AND回路 		<table border="1"> <thead> <tr> <th>V_1</th><th>V_2</th><th>V_0</th></tr> </thead> <tbody> <tr><td>1</td><td>1</td><td>1</td></tr> <tr><td>1</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>1</td><td>0</td></tr> <tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td></tr> </tbody> </table>	V_1	V_2	V_0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
V_1	V_2	V_0															
1	1	1															
1	0	0															
0	1	0															
0	0	0															
ランプおよび小形リレー駆動回路 		$V_i = 1$ でランプ点灯 (R_y)															
シングル形波整形回路 		<table border="1"> <thead> <tr> <th>V_i</th><th>V_0</th></tr> </thead> <tbody> <tr><td>≥ 0</td><td>0</td></tr> <tr><td>< 0</td><td>1</td></tr> </tbody> </table>	V_i	V_0	≥ 0	0	< 0	1									
V_i	V_0																
≥ 0	0																
< 0	1																
プッシュプル形波整形回路 		<table border="1"> <thead> <tr> <th>V_i</th><th>V_{01}</th><th>V_{02}</th></tr> </thead> <tbody> <tr><td>> 0</td><td>0</td><td>1</td></tr> <tr><td>$= 0$</td><td>0</td><td>0</td></tr> <tr><td>< 0</td><td>1</td><td>0</td></tr> </tbody> </table>	V_i	V_{01}	V_{02}	> 0	0	1	$= 0$	0	0	< 0	1	0			
V_i	V_{01}	V_{02}															
> 0	0	1															
$= 0$	0	0															
< 0	1	0															

とメモリ用周波 f は

$$T = \frac{1}{\left(\frac{R_L}{L} + \frac{1}{RC}\right)} \dots\dots\dots (4.7)$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{RC} - \frac{R_L}{L}\right)} \dots\dots\dots (4.8)$$

$$\text{ただし } R = \frac{R_i R_L}{R_i + R_L}$$

ここで

$$\frac{1}{LC} \gg \frac{1}{4} \left(\frac{1}{RC} - \frac{R_L}{L}\right) \text{ になるように定数を選べば}$$

$$f \approx f_0 \text{ となる}$$

4.2 論理回路および波形整形回路 (表 4.2 参照)

4.2.1 NOR 回路

論理回路の基本回路で、トランジスタ 1 個と抵抗で構成される。入力端子のいずれかに論理信号 1 がくれば、トランジスタは ON となって、出力端子からの信号を出すものである。

4.2.2 AND 回路

すべての入力端子に論理信号 1 がくれば、出力端子から 0 の信号を出すものである。

4.2.3 ランプおよび小形リレー駆動回路

トランジスタで直接ランプを点灯させたり、論理信号を接点化するとき使える回路である。

4.2.4 波形整形回路

交流電圧 V_1 に同調した長方形波 V_0 に変換する回路として、シングル形 (SPA) とプッシュプル形 (PPA) とがある。これは、次の直流検出回路 (ILD 1) の入力に交流電圧を印加し、バイアス抵抗 R_B を大きくし、基準電圧 V_S を零に近づけると $V_i > 0$ のときトランジスタ

表 4.3 直流検出および遅延回路
DC voltage discriminators and time delay circuits.

名 称	回 路	備 考
直流電圧 検出回路(1) (オフ型)		$V_I > V_s$ (基準電圧)で T_R : OFF
直流電圧 検出回路(2) (オン型)		$V_I > V_s$ で T_R : ON
タイマー		V_I の V_O の V_s の T の
積分回路		V_I の V_O の V_s の T の
反限時回路		$t: V_O = V_s$ に達する までの時間

オン、 $V_O=0$, $V_I < 0$ のときオフで $V_O=E_P$ となる。すなわち、論理記号 0 を零 (V), 1 を $E_P(V)$ に対応させれば、 V_I の極性に対応した $0 \leftrightarrow I$ くり返し論理記号に変換したことになる。

4.3 直流検出および遅延回路 (表 4.3 参照)

4.3.1 直流電圧検出回路

直流入力電圧 V_I によって数 $k\Omega$ の入力抵抗に電流を流すことによってトランジスタを ON, OFF させる方式のものである。 V_I 一定値以上でトランジスタをオフさせる方式 (ILD 1) とオン (ILD 2) させる方式とがある。

4.3.2 遅延回路

(1) タイマー

時間遅れをつくる基本的な回路で、トランジスタ T_{R1} を制御し、 T_{R1} を OFF にすれば、 R を通して C は充電される。 T_{R1} を ON にすれば、瞬時に C の電荷は T_{R1} を通して放電される。この C の端子電圧 V_C がゼナーダイオードのゼナー電圧 V_Z に達すると、 T_{R2} にベース電流が急に流れ出し、 T_{R2} が ON になって、 V_O の信号は 1 から 0 に変わる。

(2) ミラー積分回路

CR において、時定数 $T=CR$ が大きいときは出力電圧 V_O は、入力電圧の積分値に近くなるが V_O の大きさは $1/T$ になり、 T が大きいとき、 V_O の大きさが小さくなってしまふ。

ミラー積分回路は、出力電圧 V_O をコンデンサ C で負帰還したもので、トランジスタの直流増幅率を h_{FE} とすると、時定数は CR の h_{FE} 倍と非常に大きくなり、 V_O はほとんど V_I の積分値になる。また V_O の大きさは、小さくなることなく V_I と同じで、極性が反対になるだけである。

(3) 反限時回路

表 4.4 位相弁別回路
The phase discriminating circuits.

名 称	回 路	備 考
PDM1		V_1, V_2, V_3 間の位相間が すべて 180° 以内に T 時間連続すれば $V_0 = 0$
PDM2		V_1, V_2, V_3 間の位相間が すべて 180° 以内に T 時間連続すれば $V_0 = 0$
PDM3		V_1, V_2, V_3 間の位相間が すべて 180° 以内に T 時間連続すれば $V_0 = 0$

V_I に零から任意の大きさの直流電圧を印加してから V_O が一定電圧に達するまでの時間は、 V_I に対して一種の支限時曲線となるが、この曲線のまがり具合を調整することは不可能である。

このため R の代わりに、ゼナーダイオードと抵抗とからなる非直線抵抗を利用して、誘導円板要素の各種時限特性と同一の曲線を得ることができる。

抵抗とゼナーダイオードの直列回路は、端子電圧 V と電流 I は折線となり、その抵抗 R_N は非直線抵抗となり、各種組み合わせを行えば、任意の特性が得られる。

4.4 位相弁別回路 (表 4.4 参照)

3.1 節に位相弁別回路として「パルス消滅により一定出力を出す回路」を使用していることを示し、図 3.1 にその原理回路図を、また表 3.1 にこの回路を利用した継電器の例を紹介した。この回路は、3 個の電圧 V_1, V_2, V_3 (4 個またはそれ以上の電圧を使用しても同数である。) 間の位相角がすべて 180° 以内にあることを検出する回路であり、具体回路としては、表 4.4 の 3 種の波形合成方法がある。なお図のタイマ部分が図 3.1 の C, R 部分に相当する。

4.4.1 直接波形合成法 (PDM1)

V_1, V_2, V_3 が正の半波の最大値を波形整形回路 (SPA1) へ、負の半波の最大値を波形整形回路 (SPA2) へ各々負極性入力として印加すれば、SPA1, SPA2 の各出力 V_{01}, V_{02} は、図 4.1 のようになる。ただし V_{01}, V_{02} は入力零で信号 0 が出るようにしておく。 V_1, V_2, V_3 の位相関係が動作の状態にあるときは、SPA1, SPA2 の入力は一瞬も零にならないので、 V_{01}, V_{02} は連絡して信号を出す。 V_{01}, V_{02} は NOR で変換されて、タイマの入力信号はすべて 0 となり、 T 時間後に出力 V_0 は信号 0 になる。

V_1, V_2, V_3 の位相関係が抑制の状態にあるときは、SPA1 の入

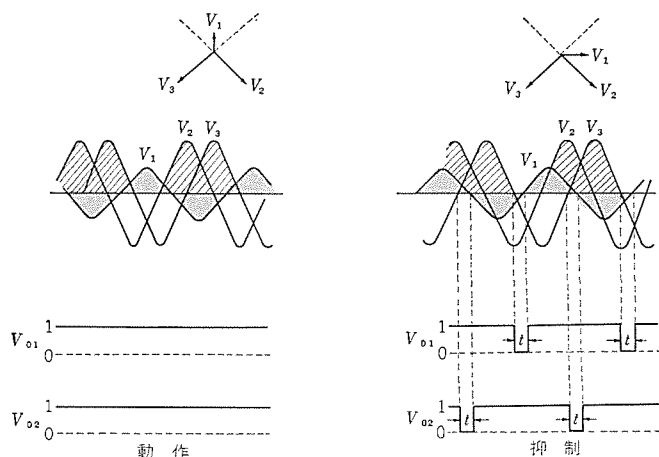


図 4.1 位相弁別回路波形
Wave forms of the phase discriminator.

力は、1 サイクルに1度 t 時間だけ零になる期間があるので、出力 V_{01} は1 サイクルに1度 t 時間だけ信号0を出す。同様に V_{02} も、半サイクルずれて、1 サイクルに1度 t 時間だけ信号0を出す。 V_{01} , V_{02} は NOR で変換されて、タイマの入力記号は半サイクルに1回、 t 時間の間、信号1となり、タイマを瞬時復帰させる。 T を半サイクルより大きくしておけば、出力 V_0 は、信号1のままとなる。動作限界付近の抑制側では、 t は短かく針状になるので、タイマの復帰時間を瞬時にしておく必要がある。

この回路の特長は T を n サイクルにしておけば、動作する場合、動作信号を $2n$ 連続確認して動作し、万一 V_{01} , V_{02} の信号を OK にするようなサージが浸入しても、抑制力となってタイマを瞬時復帰させ、動作時間を遅らす。また、抑制状態にある場合に、このようなサージがはいっても絶対誤動作しない。

4.4.2 長方形波変換法 (PDM2, PDM3)

V_1 , V_2 , V_3 の大きさが小さい場合、これらを長方形波に変換してから位相弁別を行なうものである。

(1) PDM2

V_1 , V_2 , V_3 を SPA で長方形波に変換し、その出力 V_{01} , V_{02} , V_{03} が、すべて0のときを NOR で、すべて1のときを AND で検出すれば、 V_1 , V_2 , V_3 の位相関係によって図 4.1 と同様の関係に導きうる。

(2) PDM3

V_1 , V_2 , V_3 を PPA で長方形波に変換し、その出力端子がすべて0のときを N1 で、出力端子2がすべて0のときを N2 で検出し、PDM1, 2 と同様にタイマを復帰させ、抑制する。

5. 応 用

5.1 位相弁別回路の応用

位相弁別回路の応用例として、一般的によく使用される入力と、特性との関係を表 5.1 に示す。

実際の継電器の特性は表 5.1 のいくつかを組合わせて得られる。たとえば、図 5.1(1) のモリアクタンスリレー、図 5.1(2) の方向性四辺形リレーのように2要素、または3要素の特性が合成され、その総合結果を「パルス連続断続判定回路」に導入することにより、まったく接点協調の問題ない継電器を得ることが可能となる。以下これらの応用例について紹介する。

5.1.1 超短距離送電線保護継電器

昭和38年に、最小整定 0.25Ω 四辺形リアクタンス継電器を納入し、

電力保護継電器の静止化・北浦・古谷・寺田・天野・鈴木・高田

表 5.1 位相弁別回路の入力と特性
The input formulae and characteristics applying the phase discriminating circuits.

NO	要素名	入力ベクトル	特性図
1	リアクタンス要素 (X)	$V_1: R_1 I$ $V_2: -jX_2 I$ $V_3: -E + (-R_3 + jX_3) I$	
2	ブラインダー要素 (XB)	$V_1: R_1 I$ $V_2: -jX_2 I$ $V_3: E - (R_3 - jX_3) I$	
3	モ一要素 (M)	$V_1: E \angle +\theta$ $V_2: E \angle -\theta$ $V_3: E - ZI$	
4	方向要素 1 (DS)	$V_1: (R - ja) I$ $V_2: (-\beta + jX) I$ $V_3: -E$	
5	方向要素 2 (DG)	$V_1: (jX + a) I_0$ $V_2: (-jX + a) I_0$ $V_3: -V_0$	
6	同期検出要素 (SYN)	$V_1: E_1 \angle \theta$ $V_2: E_1 \angle -\theta$ $V_3: -E_2$	
7	周波数検出要素 (F)	$V_1: -R_1 I$ $V_2: (R_2 + j\omega L_2) I$ $V_3: R_3 I + j(\omega L_3 - \frac{1}{\omega C_3}) I$	

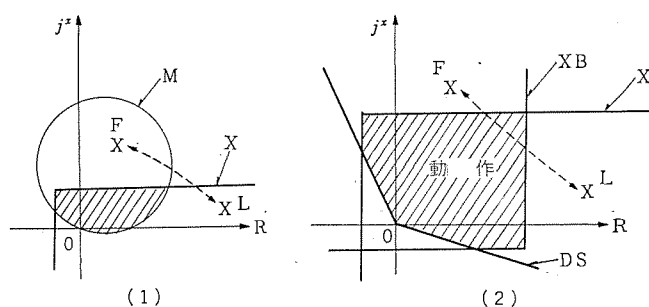


図 5.1 動作協調の検討図
Operating coordination of the directional distance relays.

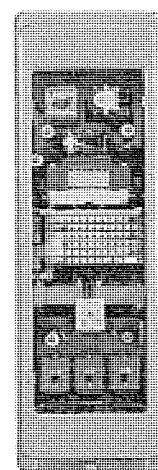


図 5.2 MZS-1-D 形距離継電器
Type MZS-1-D distance relay.

その後改良を重ね昭和42年には下記特性を有する、MZS 形シリーズを完成した。写真を図 5.2 に示す。

(1) 1, 2 段, 四辺形特性リアクタンスリレー, 3 段, シリンダー形(機械式) モーリレーを同一ケースに収納

(2) 四辺形要素は負荷に不動しないので, 接点協調不要のリアクタンスリレー

(3) 最小整定 0.1Ω (標準 0.25Ω , 0.5Ω , 1Ω 形)

(4) CTVA 約 10VA , PTVA 約 20VA (1, 2, 3 段合計)

(5) 動作速度 1 段 $I_Y=5\text{A}$ 80% 故障にて 50ms 以下

(6) $E-I$ 特性 $I_Y=5\text{A}$ より $\pm 5\%$

現在までこの系列に属するものは, 約 1,500 台のフィールド実績がある。波形合成の方法も初期のものは, 表 4.4 の PDM1 式が多いが, 最近では PDM₂, PDM₃ 式を使用し, 感度向上を計っている。

5.1.2 超長距離送電線保護継電器

重負荷長距離送電線の保護に, モー特性継電器を使用する場合に, オーム特性のブラインダー継電器を併設することが必要となる。しかしこの方式は, モーリアクタンス継電器と同様に, モーリレーとオームリレーとの接点協調を必要とする欠点がある。

本格的な長距離重負荷送電線保護継電器には, 次項で述べる「方向多角形距離継電器」が最適であるが, ここではすでに製作納入済みの交流き電線保護用継電器 KKS-2 形シリーズを紹介することとする。

KKS-2-M 形継電器は, 昭和 38 年に交流き電線保護用として納入された最初の静止形距離継電器であり, 16Ω 程度の長方形特性を有するものである。整定オーム値の大きい静止形継電器の製作技術には, 5.1.1 項で述べた超短距離用距離継電器のような製作限界はなく, 負担を増大させることなく, 任意の整定オーム値が比較的容易に得られる。現在最大 30Ω , または 50Ω までのものが実用化されている。

5.1.3 方向多角形距離継電器

方向多角形特性は, リレー関係者の間で理想的な距離継電器の特性として, その出現が望まれていた。この研究は, 4 年前一応の成果を修めているが昭和 42 年に, 表 5.2 に示す可搬式継電装置の距離測定要素として実用化され, PHR-ZSA, B, C および PHR-ZGA, B, C の組合わせにより, 275kV 系超高压直接接地系の保護に使用されるに至っている。

また, 簡易形方向多角形リレーとして, TXS3-1-D 形継電器は, バランスまたはパイロットの後備保護として, また, $20\sim 60\text{kV}$ 系送電線の溶断対策として使用されるものである。表 5.2 に以上のほか可搬式保護装置の他の要素を示す。また, 275kV 系使用の PHR 形可搬式保護装置の写真を図 5.3 に示す。

5.1.4 位相差検出継電器

二つの入力量の位相差を検出する継電器としては, 方向継電器と, 同期検出継電器がある。

高抵抗系 (PC 系を含む) 用地絡方向継電器は, 故障時の高調波分により, 方向判定を誤らないよう考慮する必要がある。

高調波による誤動作を自動的に防止する方法として,

- (1) 簡単な周波数チェック回路をもうける。
- (2) フィルタをもうける。
- (3) プッシュプル入力方式とする。
- (4) 電流基準方式とする。

等がある。

これらの対策を講じた地絡方向リレー (KDG, KDG-2 形) が 154

kV 系搬送保護継電装置に実用されている。

地絡保護継電器を機械式で製作した場合には, $V_0 I_0$ が常時 0 なので一般的に抑制力をかけにくい欠点を有するのに対し, 静止形は直流により抑制力を与えることができるので, 地絡方向継電器は, 静止化に好適である。

同期検出継電器としては, 単独設計の KVP 形同期検出リレーのほか, 再閉路条件, などのシーケンス部も内蔵した RC シリーズがある。

同期検出の原理は, 表 5.1 のように基準電圧 E_1 から移相器によって, V_1, V_2 を作り, 測定電圧 E_2 の逆位相のベクトル V_3 とにより, 位相弁別回路に導くものである。

5.1.5 周波数検出継電器

周波数継電器としては, 瞬時形と積分形とがある。

瞬時形 TE-1-D 形継電器の原理は, 表 5.1 に示されるもので次

表 5.2 方向多角形継電器および可搬式継電装置一覧
The series of directional polygon characteristic relays and portable type protective relaying devices.

NO	形名	名	特記事項	特性	備考
1	TXS3-1-D	方向距離継電器	(1) 全シリコン形方向多角形継電器 (2) 1 台で 1, 2 段, HOC, 1, 2 段用タイマーを 3 相分収納 (3) 最小整定 0.1Ω		1 同線分 1 台
2	PHR-ZS A.B.C	可搬式継電装置 (高速形)	(1) 1, 2, 3 段ともリアクタンス形 (2) $X_{12}=0.25\sim 2.5\Omega$ $0.5\sim 5\Omega$ $1\sim 10\Omega$ $X_2=2\sim 20\Omega$ $3\sim 30\Omega$		PHR-ZSA, PHR-ZSB, PHR-ZSC 高抵抗系 1 セット分の例
3	PHR-ZG A.B.C			同上ただし直接々地系用	PHR-ZGA, PHR-ZGB, PHR-ZGC 直接々地 1 セット分の例
4	PHR-DG		(1) OVG 付		DG+T, HOCG+T, OVG+T, DG+OCG, OVG+T, OVG+T
5	PHR-SS PHR-SG		(1) HSS 用 HOO 付 (2) HSG 用 OVG 付		PHR-SS, PHR-SG バランス 1 セット分
6	PLR-1	同上 (低速形)	(1) PLR-1, 2, 3 いずれか 1 箱で 3 相分の保護可能 (2) たとえば NO.5 と組合せると後備保護付バランス保護となる。		短絡 (反限時) DS+OC, OC, 地絡 DG+T, HOCG+T
7	PLR-2			同上	短絡 同上 地絡 DG+OCG, OCG
8	PLR-3			同上	短絡 DS+T, HOC+T, 地絡 DG+T, HOCG+T

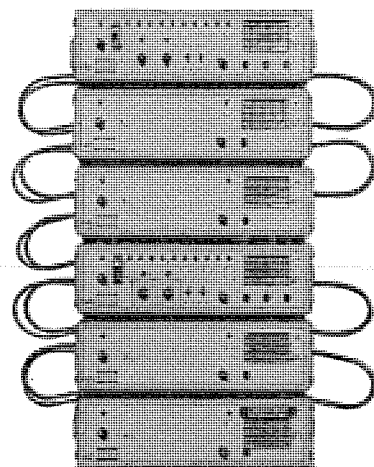


図 5.3 PHR 形可搬式保護継電装置
Type PHR portable type transmission line protective relaying devices.

の性能を有している。

- (1) タップ誤差 ± 0.05 c/s 以下 (タップ値連続可変)
- (2) 電圧変動 AC 80~120 V で 110 V のときの ± 0.02 c/s
- (3) 復帰値 |復帰値-動作値| < 0.03 c/s
- (4) 消費電力 5 VA 以下
- (5) 動作速度 $\Delta f = 0.1$ c/s で 50 ms 以下
- (6) 温度変動 0~40°C にて、20°C 時の 0.05 c/s 以下

積分形の TF-2-D 形継電器も、TF-1-D 形と同じ原理であるが、発生したパルス入力のパルス幅に応じた出力を出す回路をもっていて、積分特性をもたせようとするもので、TF-1-D 形とほぼ同様の性能をうるものである。

これらの周波数継電器は、従来のデジタル形周波数検出器より、高信頼度、低コスト、小スペース (高さ 270、幅 165、奥行 350) で同一性能を有している。

今後、各種系統制御面の利用が期待される。

5.2 スカラー量弁別回路の応用

トランジスタ継電器の実用化は、昭和 35 年納入の電圧継電器 KVD 形、KLV 形より始まる。KVD、KLV 形継電器は、当時 110 V で電圧が 2~5 V 程度以下となったとき、高速度で検出するスカラー量弁別リレーであり、電磁形リレーではその実現が困難のため、トランジスタ化されたものである。

5.2.1 電圧・電流継電器

電圧・電流継電器を分類すれば過電圧検出 OV、不足電圧検出 UV、過電流検出 OC の三つがある。OV、UV、OC のうち UV は常時 110 V 印加されて抑制力があるのに対し OV、OC は電氣的抑制力がないとして設計する必要がある。したがって OV、OC については必ず電氣的抑制力のある静止リレーは電磁リレーより有利といえる。このような観点から静止形零相過電圧継電器 64 および、静止形過電流継電器 51 の実用化が早くから進められている。たとえば 3 端子系搬送保護継電装置に使われる 51 について考えると、内方向リレーを制御する 51 H は、外部方向リレーを制御する 51 L の部 2 倍以上に選ぶ必要があり、したがって 51 H にはタップ値の 110~120% 以上で安定した高速度動作が要求され、従来の電磁形では困難となり静止形過電流継電器を採用せざるを得ない場合が起こる。図 5.4 に 51 H・L を収納した KIA-3-D 形搬送保護用過電流継電器の写真を示す。

5.2.2 電流補償付不足電圧継電器

電流補償付不足電圧継電器は、不足電圧検出だけでは完全に短絡故障を検出できない場合に使用される。したがって動作責務上からタップ値から、わずかな動作域に $V-I$ 関係がはいつた状態で確実に動作するばかりでなく、安定した高速度動作が要求される。

一般に機械式継電器は動作力として系統の V, I のエネルギーを使用しているのに対し、静止形継電器は系統の V, I を直流の制御信号として使用し、直接の動作力は直流制御電源より得ている。したがって静止形継電器は、

- (1) 動作値復帰値の幅が狭い。
- (2) 動作域になると、系統条件によらずほぼ一定の動作速度が得られる。

- (3) 消費電力が小さい。

等の特長がある。このような見地から KVC 形電流補償付不足電圧継電器が開発された。

図 5.5 に入力回路を示す。この出力は表 4.3 の回路に接続され

て、図 5.6 のような特性となる。KVC 形リレーは、主として搬送保護継電装置の短絡故障検出継電器 27 H、27 L に使用されている。図 5.7 に 27 H、27 L を 3 相分収納した KVC-4-D 形の写真を示す。

5.3 時定数回路の応用

時定数応用継電器の一覧表を表 5.3 に示す。

5.3.1 限時継電器

昭和 40 年より TD 形としてシリコントランジスタを使用した限時継電器を発売し、30 秒以下のタイマーをすべて静止形とした。トランジスタ形タイマーは、トランジスタの入力インピーダンスが小さいためにあまり長い時限特性は得にくい。

昭和 42 年には、入力インピーダンスの著しく大きいユニジャンクショントランジスタ UJT を使用した限時継電器 UTL 形を完成し 42 年後半より納入している。UTL の最長時限は 300 秒まで製作している。UTL



図 5.4 KIA-3-D 形過電流継電器
Type KIA-3-D transistorized overcurrent relay.

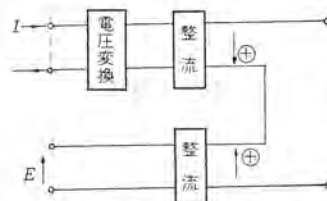


図 5.5 電流補償付不足電圧
検出継電器入力回路
Input circuit of the current
compensated under voltage
relay.

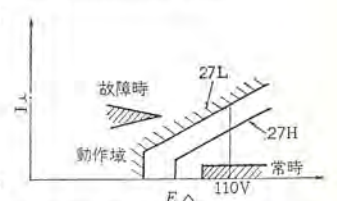
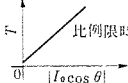


図 5.6 KVC-4-D 形不足電圧
継電器特性カーブ
The operating characteristic
of type KVC-4-D under
voltage relay.



図 5.7 KVC-4-D 形不足電圧継電器
Type KVC-4-D under voltage relay.

表 5.3 時定数応用継電器一覧
The series of time constant applying relays.

NO.	シリーズ名	実績	特記事項	特性	備考
1	TD シリーズ	500台	(1)30秒以下 静止形 (2)40年より発売	タイマー	
2	UTL シリーズ	350台	(1)長時限300秒可能 (2)42年より発売 (3)今後の標準品	タイマー	
3	LAA シリーズ	150台	(1)長時限200～300 秒可 (2)積分特性良好 (3)39年より発売	電圧調整継電器	
4	GIT シリーズ	10台	(1)零相循環電流 対策リレー (兼ヨリリレー用) (2)昭和39年完成	比例限時特性 	

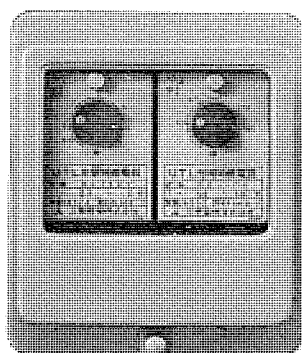


図 5.8 UTL-2-E 形限時継電器
Type UTL-2-E timing relay.

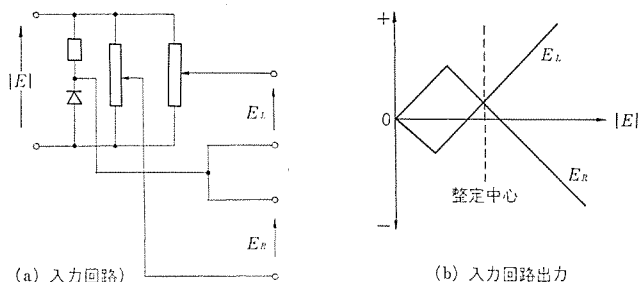


図 5.9 電圧調整継電器説明
Illustration of voltage regulating relay.

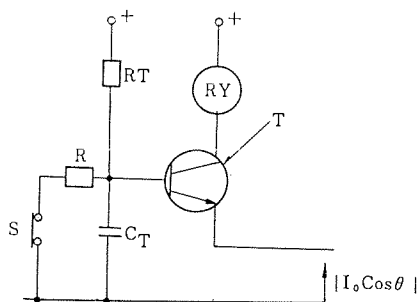


図 5.10 GIT 形比例限時地絡継電器原理
Principal circuit of type GIT proportional timing ground relay.

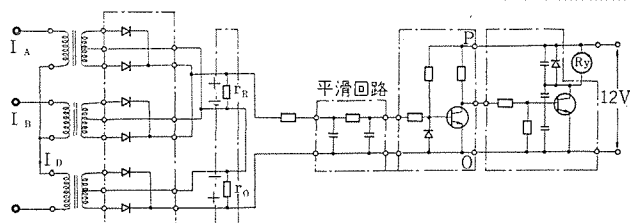


図 5.11 最大抑制付 2 端子比率差動継電器回路
Percentage differential relay circuit with max. restraint.

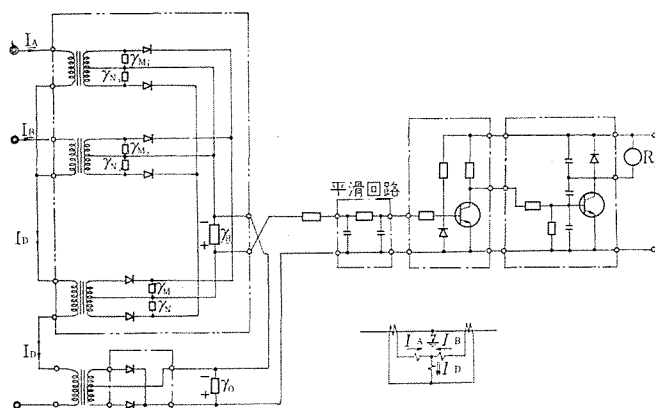


図 5.12 位相比較を加味した差動継電器回路
Differential relay circuit modified by phase comparison principle.

形の写真を図 5.8 に示す。なお IC (集積回路) の利用によりさらに長時限のものを開発中である。

5.3.2 反限時継電器

反限時回路の原理動作は、表 4.3 に示されている。具体的には PHR 形、PLR 形 可搬式継電装置 (表 5.2 参照) の OC 要素として実用化されている。

一般に 0.1 A 程度の反限時機械式継電器の入力インピーダンスは 10～20 Ω となり、過大入力で CT 飽和を起こす可能性がある。今後低負担の反限時形地絡過電流継電器としてその進出が期待される。

5.3.3 積分特性継電器

積分特性の直線性を利用した継電器として、電圧調整継電器 LA A 形と搬送保護継電装置の零相循環電流対策継電器 GIT 形とがある。LAA 形の入力回路とその出力特性を図 5.9 に示す。出力 E_L 、 E_R は表 4.3 のミラー積分回路に加えられ、良好な長時限直線積分特性が得られる。

系統の零相有効分 $V_0 I_0 \cos \theta$ に応じた比例限時 タイムとして GIT 形の原理図を図 5.10 に示す。直線特性を得るために $C_T \cdot R_T$ 時定数を特に大きく設計している。S はスタート信号である。

5.4 比率差動 (位相比較加味) 回路の応用

発電機、変圧器、母線、表示線保護継電器において有用な比率差動回路を静止化するには、差動電流により付勢される全波整流回路と、保護端子電流により付勢される全波整流回路とを直列接続し適当なレベル検出器を設ければよく、定数の選定を適当にすれば任意の比率差動特性が得られる。その一例を図 5.11 に示す。

母線保護などの比率差動継電器で内部・外部事故における判断能力を増大させるには、外部事故時抑制力最大、内部事故時抑制力最小であればよい。すなわち大きさ比較回路における V_R 両端の電圧降下 (抑制力) は内部事故時も、事故点へ向って流入する電流 I_A 、 I_C の最大値に比例して必然的に発生するが、この電圧は必要ではなく、むしろ消去されることが望ましい。この目的のために大きさおよび位相差検出回路を付加して上記の消去を行なわしめる。その一例を図 5.12 に示す。

すなわち従来の大きさ比較回路に代わって大きさおよび位相比較回路による。

この回路によれば

I_A 、 I_B の位相一致のとき 抑制出力 = 0

I_A 、 I_B の位相不一致のとき 抑制出力あり

であるから、内部事故のときは抑制出力 0 となる。この出力と差動



図 5.13 LBB-2-D 形位相比較比率差動式母線継電器
Type LBB-2-D phase comparison percentage differential relay for bus protection.

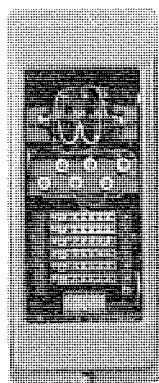


図 5.14 LT-1-D 形入力装置
Type LT-1-D input device.

電流を整流した出力 (r_0 両端電圧) とを比較すれば内部事故時動作が確実な差動継電器を得る。また外部事故 (負荷貫通) のときは r_R 両端電圧を十分利用すればよく、強力な抑制効果が得られる。

本回路を応用した差動継電器の例として LBB-2 形位相比較比率差動式母線継電器がある。その外観を図 5.13, 5.14 に示す。本継電器の比率差動特性を図 5.15 に示す。通過電流 (I_T) (I_A , I_B の最大) と差動電流 (I_0) との位相差により比率差動特性の傾きが (自動的に) 変化し I_0 と I_T とが逆位相で、もっとも動作しにくく、同位相でもっとも動作しやすい特性となっている。

5.5 論理回路の応用

総合静止化装置は、表 4.2 の論理回路を種々組合わせて構成するわけであるが、回路決定に先立ちあらかじめ論理 シーケンス を論理数学を使って簡単化するのが常道である。

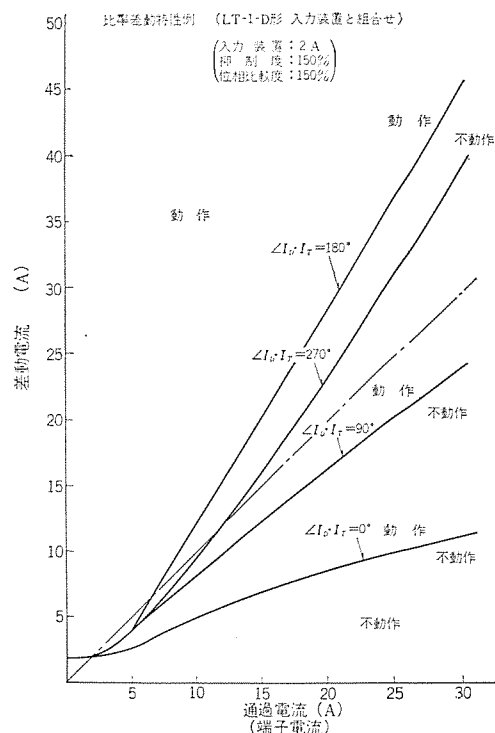


図 5.15 LBB-2 形位相比較比率差動式母線継電器
Type LBB-2 phase comparison ratio differential bus relay.

しかし、具体的回路決定にあたっては、従来の テレフォンリレー などによる機械式 シーケンス では、意識しなくても 10~30 ms の時限が自動的に加算されるのに対し、静止形の場合には 1 ms 以上の時間遅れは考慮なしには得られないため、必要に応じて種々の遅延回路を付加する必要がある。

なお、論理簡素化の手法として、

- (1) 真理値表の利用
- (2) Veitch 図表の利用
- (3) 非対象現象、不合理現象の除外による簡素化

などの手法を駆使して、構成部品の減少を計ることは申すまでもない。これらの手法については別の機会に紹介する。

6. む す び

以上、電力保護継電器、静止化について回路、応用面の紹介を行なうとともに、信頼度に関する検討を行なった次第である。

終わりに、電力保護継電器の静止化にあたり多大のご支援、ご教示をいただいた関係各部門のご協力を心から感謝いたします。

付録 1 PT (PD) からのサージ

(1) PD の等価回路

(2) 電磁誘導

サージ波のため反射を考え最悪の場合 2 倍になると仮定すれば、2 次側移行電圧 e_e は、

$$e_e = 2 \times \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{n_2}{n_1} \right) \times (1 \text{ 次側サージ電圧})$$

$$= 2 \times (\text{変圧比}) \times (1 \text{ 次側サージ電圧}) \dots\dots\dots (\text{付 1})$$

(例) 275 kV 系

1 次サージ電圧 = BIL (Basic Insulation Level)

$$= 1,050 \text{ kV}$$

$$e_e = 2 \times \frac{110}{275,000} \times 1,050,000$$

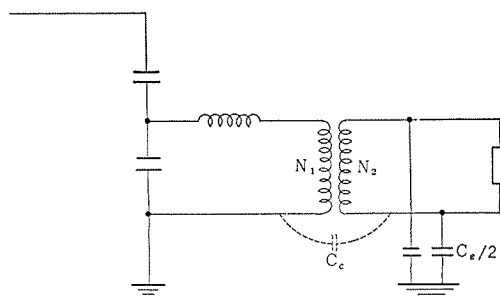
$$\approx 840 \text{ (V)}$$

(3) 静電誘導

$$e_e = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \times \frac{C_c}{C_c + C_e} \times (1 \text{ 次側サージ電圧}) \dots\dots\dots (\text{付 2})$$

(例) 275 kV 系

$\frac{C_1}{C_1 + C_2} \approx \frac{1}{10}$, $C_c \approx 100 \text{ PF}$ C_e を 2 線一括～大地間のケーブル 静電容量として $0.05 \mu\text{F/km}$, ケーブル 亘長 200 m と仮定



付録図 1 PD の等価回路
Equivalent circuit of potential device.

$$e_e = \frac{1}{10} \times \frac{100}{100 + 10,000} \times 1,050,000 \text{ (V)}$$

$$\approx 1,040 \text{ (V)}$$

(4) 吟味

静電誘導の場合式 (付 2) の C_e すなわち、ケーブルを含めた 2 次側対地容量の大きさが重要なファクタとなる。その他、接地抵抗による電圧の上昇などが考えられるが、高圧変電所はメッシュ接地しているため、電位差はほとんど考慮しなくてよい。以上のことより PD からのサージは 2 次側ケーブルを含めて 1,000～2,000 V までといえる。

付録 2 CT からのサージ

(1) 電磁誘導

純抵抗であれば、(2 次電流) × (負担抵抗値) より、100 A, 100 VA (2.5Ω) としても 250 V まで、負担にリアクタンス分があるとき、

$$V = L \frac{di}{dt} Ri$$

を考える必要がある。

実際の継電器では、CT 入力回路に必ず過大入力制限回路を付加している。バリスタ、コンデンサなどのサージ、アブソーバの影響の一例として、 $C = 1 \mu\text{F}$ はいった場合を考えると、アレスタ制限電流より仮定して、1 次側に $1 \times 40 \mu\text{F}$, 20 kA 流れたとすれば、CT 比 1,000/5 の場合、

$$Q = CV = \int i dt = I \cdot t \quad (t = 20 \mu\text{s} \text{ 仮定})$$

$$\therefore V = \frac{I \cdot t}{C} = \frac{20,000 \times 200 \times 20 \times 10^{-6}}{1 \times 10^{-6}}$$

$$= 2,000 \text{ V}$$

以上は相当シビアに考えたもので、並列にバリスタのある場合は、抵抗分で短絡された値に下る。

(2) 静電誘導

一般に CT は 1 次、2 次間に静電しゃへいを行なっているので問題ない。

振動系の共振域通過

平野 一郎*・松倉 欣孝*・木曾又一郎*

Behavior of a Vibrating System Passing-Through the Resonances

Central Research Laboratory Ichirô HIRANO・Yoshitaka MATSUKURA・Mataichirô KISO

When an unbalanced rotating body speeds up past a critical point, the amplitude does not increase infinitely in the neighborhood of the initial peak of vibration in the resonance range even though it is undamped vibration system. It displays such characteristics as if there is attenuation. This phenomenon differs with the speed up and down. What poses a problem most is a case of the maximum amplitude in the rising speed, that is related to the breakdown of machines. In view of the above, calculation was made with an analog computer on the maximum amplitude in the single degree and two degree of freedom vibrating system in the case of the speed rising linearly. Also a vibration phenomenon in the resonance range was compared with a static characteristic curve of a vibrating system having attenuation and apparent damping ratio was studied by a simple indication to obtain a good result.

1. ま え が き

近年、回転機械の高速化にともなう、機械の運転回転数が機械振動系の共振周波数よりも高い事例が数多くみられるようになってきた。機械を起動して、運転回転数に達する間に、回転子回転数が共振周波数と一致すると、機械の振動は大きくなりいわゆる共振の状態を示す。とくに、回転軸の共振周波数と運転回転数とが一致した場合、すなわち軸の危険速度においてはこの現象が著しい。

一般に、系の共振周波数を越えて運転回転数をあげるときには、機械部品間のまさつ、部品材料の内部まさつ、軸受潤滑剤等、元来機械に内在している振動減衰効果の助けをかりて振幅の増大を抑制している。しかし、共振のせん(尖)鋭度(Q)が高いときなどには、機械に元来内在する減衰効果だけでは不足なため、積極的に油ダンパなどを取付け、振動を押えておいて共振周波数を乗り越えることが必要になる。

実際の機械の設計にあたっては、共振時の最大振幅を初期目標値以下に押えるため、通常の強制振動の振幅倍率を示す振動振幅共振特性(以下静特性と記す)から、必要な減衰量の大きさをもとめている。他方、回転数が徐々に上昇しながら共振点を通過するとき、最大振幅は静特性で計算される値よりも小さな値にとどまることが、いわゆる共振域通過の問題として知られている。

したがって、上記の静特性を使ってもとめた減衰比は必要以上に大きな値になり、オーバダンブの状態になって経済上望ましくない。このように、共振域における動的な挙動が振動の最大振幅等、工学上重要な問題であるにもかかわらず、一般には研究内容が特殊化され実用上、適用が困難な状態である。

この報告では、過去の研究について2, 3考察を加え、共振域通過問題に対する基本的な考えを述べるとともに、単一の共振ピークを持つ共振域、2個のきわめて接近した共振ピークを持つ共振域での最大振幅について検討する。また、その結果をみかけの減衰比を定義して、実用上、適用しやすい形にまとめる。

2. 共振域通過問題に対する基本的な考え方

実際の機械で、回転数を上昇、下降させて共振域を通過する場合に考慮すべき項目として、共振域付近で

- (1) 振動系は線形か、非線形か。また振動系の特長はどうか、
 - (2) 回転数の上昇、下降時に回転数は時間とともにどのように変化するか、
 - (3) 最大振幅はどうか、
- が重要であり、その結果が、工学上最大の関心事である。

この種の問題に関し、1932年、Lewis⁽¹⁾は静止状態から一定の割合で、回転数が上昇する1自由度振動系の共振域通過の問題を提起した。さらに減衰のある場合、ない場合について、最大振幅を与える振動振幅の包絡線を解析した。また包絡線を示す計算式は、 $\int \exp x \cdot \cos \alpha_1 x + \cos(\alpha_2 x^2 + \alpha_3) dx$ の形の積分を含むため簡単に計算ができないこと、減衰のない場合にかぎってフレネル積分を導入してよい結果をあげうることを指摘した。

Doring⁽²⁾ Fernlund⁽³⁾等は、Lewisの指摘にもとづいてフレネル積分を用い、1自由度振動系で一定の割合で加速・減速するときの振動挙動をあらかじめ示した。その後、Baker⁽⁴⁾は機械的解析器を、谷口⁽⁵⁾はアナログ計算機を、Macchia⁽⁶⁾、Gluse⁽⁷⁾はデジタル計算機を用いて減衰のある場合について計算を実施している。

最初に質量ばね系で代表される1自由度線形系についての解析から出発した問題も、その後、軸の危険速度と結びつける目的で、Dimentberg⁽⁸⁾、Macchia⁽⁶⁾、谷口⁽⁵⁾⁽⁹⁾、Bodger⁽¹⁰⁾は弾性軸を対象とした。とくに谷口等は軸のジャイロ効果を考慮に含めたので、超高速回転軸に対してもその結果が適用できるようになった。また、川井⁽¹¹⁾等は非線形振動系に問題を拡張した。

実際の機械の場合、駆動系の特性によっては、駆動系からのエネルギーのうちほとんどの部分が振動系にはいり、回転子の回転エネルギーにならないため、共振周波数を乗り越えることができなかったり、振幅および回転数の跳躍現象をおこしたりする。これは駆動力が有限であるためで、Baker⁽⁴⁾等がこれを指摘し、その後Kononenko、Pust⁽¹²⁾、川井⁽¹¹⁾等が研究を行ない興味ある結果を得た。また、共振域通過時の最大振幅については、1自由度線形形で減衰のない場合に対しMacchia⁽⁶⁾、Fearn⁽¹³⁾が、減衰のある場合に対しては、山田⁽¹⁴⁾、Gluse⁽⁷⁾がそれぞれよい結果を得ている。

従来の研究では、ほとんどが1自由度振動系を対象とし、2自由度系を検討したDimentberg⁽⁸⁾、Macchia⁽⁶⁾、谷口⁽⁵⁾⁽⁹⁾の場合は、

対象がたわみ軸であるため、みかけ上は2自由度系であっても、実際には共振ピークは1個しかなく、したがって1自由度系と考えてよいものであった。また Gluse⁽⁷⁾は、2自由度系について考慮したものの特殊な場合であって、一般的な2自由度系ということはできない。

工学上、機械を運転する場合、共振周波数は何個もあり、本来、機械は n 自由度系と考える必要がある。しかし、共振周波数が互いに離れていて回転数が上昇、下降してゆくときに、1個の共振周波数から隣接する共振周波数に達する時間が十分に長く、先の共振域通過振動挙動が次の共振域の振動挙動に影響を及ぼさないときは、元の振動系が何自由度系であっても、おのおのの共振周波数のみに着目して、1自由度振動系と考えてさしつかえない。この観点にたてば2個または3個の共振周波数が接近し、共振域での振動挙動が互いに干渉しあうときだけ、系を2自由度または3自由度と考えることができる。

回転数が上昇、下降する場合の共振域での共振挙動は若干異なるが、実際の機械の運転にあたり、回転数下降時は速い自由下降または制動をかけることが多く、振動が成長するのに必要なエネルギーが補給されず、あまり問題はない。一方、工学上、駆動系は元来パワーをとるために設計され、振動系の共振で消費されるエネルギーは、駆動系が持つ全エネルギーにくらべはるかに小さいことが多いので、以下では駆動系の大きさが無限大と考えられる場合に限定して検討する。

また、ロータの回転軸まわりの慣性モーメント(GD^2)と駆動トルクとで決まる回転数上昇率は、一般にトルクが一定の場合指数関数になるが、通常の電動機では、トルクの大きさは回転数によって左右されるため、回転数の上昇の形は指数関数よりも複雑になる。しかし、共振域近辺においては経験上、ほとんど直線的に上昇すると考えてさしつかえない。

以上の意味で、

- (1) 線形振動系で共振ピークが単独に存在する (1自由度振動系)
- (2) 線形振動系で2個の隣接した共振ピークが存在する (2自由度振動系)
- (3) 回転数は一定の割合で上昇する場合について、とくに(1)に対しては減衰の存在するときと存在しないとき、(2)に対しては減衰の存在しないときを検討する。

3. 単独の共振ピーク共振域通過 (1自由度振動系)

1個の共振ピークが単独に存在する振動系を、1自由度振動系と考えて検討する。

3.1 運転方程式とその解

振動系のモデルとして、図3.1の線形1自由度振動系を考える。ダンパの減衰力が速度に比例するとき、表3.1の記号を使用して運動方程式を導びき、式(3.1)をうる。

$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + k_x x = -mr \frac{d^2 \theta}{dt^2} \quad (3.1)$$

$$u = \sin \theta \quad (3.2)$$

ここで、 θ は円板の回転角で、回転数が時間に対し一定の割合で変化する場合には、 λ を定数として次式をうる。

$$\frac{d\theta}{dt} = 2\lambda t + \omega_0, \quad \theta = \lambda t^2 + \omega_0 t + \theta_1 \quad (3.3)$$

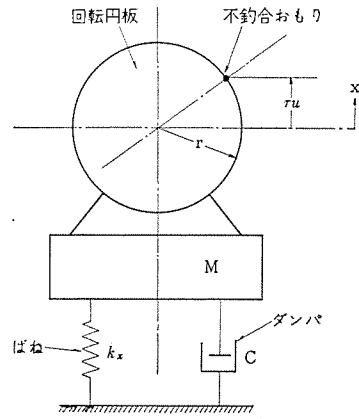


図 3.1 1自由度振動系のモデル
Single-degree-of-freedom vibratory system with viscous damping and eccentric rotor.

表 3.1 記号対照表
List of symbols.

c	ダンパの減衰定数
f_0	交番加振力の大きさ
I	モータ等可動部の慣性モーメント
k_x, k_{φ}	x 方向、 φ_a 方向のばね定数
$k_{x\varphi}$	2自由度の場合の連成ばね定数
M	モータ等可動部の質量
m	不釣り合いの質量
m_0	交番加振モーメントの大きさ
r	不釣り合いの取付半径
t	時間
x	モータ等可動部重心の垂直方向変位
γ	無次元化加振周波数、 $(=2\lambda t/\omega_x)$
$\gamma_{x\varphi}$	x 方向、 φ_a 方向の共振周波数比、 $(=\omega_{\varphi}/\omega_x)$
ξ	振動系に元来内在する減衰の減衰比
$\xi_{\varphi e}, \xi_{\varphi a}$	x 方向、 φ_a 方向のみかけの減衰比
θ	回転円板の回転角
λ	回転数の上昇下降の比例定数
μ	連成係数、 $(=k_{x\varphi}/\sqrt{k_x k_{\varphi}})$
ν	ばね定数比、 $(=a\sqrt{k_x/k_{\varphi}})$
$\xi, \xi_{\max}$	無次元化変位とその最大値、 $(=Mx/mr)$
ρ	加速の割合、 $(=\omega_x/\sqrt{2\pi\lambda})$
τ	無次元化時間、 $(=\omega_x t)$
$\varphi, \varphi_{\max}$	無次元化角変位とその最大値、 $(=I\varphi_a/mar)$
φ_a	モータ等可動部重心の傾き角
$\omega_x, \omega_{\varphi}$	x 方向、 φ_a 方向の共振角周波数

ここで、初期回転角速度を ω_0 、初期位相角を θ_1 であらわした。とくに、 $\omega_0=0$ 、 $\lambda>0$ 、すなわち静止状態から回転数が上昇してゆくときは、

$$\frac{d^2 u}{dt^2} = 2\lambda \cos(\lambda t^2 + \theta_1) - (2\lambda t)^2 \sin(\lambda t^2 + \theta_1) \quad (3.4)$$

をうる。第1項は円板の接線方向の加速度成分、第2項は遠心力成分である。一般に $2\lambda \gg (2\lambda t)^2$ であるから、以下

$$\frac{d^2 u}{dt^2} = - (2\lambda t)^2 \sin(\lambda t^2 + \theta_1) \quad (3.5)$$

と仮定する。式(3.1)~(3.5)で

$$\left. \begin{aligned} \omega_x &= \sqrt{\frac{k_x}{M}}, \quad \xi = \frac{c}{2\sqrt{Mk_x}}, \quad \xi = \frac{M}{m} \cdot \frac{x}{r}, \\ \tau &= \omega_x t, \quad \rho = \frac{\omega_x}{\sqrt{2\pi\lambda}} \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

とおく。 ξ は共振の鋭さを示す減衰比、 ρ は加速の割合をあらわすパラメータで、加速がおそい場合 ρ は大きく、共振域を通過する時間が長くなることになる。いずれも共振域の挙動に大きな影響を与える重要なパラメータである。式(3.6)を用い、式(3.5)等の条件のもとに式(3.1)を無次元化して、

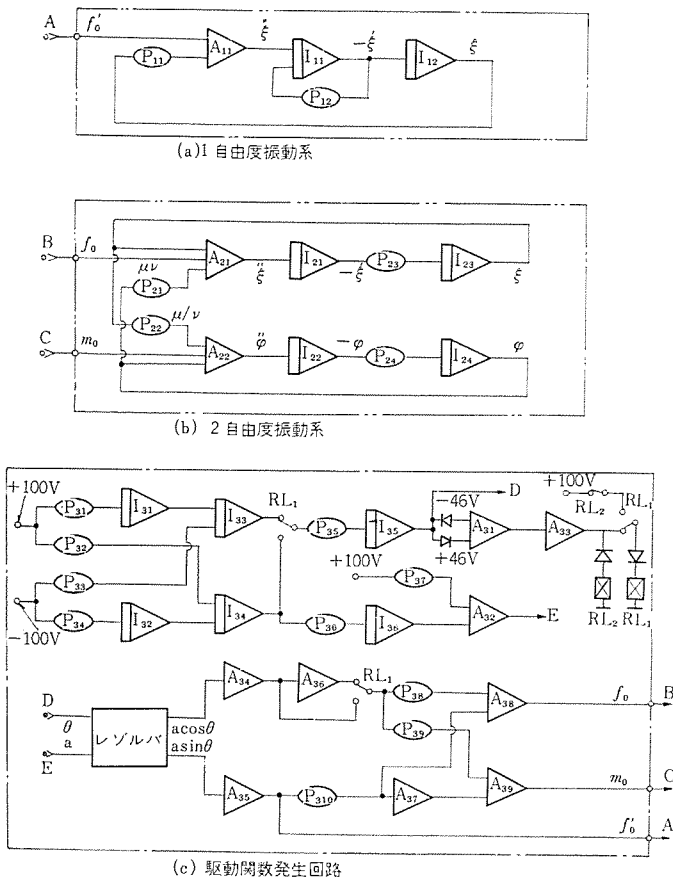


図 3.2 アナログ計算機演算回路
Computer circuit.

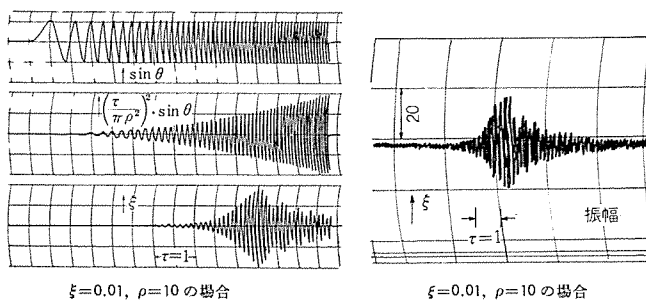


図 3.3 (a) 計算結果の一例 (a) An example of computer solutions.
図 3.3 (b) 実験結果の一例 (b) An example of experimental results.

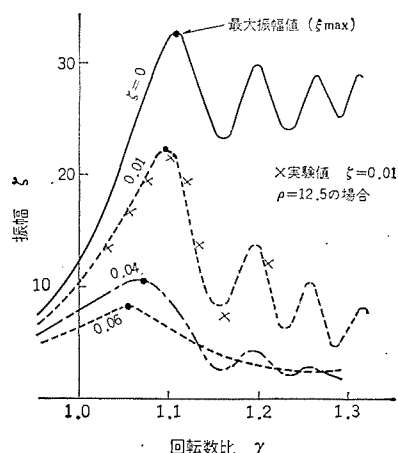


図 3.4 振動振幅の包絡線 (一例)
An example of resonance envelopes.

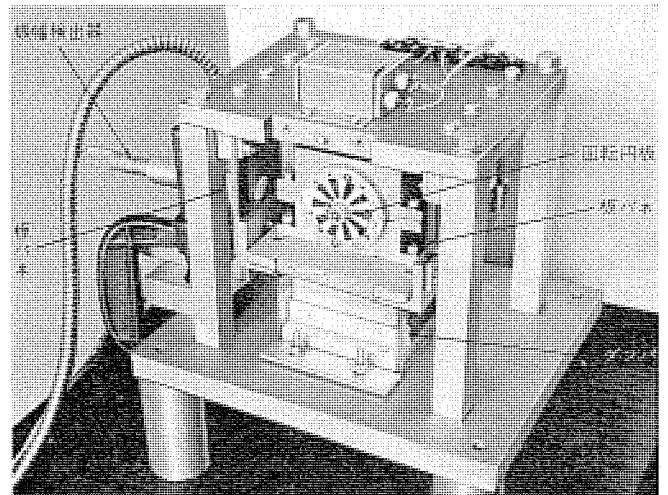


図 3.5 実験装置
Experimental set up for vibratory system.

$$\frac{d^2\xi}{d\tau^2} + 2\zeta \frac{d\xi}{d\tau} + \xi = \left(\frac{\tau}{\pi\rho^2}\right)^2 \sin\left(\frac{\tau^2}{2\pi\rho^2} + \theta_1\right) \dots\dots\dots (3.7)$$

をうる。式 (3.7) をアナログ計算機 (三菱電機製, MELCOM EA-7305 型) を用いて解いた。

アナログ計算機回路を図 3.2 に示す。二点鎖線わく内は式 (3.7) 左辺振動系の模擬回路である。一点鎖線わく内は右辺の関数を作る回路で、レゾルバ (正弦、余弦関数発生器) リミッタ、リレーを使用した。リレーの接触時間等のため、再現性が悪くなることがあるので注意を要するが、この計算では再現性はよく、誤差は時間軸で $\pm 0.5\%$ 以下であった。計算のパラメータとして $\zeta=0, 0.01, 0.02, 0.04, 0.06, 0.1, \rho=5$ ($\zeta=0, 0.01$ のみ) $7.5, 10, 12.5, 15$ のおのおのについて演算を行なった。なお、この演算での総合精度は $\pm 2.5\%$ 以下である。

$\zeta=0.01, \rho=10$ の演算例を図 3.3 (a) に示す。回転数が増加するにしたがって振幅が大きくなり、その包絡線は静的な共振周波数を少し越えたところで最大になり、その後波うち現象を示す。これが共振域通過時の典型的な振動挙動である。図 3.4 に $\rho=12.5$ の条件で減衰比 ζ をパラメータとして振動振幅の包絡線の変化を図示した。静的な共振周波数と振幅が最大になる回転数とのずれは、 ρ が小さい、すなわち加速の早いほど、また ζ が小さいほど大きくなる。また最大振幅は ρ が大きいほど、 ζ が小さいほど大きい。包絡線の波うち同期は ρ が大きいほど短かく、 ζ にはほとんど無関係である。包絡線の波うちは ζ が大きいほど早く減衰し、 $\rho=12.5$ の場合は $\zeta=0.06$ で、ほとんど波うち現象が観察できなかった。

3.2 強制力の近似による誤差の検討

前節のアナログ計算機の演算にあたって加振力として、式 (3.4) の第 1 項を無視して式 (3.5) で近似した。これによって生ずる誤差を検討するため、図 3.5 に示す簡単な実験装置を製作し、実験を行なった。すなわち、回転円板をとりつけたモータを 4 枚の板ばねで上部固定わくからつるし、板ばねの幅、厚さ等を調整し、系が板ばねの曲げ方向のみに運動するように注意して 1 自由度振動系を実現した。回転数を直線的に上昇させるために、パワーアンプとサーボモータとを組合わせて使用した。また、系に減衰を与えるため、モータ下部に平行板形液体減衰器をとりつけ、2,000 c/s のシリコン油を用い、減衰比 $\zeta=0.01\sim 0.06$ を実現した。

実験は、 $\rho=10, 12.5, 15, \zeta=0.01, 0.02, 0.06$ について行なったが、図 3.3 (b) にその例を示す。図 3.3 (a) のアナログ計算機の演算結果とよく一致している。また、図 3.4 に $\rho=12.5$ の場合の値を

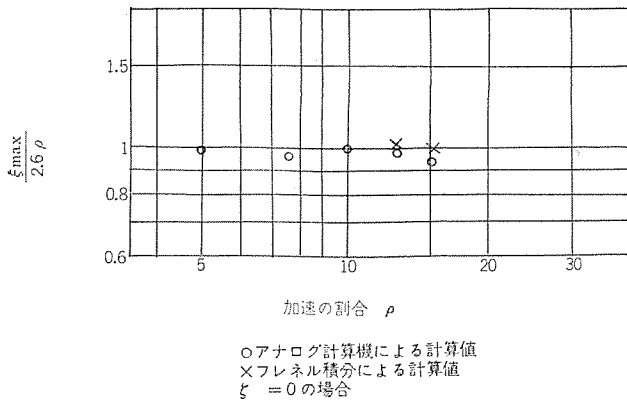


図 3.6 (a) $\xi_{\max}$ と ρ との関係
Maximum dimensionless amplitude as a function of ρ .

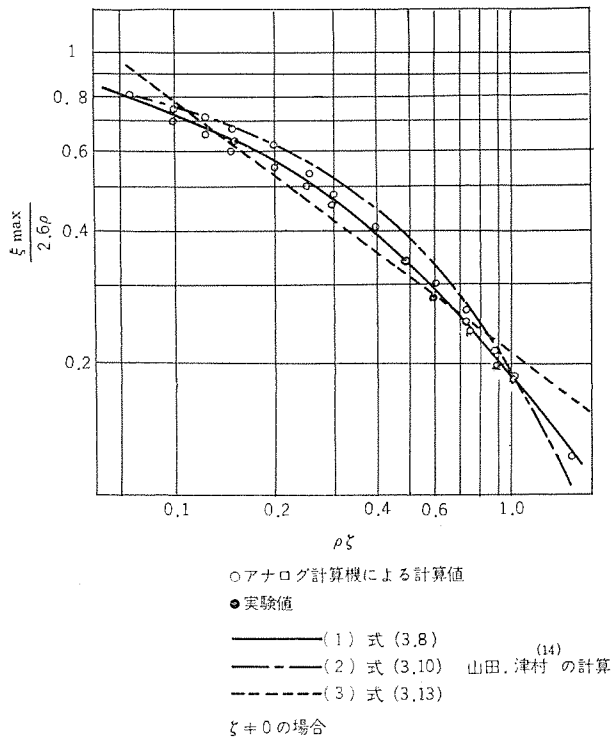


図 3.6 (b) $\xi_{\max}$ と $\rho\zeta$ との関係
Maximum dimensionless amplitude as a function of $\rho\zeta$.

×で記入したが、アナログ計算機演算結果とほぼ一致しているとみなされる。

以上から、式(3.4)で円板の接線方向の加速度成分を無視しても、ほとんど結果に影響を及ぼさないことがわかった。

3.3 最大振幅とみかけの減衰比

実際の機器の設計・運転で最も問題になるのは、最大振幅である。図3.3(a)、図3.4などから最大振幅値を読みとって、図3.6(a)(b)に0でプロットした。図3.6(b)の場合、縦軸に $\xi_{\max}/2.6\rho$ をとり、横軸に $\rho\zeta$ をとると、アナログ計算機による演算結果は1本の曲線上にのることがわかった。また $\zeta=0$ の場合にも $\xi_{\max}/2.6\rho=1$ が成立した。以上のことからアナログ計算機でえた結果を整理して、 $\xi_{\max}$ と $\rho\zeta$ との間に次の関係があることがわかった。

$$\xi_{\max} = 2.6\rho \exp[-1.58\{(\rho\zeta)^{0.528}(\rho\zeta)^{-0.219} + 0.07\}] \quad (3.8)$$

これを図3.6(b)に実線(1)で示す。図3.6(b)に前節の実験値の最大振幅を・で、また減衰のない場合について図3.6(a)にフレネル積分を用いて計算した結果を×で記入した。いずれも式

(3.8)によく一致する。

式(3.8)で減衰のない場合($\zeta=0$)には、

$$\xi_{\max} = 2.6\rho \quad (3.9)$$

をうる。他方、 $\zeta=0$ の最大振幅を Macchia⁽⁶⁾, Gluse⁽⁷⁾, Fearn⁽¹³⁾, 山田⁽¹⁴⁾が計算しているが、この結果を式(3.9)の形にまとめると、 $\xi_{\max}=2.66\rho, 2.52\rho, 2.61\rho, 2.67\rho$ となり、式(3.9)によく一致した。減衰のある場合には山田⁽¹⁴⁾が

$$\xi_{\max} = 2.67\rho \exp[-1.45\rho^{0.758}\zeta^{0.7}] \quad (3.10)$$

をえている。式(3.9)と式(3.10)とに若干差がある。式(3.10)の結果を図3.6(b)に一点鎖線(2)で記入した。実験値は曲線(2)よりも曲線(1)に近い。

式(3.8)はアナログ計算機演算値よりもとめた式であるが、両者の平均差は±0.3%以下であった。また式(3.8)と実験値との平均誤差は±2%以下、式(3.8)と式(3.10)との差は約±8%以下であった。

静特性から得られる最大振幅値 $\xi_{S\max}$ と減衰比 ζ との間に

$$\xi_{S\max} = \frac{1}{2\zeta}$$

の関係がある。同様に式(3.8)の $\xi_{\max}$ に対しても等価な減衰比 ζ_{eq} を定義すると

$$\zeta_{\text{eq}} = \frac{1}{2\xi_{\max}} = \frac{\exp[1.58\{(\rho\zeta)^{0.528}(\rho\zeta)^{-0.219} + 0.07\}]}{2.6\rho} \quad (3.11)$$

がえられる。式(3.11)は実在の減衰比 ζ が、加速の影響で大きくなったみかけの減衰比を与える式である。実際の減衰比とみかけの減衰比との比は

$$\frac{\zeta_{\text{eq}}}{\zeta} = \frac{\exp[1.58\{(\rho\zeta)^{0.528}(\rho\zeta)^{-0.219} + 0.07\}]}{5.2(\rho\zeta)} \quad (3.12)$$

となる。ここで ζ_{eq}/ζ が加速の割合(ρ)と減衰比(ζ)との積($\rho\zeta$)の関数になっているのは興味深い。

モータ、発電機等、実際の回転機械で実在の減衰比を精度よく知るのが困難なことがある。このような場合に対し、アナログ計算結果を最小自乗法によって直線近似して、

$$\xi_{\max} = \frac{\rho^{0.4}\zeta^{-0.6}}{2}, \quad \frac{\zeta_{\text{eq}}}{\zeta} = (\rho\zeta)^{0.4} \quad (3.13)$$

をうる。式(3.13)を図3.6(b)に直線(3)で示す。式(3.8)(3.12)と式(3.13)との差は±13%以下である。なお、式(3.8)~(3.13)は $5 \leq \rho < 15$, $\zeta \leq 0.1$, $\rho\zeta \leq 1.5$ においてのみ適用可能である。

4. 隣接する2個の共振ピーク共振域通過(2自由度振動系)

前章では、共振周波数が単独に存在する場合を1自由度振動系として扱って検討し、その結果を明らかにした。次に2個の共振ピークが隣接して存在し、お互いの共振域での振動挙動が干渉しあう場合に系を2自由度振動系として考える。ただし、この場合2個の共振周波数は接近しているものとする。

4.1 運動方程式とその解

振動系のモデルとして、図4.1の線形2自由度振動系を考える。ただし、ここでは減衰はないものとした。表3.1と図4.1の記号を使用し、運動方程式を導びき式(4.1)に示す。

$$\left. \begin{aligned} M \frac{d^2 x}{dt^2} + k_{xx}x + k_{x\phi}\phi &= f_0 \\ I \frac{d^2 \phi}{dt^2} + k_{\phi\phi}\phi + k_{\phi x}x &= m_0 \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし, } k_x &= k_a + k_b, \quad k_{xp} = ak_a - bk_b \\ k_p &= a^2k_a + b^2k_b \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.2)$$

式 (4.1) は、図 4.1 の振動系の運動方程式であるが、通常のあらゆる 2 自由度振動系に対しても成立する。

f_0, m_0 は、不釣合による加振力および加振モーメントで、前章と同様に円板の接線方向の加速度成分を無視すると

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= mr\omega^2 \{ \cos \lambda t^2 + \cos (\lambda t^2 + \theta_0) \} \\ m_0 &= mr\omega^2 \{ \cos \lambda t^2 + \cos (\lambda t^2 + \theta_0) \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.3)$$

であらわすことができる。ここで ω は瞬間の角周波数で $\omega = 2\lambda t$, θ_0 は 2 個の不釣合おりの位相角である。式 (4.1)~(4.3) で 3 章と同様に

$$\left. \begin{aligned} \xi &= \frac{M}{m} \cdot \frac{x}{r}, \quad \varphi = \frac{I\varphi_a}{mar}, \quad \omega_x^2 = \frac{k_x}{M}, \quad \omega_p^2 = \frac{k_p}{M} \\ \tau &= \omega_x t, \quad \mu = \frac{k_{xp}}{\sqrt{k_x k_p}}, \quad \nu = a \sqrt{\frac{k_x}{k_p}}, \quad \gamma_{xp} = \frac{\omega_p}{\omega_x} \\ \rho &= \frac{\omega_x}{\sqrt{2\pi\lambda}}, \quad \gamma = \frac{\omega}{\omega_x} = \frac{2\lambda t}{\omega_x} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.4)$$

において無次元化する。式 (4.4) で、連成係数 μ , ばね剛性比 ν , 共振周波数比 γ_{xp} は、系の特長をあらわす重要なファクタで、加速の割合 ρ とともに共振域での振動挙動、ひいては最大振幅に大きな影響をおよぼすパラメータである。

式 (4.1) (4.3) に (4.4) を代入して、

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2\xi}{d\tau^2} + \xi + \mu\nu\gamma_{xp}^2\rho &= \left(\frac{\tau}{\pi\rho^2} \right)^2 \left\{ \cos\left(\frac{\tau^2}{2\pi\rho^2} \right) + \cos\left(\frac{\tau^2}{2\pi\rho^2} + \theta_0 \right) \right\} \\ \frac{d^2\varphi}{d\tau^2} + \gamma_{xp}^2\rho + \frac{\mu}{\nu}\xi &= \left(\frac{\tau}{\pi\rho^2} \right)^2 \left\{ \cos\left(\frac{\tau^2}{2\pi\rho^2} \right) + \cos\left(\frac{\tau^2}{2\pi\rho^2} + \theta_0 \right) \right\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.5)$$

をうる。式 (4.5) は 2 自由度振動系の無次元化運動方程式で、以下式 (4.5) について検討する。

式 (4.5) で、2 個の共振周波数が接近しているための条件のもとに、 μ, γ_{xp}, ν の範囲を決定する。式 (4.5) の特性方程式は

$$\left. \begin{aligned} \gamma^4 - (1 + \gamma_{xp}^2)\gamma^2 + \gamma_{xp}^2(1 - \rho^2) &= 0 \\ \text{または} \\ \mu^2 &= \frac{1}{\gamma_{xp}^2} \left(\gamma^2 - \frac{1 + \gamma_{xp}^2}{2} \right)^2 - \frac{1}{\gamma_{xp}^2} \frac{(1 - \gamma_{xp}^2)^2}{4} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.6)$$

となり、 μ^2 は γ^2 の 2 次関数になっていることがわかる。そこで μ^2, γ_{xp}^2 と共振周波数 γ^2 との関係を図 4.2 にプロットした。たとえば、 $\gamma_{xp}^2 = 2$ の場合 $\mu = 0$ であると共振周波数は 1 および 2 になる。 μ^2 が大きくなると二つの共振周波数は互いにはなれてゆく。したがって、 μ^2 が小さいほど両共振周波数が接近する。一方 $\gamma_{xp}^2 = 1, \mu^2 = 0$ のとき二つの共振周波数が重なり、最も近いことになる。 γ_{xp}^2 が 1 より大きくても小さくても共振周波数は互いにはなれてゆく。以上のことから共振周波数が接近している条件は、 $\mu^2 \approx 0, \gamma_{xp}^2 \approx 1$ が成立することである。

式 (4.5) を、第 3 章と同様にアナログ計算機を用いて解いた。ここで、 $\mu^2 = 0.1, \nu = 1, \gamma_{xp}^2 = 1.1$ を基準にとり、 $0.01 \leq \mu^2 \leq 0.2, 0.5 \leq \nu \leq 3, 1 \leq \gamma_{xp}^2 \leq 2, 5 \leq \rho \leq 15$ の間で変化させて計算を行なった。ただし、不釣合の位相角 $\theta_0 = \pi/2$ で一定にした。図 3.2 に計算回路を示す。演算の結果、振動系への強制力の周波数の増加とともに振動振幅は増大し、静的な共振周波数よりやや高い周波数で最大振幅に達することなど、前章の傾向とほぼ同様であった。ここでアナログ計算機の誤差は $\pm 0.5\%$ 以下である。

4.2 最大振幅とみかけの減衰比

パラメータ $\mu, \nu, \gamma_{xp}, \rho$ を変化させた場合の最大振動振幅 $\xi_{\max}, \varphi_{\max}$

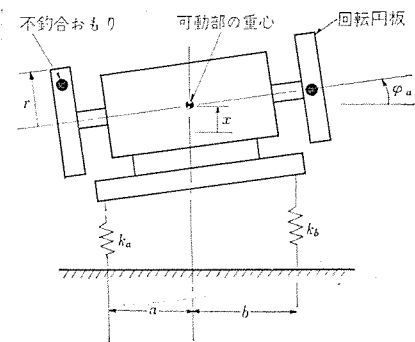


図 4.1 2 自由度振動系の模型
Two-degree-of-freedom vibratory system with eccentric rotors.

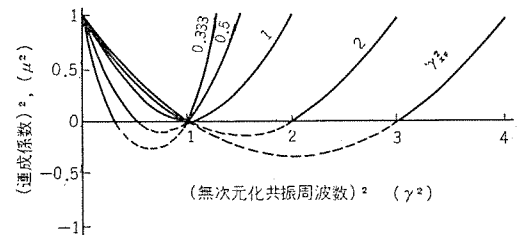


図 4.2 共振周波数と μ^2, γ_{xp}^2 との関係
Relation between resonant frequency, μ^2 and γ_{xp}^2 .

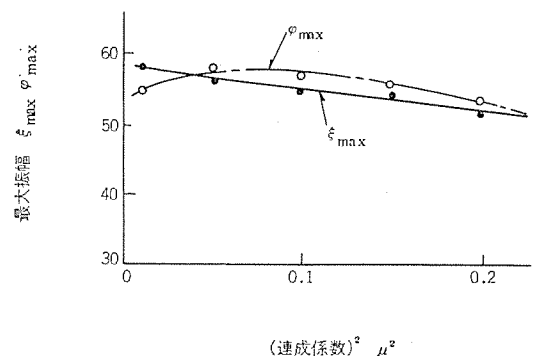


図 4.3 最大振幅と連成係数
Maximum dimensionless amplitude as a function of μ^2 .

を 3 章と同様に演算結果から読みとり図 4.3~4.6 にプロットした。 $\xi_{\max}, \varphi_{\max}$ は μ^2, γ_{xp}^2 の変化に対し、ほとんど変化しないのにくらべ、 ν, ρ の影響を大きくうける。以上のことをもとに $\xi_{\max}, \varphi_{\max}$ の値を $\mu^2, \nu, \gamma_{xp}^2, \rho$ の関数としてあらわし、次式をえた。

$$\left. \begin{aligned} \xi_{\max} &= 2.7\rho(\nu + 0.7) - 12(\gamma_{xp}^2 - 1.7)^2 - 30\mu^2 + 5 \\ \varphi_{\max} &= 2.7\rho \left(1 + \frac{0.7}{\nu} \right) + 10(\gamma_{xp}^2 - 1.1)^2 - 400(\mu^2 - 0.1)^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.7)$$

式 (4.7) をアナログ計算機演算値と対応させるため、各パラメータに対し図 4.3~4.6 に実線および一点鎖線で記入した。式 (4.7) はアナログ計算機演算結果よりえたが、両者の平均差は $\xi_{\max}, \varphi_{\max}$ ともに $\pm 2.5\%$ 以内で、ほぼ一致しているといえる。

式 (4.5) で右辺強制力の大きさが 1 の場合の ξ, φ の静特性曲線は、強制力の周波数を γ (無次元) として

$$\left. \begin{aligned} \xi &= \frac{(\gamma^2 - \gamma_{xp}^2)\gamma^2}{D} + \frac{\mu\nu\gamma_{xp}^2\gamma^2}{D} \\ \varphi &= \frac{(\gamma^2 - 1)\gamma^2}{D} + \frac{\mu\gamma_{xp}^2\gamma^2}{\nu D} \\ D &= \gamma^4 - (1 + \gamma_{xp}^2)\gamma^2 + \gamma_{xp}^2(1 - \mu^2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.8)$$

であらわすことができる。ここで、強制力の周波数が 2 個の共振周波数より十分に高いときの振動倍率 $\xi_{\infty}, \varphi_{\infty}$ (γ が無限大) の場合に

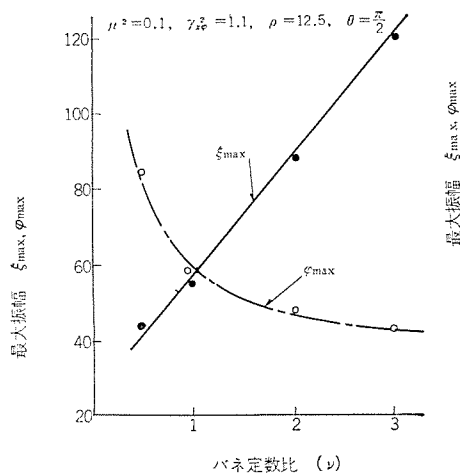


図 4.4 最大振幅とばね定数比
Maximum dimensionless amplitude
as a function of ν .

は 1 になる。この性質は系の減衰の有無にかかわらず変わらない。 $\xi_\infty, \varphi_\infty$ と、減衰のある場合の無次元化共振周波数 γ_1, γ_2 における振幅 $\xi_1, \xi_2, \varphi_1, \varphi_2$ との比をみかけ上の尖鋭度 Q で、またこれに対するみかけの減衰比 ζ_e を次式で定義する。

$$\left. \begin{aligned} Q_{\xi 1} &= \frac{1}{2\zeta_{\xi 1}} = \frac{\xi_1}{\xi_\infty}, & Q_{\xi 2} &= \frac{1}{2\zeta_{\xi 2}} = \frac{\xi_2}{\xi_\infty} \\ Q_{\varphi 1} &= \frac{1}{2\zeta_{\varphi 1}} = \frac{\varphi_1}{\varphi_\infty}, & Q_{\varphi 2} &= \frac{1}{2\zeta_{\varphi 2}} = \frac{\varphi_2}{\varphi_\infty} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.9)$$

同様の考え方を共振域通過の場合にも適用する。ただし式 (4.5) には減衰を含まないため、第 1 の共振 (γ_1) で大きくなった振幅 ξ_1, φ_1 はその後減衰せず、第 2 の共振 (γ_2) でさらに大きい振幅 ξ_2, φ_2 になる。このため最大振幅のみに着目するかわり、 γ_1, γ_2 それぞれに対する Q をもとめる必要はなく、振幅の大きい γ_2 に対する Q のみを考えればよい。したがって、共振域通過におけるみかけの減衰比 $\zeta_{\xi e}, \zeta_{\varphi e}$ は式 (4.7) (4.9) より

$$\left. \begin{aligned} \zeta_{\xi e} &= \frac{1}{2\xi_{\max}} = \frac{0.5}{2.7\rho(\nu+0.7) - 12(\gamma_{x\varphi}^2 - 1.7)^2 - 30\mu^2 + 5} \\ \zeta_{\varphi e} &= \frac{1}{2\varphi_{\max}} = \frac{0.5}{2.7\rho(1+0.7/\nu) + 10(\gamma_{x\varphi}^2 - 1.1)^2 - 400(\mu^2 - 0.1)^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.10)$$

をうる。式 (4.10) で定義した $\zeta_{\xi e}, \zeta_{\varphi e}$ のために減衰のない 2 自由度振動系は加速の影響によって、あたかも減衰があるかのような挙動を示しこれがみかけの減衰比になる。

5. む す び

機械振動系の共振域通過時の振動挙動について、現在まで一般にとりあげられている問題点の概略を述べるとともに、工学上最も重要な最大振幅を加振周波数が一定の割合で上昇するものとして、アナログ計算機で計算した。その結果、

(a) 共振ピークが単独に存在する場合 (1 自由度振動系で模擬) で減衰があるときとないとき、

(b) 2 個の共振ピークが隣接して存在する場合 (2 自由度振動系で模擬) で減衰がないとき、

に分けて検討し有意義な結果を得ることができた。ここでは、

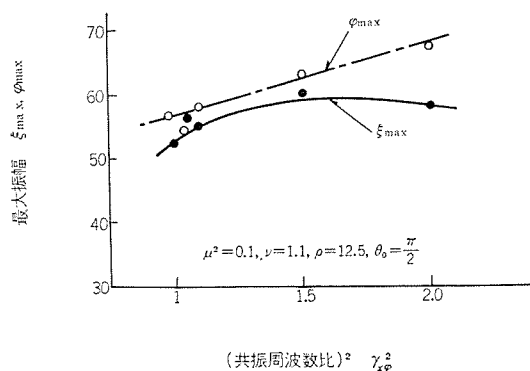


図 4.5 最大振幅と共振周波数比
Maximum dimensionless amplitude
as a function of $\gamma_{x\varphi}^2$.

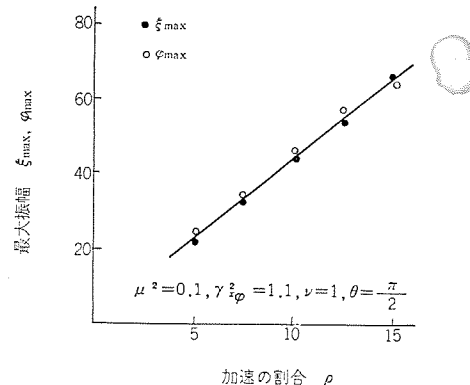


図 4.6 最大振幅と加速の割合
Maximum dimensionless amplitude
as a function of ρ .

(a)(b)の問題を別々にとりあげたが、本来 (a) は (b) の特別なケースであり、この点についてはすでに報告した⁽¹⁵⁾。

さらに、静特性の最大振幅を計算するうえで、重要なパラメータになっている減衰比 (ζ) の考えをかりて、減衰がない場合でも加速等の影響によって生ずるみかけの減衰比を定義し、これを式 (3.11) (4.10) 等で表示した。この結果、静特性の最大振幅を減衰比 (ζ) で推定するという考え方が、みかけの減衰比 (ζ_e) をもちこむことによって、共振域通過時の最大振幅値推定にまで拡張できるようになった。この考え方、および式 (3.11) (4.10) 等は、実際の機械の設計・試験・運転に対し有益な示唆を与えると考える。

(昭 43-7-18 受付)

参 考 文 献

- (1) F. M. Lewis : Trans. ASME, 54, 253, (1932)
- (2) A. Doring : Trans. ASME, Ser. E 26, 217, (1959)
- (3) I. Fernlund : Trans. of Chalmers University of Technology Gothenburg, Sweeden, Nr. 277, (1963)
- (4) J. G. Baker : Trans. ASME, 61, A-145, (1939)
- (5) 谷口, 坂田, 竹之内 : 理化学研究所報告, 40, 37, (昭 36)
- (6) D. Macchia : ASME Paper, No. 63-WA-9, (1963)
- (7) M. R. Gluse : Naval Engers, Jour. 79, 135, (1967)
- (8) F. M. Dimentberg : Flexural Vibrations of Rotating shafts, (1961) Butterworths.
- (9) 谷口, 坂田, 矢沢 : 機械学会前刷集, 145, 61, (昭 40)
- (10) W. K. Bodger : ASME Paper, No. 67-Vibr-17, (1967)
- (11) 川井, 村田, 岩壺, 神吉 : 機械学会関西支部前刷集, 43, 43, (昭 43)
- (12) たとえば, L. Pust : International Union of Theoretical and applied mechanics symposium on nonlinear Vibration, (1961)
- (13) R. L. Fearn, K. Millsaps : Jour. of Royal Aeronautical Society, 71, 567, (1967)
- (14) 山田, 津村 : 機械学会論文集, 17, 114, (昭 26)
- (15) 平野, 松倉, 木曾 : 機械学会関西支部前刷集, 220, 73, (昭 43)

貨車偏重量測定装置

石井 明*・平山 博英*

Unbalance Weight Measuring Devices of Freight Cars

Kôbe Works Akira ISHII・Hirohide HIRAYAMA

As one of counter-measures to reinforce the traffic capacity of J. N. R. speeding up the freight trains is now under consideration. One of big problems in materializing the plan is how to prevent the derailment of two axle freight wagons accounting for an overwhelming number of existing cars. For this purpose an unbalanced weight meter has been developed to avoid the trouble. The device is for measuring each wheel weight of two axle car through a lift method and for calculating a correct wheel weight by removing such effects as the friction of leaf springs and initial deviation of rolling stock. A good number of the devices are now set up in repair shops of freight cars of J. N. R. and used for final checking devices of safety in running by the control of wheel weight.

1. ま え が き

国鉄における輸送力増強策の一環として、貨物列車の高速化が採り上げられている。貨物列車を高速化する場合の大きな問題点の一つは、車両数において圧倒的多数を占める2軸貨車の脱線防止である。

元来、2軸貨車は、四つの車輪がレールの上に均等に重量を伝える。すなわち、4輪の輪重が等しいことが望ましいが、実情は必ずしも均等であるとはいえない。輪重の不均衡の原因としては、積荷のかたよりがまず考えられるが、積荷のない空車時においても、車体のねじれにより、4輪のうち1輪が浮上がり気味になり、その結果輪重の不均衡を生じる。このような輪重の不均衡が過度になれば、走行中に1輪が浮上がって脱線に至ることが予想される。過去の脱線事故の一部は、このようにして起こったと考えられる。国鉄では、貨物列車の走行安定性を向上するため、2軸貨車の輪重配分をチェックすることにし、その第一段階として「輪重測定」というテーマが採り上げられた。

2軸貨車の4輪の輪重を測定する方法として、まず「静的測定法」が考えられる。これは各車輪の下にはかりをおいて、おのおののばかりの目盛を読み取る方法である。この方法は原理的に最も簡単であるが、各車輪と車体との間にはいったにない(担)ばねの特性が直線的でなく、ヒステリシスを示すために測定値が一義的に定まらない。

図1.1(a)に示すように、にないばねの荷重-たわみ特性が直線の場合には、一定のたわみ δ_1 に対する荷重 P_1 が一義的に定まる。ところが図1.1(b)のように、ばね特性にヒステリシスがある場合には、たわみ δ_1 に対する荷重は P_{11} と P_{12} との間の任意の値が可能になる。そこで考えられたのが「動的測定法」である。これは図1.1(b)のようなヒステリシスカーブを求め、 P_{11} と P_{12} との平均 P_1 をもって、ばねたわみ δ_1 に対する代表荷重とする。

ヒステリシスカーブを描くためには、にないばねのたわみを変化させて、同時に輪重の変化を測定する必要がある。

2軸貨車では、図1.1にて最初貨車の四つの車輪のレベルを等しくあわせておき、次に1位の車輪を δ だけ持ち上げると1位と4位の輪重は増加し、2位と3位の輪重は減少する。

4輪のレベルが等しい状態を基準として、車輪の高さを上方を正、下方を負として表示することにする。

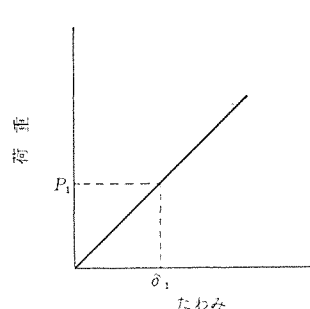


図 1.1(a) 直線形ばね特性
Linear spring characteristic.

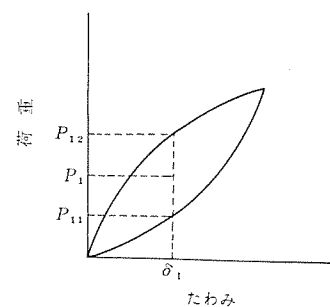


図 1.1(b) ヒステリシスのあるばね特性
Characteristic of a spring with hysteresis.

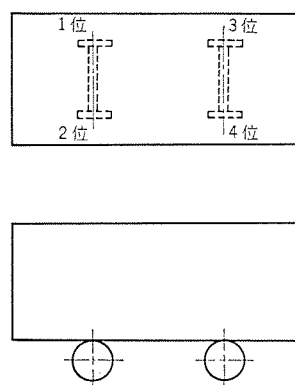


図 1.2 2軸貨車
Double axle freight car.

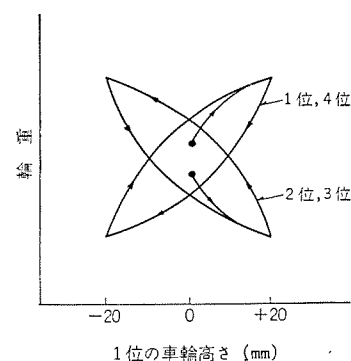


図 1.3 輪重と車輪高さ
Wheel weight and wheel height.

1位の車輪の高さを、たとえば、 $0 \rightarrow +20 \text{ mm} \rightarrow 0 \rightarrow -20 \text{ mm} \rightarrow 0 \rightarrow +20 \text{ mm}$ と変化させたときの輪重と車輪高さの関係は、図1.3のようになる。図1.3のようなヒステリシスカーブを描くため、車輪高さを変化させながら輪重と車輪高さを測定する装置として考案・製作されたのが、以下に述べる「貨車偏重量測定装置」である。以下にこの装置について述べる。

2. 装置の構成とおもな仕様

(1) 装置の構成

本装置の構成は次のとおりである。

(a) 昇降装置

貨車を可動レールにのせ、各車輪を独立に昇降させ、任意の位置

に停止させるための機械装置。

(b) 変位計測装置

各位の可動レールの昇降量を計測し、デジタル表示およびランプによる基準レベル表示を行なうとともに、プリンタへの信号、昇降装置自動停止のための信号を発信する。

(c) 重量計測装置

各位の輪重を計測し、デジタル表示するほか、プリンタへの重量信号を発信する。

(d) 記録装置

輪位・昇降量・輪重などの測定データをデジタル記録するプリンタ。

(e) 制御装置

昇降用電動機の運転、停止位置の設定、設定位置における自動停止を行なうための制御装置。

(f) 計器盤

計測制御関係の機器を収納する自立閉鎖盤。

(2) おもな仕様

(a) 対象車種

2軸貨車

軸 距： 3,000~5,750 mm

(b) 昇降装置

昇降範囲： -50~+50 mm

休め装置許容最大荷重： 1軸 15 トン

(c) 変位計測装置

測定範囲： -48~+50 mm

測定精度： ±0.1 mm

表示方式： デジタル3けた

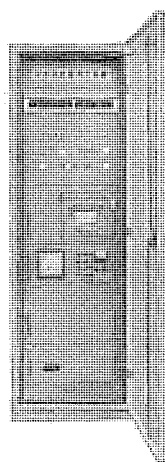


図 2.1 計器盤外観
Appearance of meter panel.

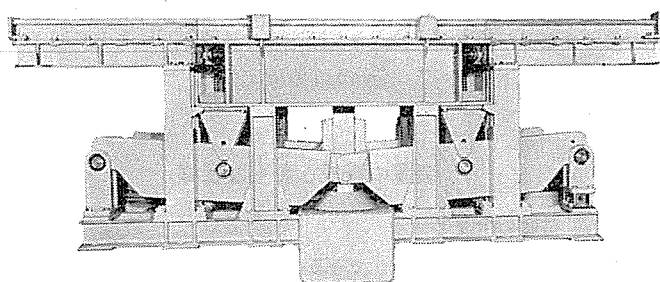


図 2.2 昇降装置外観
Exterior of lift.

(d) 重量計測装置

測定範囲： 1輪あたり 0~5 トン

測定精度： ±50 kg

表示方式： デジタル 3けた

(e) 記録装置

記録方式： デジタルラインプリンタ 14けた

手動および自動印字

(f) 制御装置 (昇降用電動機制御)

停止位置設定： ピンボード方式により 5 mm ピッチで設定

自動停止精度： ±0.1 mm

操作方式： 自照式押しボタンによる手動操作

3. 動作原理

3.1 昇降装置部

1輪の昇降装置の動作経路を図 3.1 に示す。

電動機⑧を駆動すれば、その回転は減速機⑦、小歯車⑩、大歯車⑪、ナット⑫へと伝達される。ナット⑫の回転は、ねじ作用によりねじ棒③の上下運動に変換される。ねじ棒③の頭部には、ロードセル②および受金⑭が取付けられている。受金⑭で一端を支持されたレバー①は、ねじ棒③の上下運動によって支点⑥を中心に T 番運動を行ない、同時に、レバー①の上に乗った可動ビーム⑬が、ガイドベアリング⑮にガイドされ上下に動く。このようにして可動ビーム⑬は任意の高さに設定することができる。

輪重はロードセル②により測定され、変位は可動ビーム⑬の中央に接触した変位計⑯により測定される。

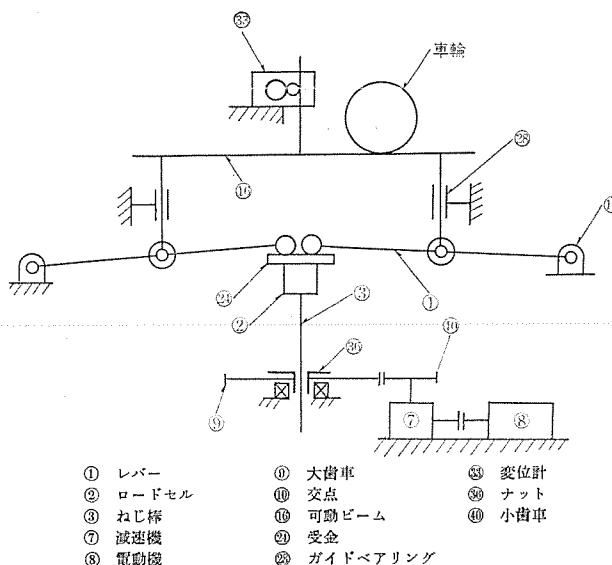
なお、被測定貨車の軸距離は一定ではなく、可動ビーム⑬のどの位置に車輪が止まるかは不定である。どの位置に車輪が止まっても正しい輪重を測定できることを次に説明しよう。

図 3.2 において、輪重 W はその位置に応じた比で配分されて、左のレバーには W_1 、右のレバーには W_2 が伝達される。

$$W_1 = \frac{l_2}{l_1 + l_2} W, \quad W_2 = \frac{l_1}{l_1 + l_2} W$$

ロードセルにかかる荷重 W_3 , W_4 は、 W_1 , W_2 にレバー比をかけた値となる。

したがって、輪重 W によりロードセルにかかる荷重 W_L は



- | | | |
|---------|------------|-------|
| ① レバー | ⑩ 大歯車 | ⑬ 変位計 |
| ② ロードセル | ⑪ 交点 | ⑭ ナット |
| ③ ねじ棒 | ⑫ 可動ビーム | ⑮ 小歯車 |
| ⑦ 減速機 | ⑯ 受金 | |
| ⑧ 電動機 | ⑰ ガイドベアリング | |

図 3.1 昇降装置の動作説明図
Operation of lift explained graphically.

$$W_L = W_3 + W_4 = \frac{a}{b} W_1 + \frac{a}{b} W_2$$

$$= \frac{a}{b} \left(\frac{l_2}{l_1 + l_2} W + \frac{l_1}{l_1 + l_2} W \right) = \frac{a}{b} W$$

$\frac{a}{b}$ は一定であるから車輪の止まる位置 l_1, l_2 には関係なく、ロードセルには常に輪重に応じた軸重がかかることになる。

3.2 昇降量測定装置

可動レールの昇降による直線変位は、ラックとピニオンの歯車機構で回転角度変位に変換し、その軸に直結したシャフトエンコーダによって角度変位を直接デジタル量として検出している。ルシャフトエンコーダは符号板と刷子により構成され、図 3.3 に示すように入力軸に直結されている (A) の符号板には、計数量 100 が 2 進化 10 進数で割り振られており、これと 10 : 1 の減速歯車機構を介して結合されている符号板 (B) には、計数量 10 が同様に割り振られていて、入力軸 10 回転に対して全計数量 1,000 をカバーしている。符号系は各けたの数を示す 2 進化 10 進数において、そのうちの隣り合う二つの数の間では 1 ビットしか変化せず、そのため、符号が変化する境界線に刷子群があっても読み取りのあいまいさを生じないユニットディスタンス符号を使用している。けた上またはその逆の際 (9↔10, 99↔100, ……) に生ずる読み取りのあいまいさは二重刷子方式により除いている。すなわち図 3.4 に示されるように 0 と 9 の境界で D のビットが変化しているので、この変化が起きると同時に一つ上のけたの数が一つ変化するようになれば、正確にけた上またはその逆の動作が行なわれる。そして各けた共 0~4 の間では進み刷子群により読取られ、5~9 の間では遅れ刷子群により読取られるよう刷子の選択を行なう。またこのユニットディスタンスコードは、0~4 と 5~9 で D のビットを除いて符号が対称になっており、今回のように 0 を中心として ± 50 mm の表示を行なうのに変換が容易である。各シャフトエンコーダからの信号は、基準レベル判別回路にはいって各位ごとに基準レベルの上下が判別され、基準レベル表示ランプを点灯するとともに、連動運転の場合の停止指令を出して、各位を基準レベルに自動停止させる。

一方昇降選択スイッチによって、任意のシャフトエンコーダ 1 個が選択され、コード変換器 (2 進化 10 進符号を 10 進数に変換するもの) を介して、昇降量をデジタル表示あるいは印字するとともに、モータ制御装置と関連して各輪単独運転の場合の設定位置停止指令を出す。また選択された輪位の昇降量が -48.0 mm 以下になった場合は、ロードセルに荷重がかからなくなるので、サーボ指示計が振り切れて空転するのを避けるため、電源を断としてサーボ指示計の保護を行なっている。上記のように直線変位の測定にシャフトエンコーダを利用するのは、とくに新しいことではないが、要求精度 (± 0.1 mm) ・測定範囲 (± 50 mm) ・データ処理に対する要求 (デジタル表示および印字) ・昇降速度が速くないことから考えて、ラックとピニオン、シャフトエンコーダによる測定法は、安定度の点からも経済的にも最適の方法であると思われる。

3.3 重量測定装置

重量測定は本装置における生命であり、その測定方式・機器構成については細心の注意が払われている。図 3.1 に示すような機構で、1 輪分の輪重をロードセル 1 個で受けるようにして信号処理を単純にしたこと、ロードセル内部にローラを設けてロードセルに対する偏荷重の影響を少くしたこと、ロードセル内部に窒素封入し、さらに外部リード取出口はシリコン樹脂によるポッティングを行ない防湿処理に万全

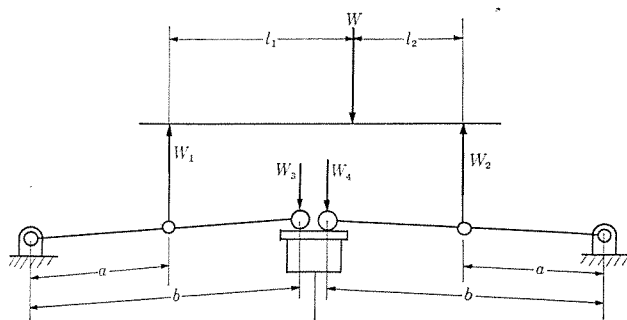


図 3.2 輪重伝達機構説明図
Wheel weight transmission explained graphically.

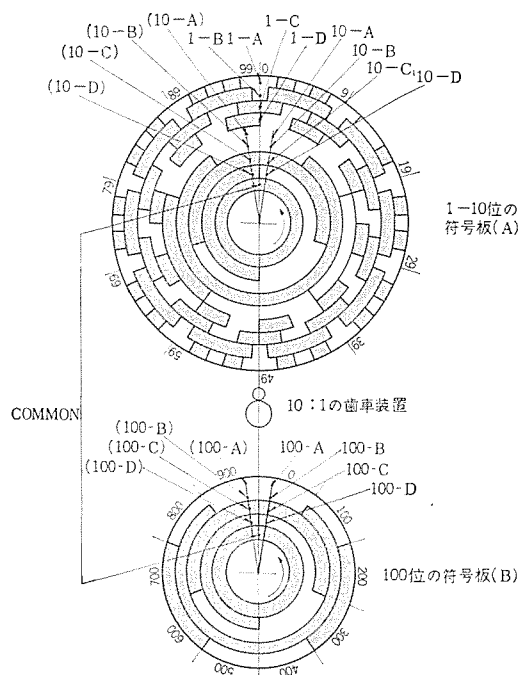


図 3.3 符号板刷子配置図
Arrangement of sign board brushes.

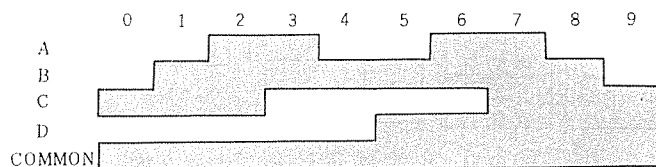


図 3.4 1 けたの符号のパターン
Pattern of one figure sign.

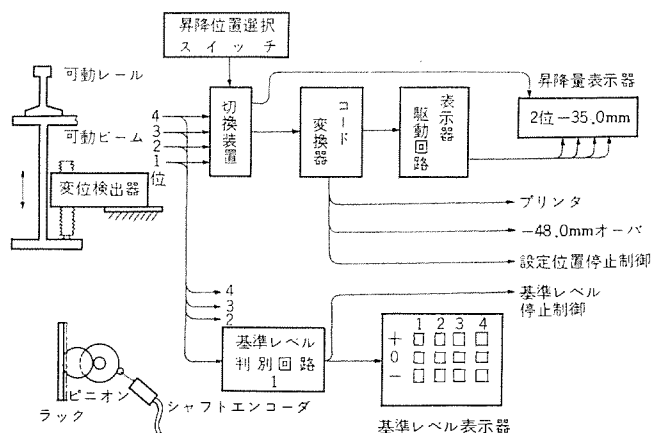


図 3.5 昇降量測定装置ブロック図
Block diagram of lifting volume measurement.

を期したこと、ロードセルからの信号増幅にダブルブリッジによる交流サーボ増幅器を採用したこと等がその主要点である。

3.3.1 荷重の伝達

可動レールにかかる輪重をロードセルに伝達する機構については、すでに3.1節で説明したが、1輪分の輪重を1個のロードセルで受けるよう構成したのは信号処理が単純になるほか測定精度のうえでも有利である。すなわち2個以上のロードセルで受ける場合はそれらの信号の加算が必要になり、またおのおののロードセルは、フルスパンに対して低い範囲で測定するチャンスが多くなり、機器の使用法として精度的に不利となる。

3.3.2 ロードセル

図3.7に示すように、上部荷重受金に加えられた荷重はローおよびロー受金を介して荷重棒に伝達され、これにひずみを与える。荷重棒には図3.8の位置関係を持って8枚のストレインゲージが張付けされており、生じたひずみを抵抗変化として検出する。ストレインゲージおよび接着材の吸湿による零点の移動を防止するため、この部分は乾燥窒素ガスで封止してあり、これは当社の特許になっている。ストレインゲージからの配線は、ハーメチックシールを通して上部に引き出し、ストレインゲージ($R_1 \sim R_8$)・スパン温度補償抵抗(R_{11})・スパン調整抵抗(R_{12})・ブリッジ零点補正抵抗(R_{13})・零点温度補償抵抗(R_{14})でブリッジ結線を行ない、巻線抵抗およびハーメチックシールは、湿気・ゴミ等による絶縁抵抗の劣下を防止するためシリコン樹脂でポッティングしている。外部接続コードは、電線貫通金物を介して取り出し、上部荷重受金貫通部は、ゴムパッキンを用いてロードセル本体を防滴防じん構造としている。またローはその向きがレールと平行になるようにロードセルを設置し、レールに直角な方向の偏荷重による誤差を軽減するよう考慮されている。図3.8においてストレインゲージ $R_1 \sim R_4$ は荷重が加わる

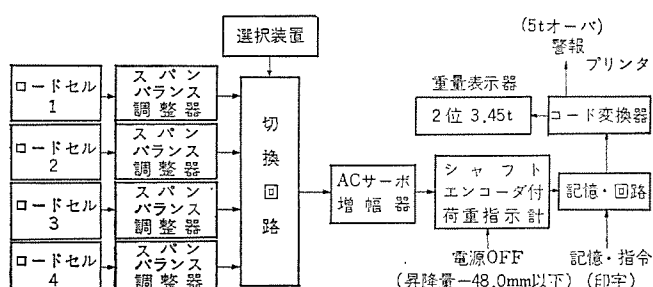


図3.6 重量測定装置ブロック図
Block diagram of weight measuring device.

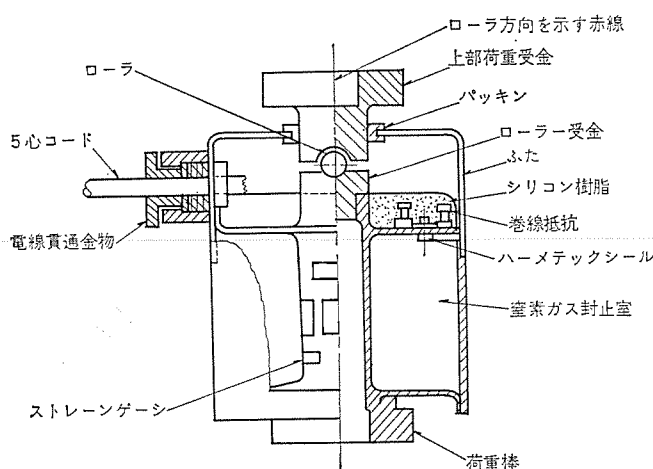


図3.7 ロードセル構造図
Construction of load cell.

と抵抗値が減少し、 $R_5 \sim R_8$ は増加する。端子AB間にブリッジ励磁電圧を印加し、端子CDから荷重に比例した電圧を取り出す。この電圧の大きさは次式で示される。

$$e_0 = \frac{GF \cdot \frac{P}{A \cdot E} (1 + \gamma)}{2} e_i$$

e_0 : 出力電圧 (V)

e_i : ブリッジ励磁電圧 (V)

GF: ストレインゲージのゲージ率

P: 荷重 (kg)

A: 荷重棒断面積 (mm^2)

E: 荷重棒材ヤング率

γ : 荷重棒材のポアソン比

荷重棒に偏心荷重が加わった場合、偏心モーメントによって荷重棒表面に生ずるひずみは、直径方向の対称位置では互いに大きさが等しく極性が反対になる。したがって図3.8で、ゲージ1の張付面に引張りのひずみが生じてゲージ1の抵抗値が増加すると、ゲージ3の張付面では圧縮ひずみとなりゲージ3の抵抗値が減少する。図3.9に示すようにゲージ1と3は直列にしてブリッジの一边を構成しているから、合成すると互いに相殺してブリッジの出力電圧には影響しないようになる。実際にはストレインゲージの張付位置、荷重棒の機械加工の対称性、ゲージ率のばらつきにより若干の影響は避けがたいが、上記の要因に留意し偏心荷重による誤差を小さくしている。

図3.9で、 R_{13} はブリッジの零点平衡をとるためのマンガニン巻線抵抗、 R_{14} は温度変化に伴う零点の移動を補償する銅巻線抵抗であり、両者のそう(挿)入込、抵抗値は試験の結果おのおのに定められ、温度変化に伴う零点変動は0.03% F.S./°C以下に補償されている。

温度変化に伴う感度変化の原因としては、荷重棒材のヤング率の変化、荷重棒断面積の変化等があるが、前者の影響がほとんどである。今回使用した荷重棒材のヤング率の温度係数は、約-0.025%/°Cで温度上昇とともに感度は高くなる。これを補償するため正の温度係数を持ったニッケル抵抗を励磁電源に直列に入れて、温度上昇とともにブリッジに加わる電圧を減少させ、感度が一定になるようにしている。

3.3.3 増幅器

増幅器は、本測定が輪重の相対的測定であることを考慮し、第1位から第4位のロードセルに対して1台のサーボ指示計を使用することにより、器差を無くし、さらにロードセルからの出力信号が非常に低レベルなるを考慮して、零点ドリフトおよび熱起電力の影響を避けるため交流ダブルブリッジによる自動平衡方式を採用している。図3.10の原理図に示すように検出部のロードセルによるブリッジと、受信部の

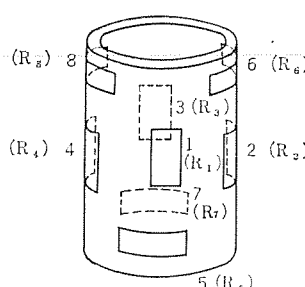


図3.8 ストレインゲージ配置図
Layout of strain gauge.

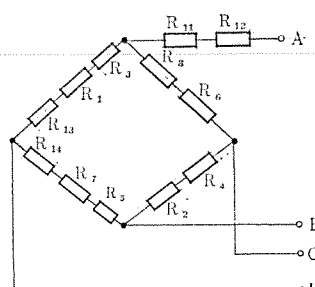


図3.9 ブリッジ構成図
Composition of bridge.

$R_1 \sim R_5$ および帰還ポテンシオメータ P_0 はダブルブリッジを形成しており、ブリッジ電源はトランス T_1 よりそれぞれ別々の巻線から供給されている。二つのブリッジ回路はダブルブリッジを形成しているが、線間容量・対アース間容量等の浮遊容量、抵抗あるいは配線のインダクタンス等によるリアクタンス分の違いにより、ブリッジ回路の出力電圧 e_L , e_B 間に位相差を生じる。これを補正するのが C バランス調整用 VR_1 , R バランス調整用 VR_2 で、設置条件によりこれらを調整して電圧位相差を零にし、偏差電圧 $\Delta e = \Delta e_L - \Delta e_B$ を完全に 0 にする。ロードセルに荷重がかかると荷重に比例した電圧 e_L が AB 間に生じ、一方切換えリレーが動作してポテンシオメータ P_0 がブリッジ回路に接続されると、B C 間に電圧 e_B が生じ、AC 間の偏差電圧 Δe は切換えリレーを介してサーボ増幅器に与えられて、サーボモータを駆動し Δe が零になるようポテンシオメータのしゅう (摺) 動子が動く。サーボモータ軸にはアナログメータ用の指示計の指針、デジタル変換のためのシャフトエンコーダが結合されていて、重量のアナログおよびデジタル表示を行なう。サーボ増幅器はモロクトン 2 個を使用しており、全電圧利得は 100~110 dB、入力換算雑音電圧は $4 \mu V$ 以下の性能を持っている。またロードセルには実際に計測したい輪重分のほかに、可動ビーム・レバー等の風袋重量がかかるが、それに相当する不平衡電圧を受信器側で発生させておき、風袋分を差し引いて表示できるようにしている。すなわち R バランス調整を風袋相当分だけわざと狂わせて使用しており、逆にそのために、昇降装置が休め位置のときは風袋重量もロードセルにかからない状態になるので、サーボ指示計が負方向に振り切れ、機械的ストッパーが働いてサーボモータが空転するのを避けるため、昇降量測定装置で休め位置を検出し、サーボモータの電源を断として機器の保護を行なっているのは前述のとおりである。オーバーロードに対しては、ロードセルに定格荷重 (輪重にして 5 t) 以上になると、ブザーによって警報を発することにより保護している。さらに受信器側ブリッジの一边には、チェック用押しボタンを押すことにより、並列抵抗が接続されて受信器側で不平衡電圧を発生させ、サーボ指示計が規定位置まで振れることを確認できるようになっており、ロードセルを含めた重量測定装置のチェックが、零点チェックとこの定点チェックで日常容易に行なえるよう考慮されている。またロードセルおよびスパンバランス調整器の切換えには、接触抵抗の少ない金張り接点のワイヤスプリングリレー、ロードセルと受信器の接続には、絶縁抵抗 (荷重に対するロードセルのストレインゲージの抵抗変化は微少なので絶縁劣化が誤差の原因となる。100 M Ω 以上必要) を上げ、誘導の影響を避けるため、ポリエチレン絶縁シールド付きの 5 心キャプタイアケーブルおよび防水形ポッティングタイプのコネクタを使用して信頼度の向上に努めている。

3.4 記録装置

昇降位置・昇降方向・昇降量・輪重測定位置・輪重値等の測定データは、ラインプリンタによって次に示すフォームに印字される。ある昇降条件で 4 輪分のデータが必要であり、この輪位の切換えは一定周期で自動的に行なっている。またモータ制御装置と関連して、昇降装置が停止中でないと印字を行なわないようインターロックがとられている。

図 3.11 はサーボ指示計の歯車列を中心とした機構部分の展開図で、歯車 A~I により歯車列を構成しているが、歯車 B と C の間にはスリップ機構を介して連結されており、計器がオーバスケールしポテンシオメータ、シャフトエンコーダが阻止されたとき、サーボモータを空転させて異常トルクがかかるのを避けている。また歯車 F, G は二枚歯歯車で、歯車 E との間にはバックラッシュがなくなるよう組立てられており、

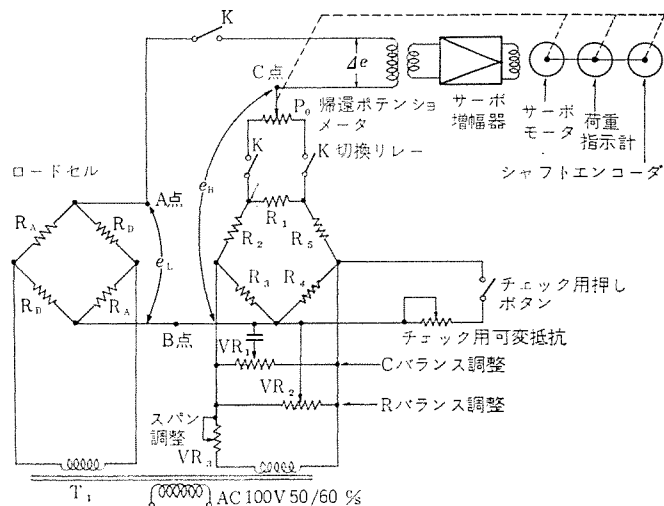


図 3.10 ロードセル増幅器動作原理図
Diagram showing the principle of the operation of load cell and amplitude.

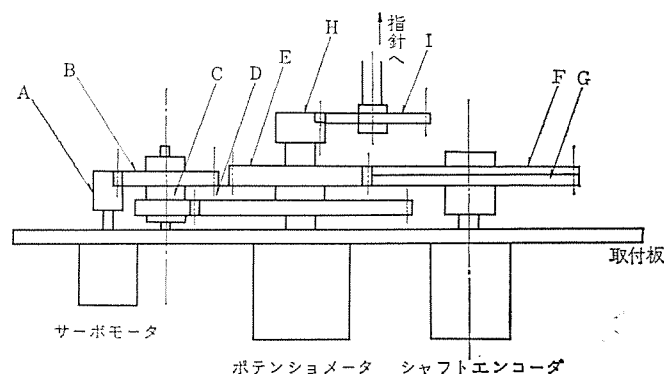


図 3.11 サーボ指示計機構部品展開図
Expansion drawing of servo indicator composing.

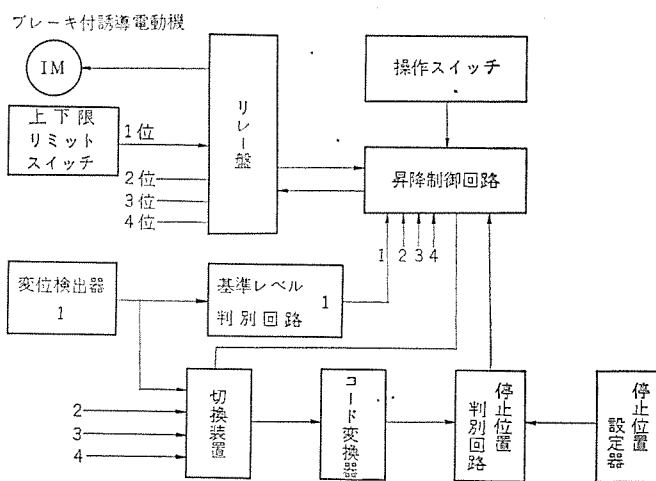


図 3.12 モータ制御回路ブロック図
Block diagram of motor control circuit.

ポテンシオメータとシャフトエンコーダの間にヒステリシスがないので A/D 変換が精度よく行なわれている。

貨車が板ばねでささえられたばね系なので、わずかの車体振動によっても輪重が変化し、データ変動中に印字指令があった場合は、ブ

印字形式					
1	+	35.0	mm	3	4.91
昇降位置	昇降方向	昇降量	単位	測定輪位	輪重量
			位		単位

リッパ印字が不安定になるのを避けるため、印字指令が出たときのデータに印字に必要な微小時間の間記憶して安定な印字を行なうよう考慮している。

3.5 モータ制御装置

昇降装置用モータの制御装置は図 3.12 に示す構成となっており、操作スイッチにより 4 台のモータの並列および単独運転が行なえるほか、昇降量測定装置と関連して基準レベルおよび設定位置における自動停止が可能である。並列運転は測定の前後で貨車を休め位置から基準レベルに、あるいはその逆にセットするとき使用するもので、基準レベルでは各輪ごとにシャフトエンコーダからの信号を基準レベル判別回路で監視し、基準レベルで自動停止させ、休め位置では機械的なリミットスイッチで自動停止させている。単独運転は昇降による輪重変化を測定するため、特定の輪を昇降させるのに使用するもので、ピンボードで ±45 mm の範囲で 5 mm ピッチの任意の位置で自動停止させることが可能である。昇降量測定装置と関連する自動停止は、昇降装置の慣性によるだ行時間を考慮し、規定位置の若干前でモータの電源を断とする停止指令が出るよう設計されている。

4. 試験結果

次に本装置の工場における型式試験、および国鉄各工場の使用結果からおもなものをピックアップして説明する。2 章(2)に示す仕様をすべて満しているのはもちろんである。

4.1 ロードセル疲労試験

ロードセルに油圧によって定格荷重を 40 回/min の周波数で 7×10^3 回、および 60 回/min の周波数で 2×10^5 回繰返し印加した後の特性変化は 0.15 % 以内であった。(ただし定格荷重において)

4.2 ロードセル温度特性

温度特性：0.03 %/°C 以下

ただし -10 ~ +40°C において定格荷重印加の場合の変動を示す。なお装置の関係で、保温して荷重印加はできなかったが、-30°C および +50°C にロードセルを加熱あるいは冷却してから恒温室外で荷重印加しても異常の無いことを確認した。

4.3 偏荷重による影響

昇降装置に荷重として載せるおもりの重心位置を、可動レールの中心からレールの長さ方向に ±300 mm、幅方向に ±50 mm ずらせた 9 位置において、基準レベルおよび ±35 mm、±45 mm の各点において測定した重量のばらつきは基準値 ± 0.01 t 以内であった。

4.4 総合荷重誤差

本装置は各輪ごとに独立に輪重を測定するものであるが、どのような条件で測定しても 4 輪の合計は物理的に一定である。装置の内外の条件変化による総合荷重誤差を求めるため、同一車の連続測定(昇降量を変化させて測定)して求めた合計値と標示車体重量との差を集計したのが図 4.1 である。一般にこのようにして求めた計測誤差は

$$\varepsilon_0 = \pm \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 + \varepsilon_4^2} = \pm 2\varepsilon$$

ただし ε_0 : 総合荷重誤差

ε_i : i 位の荷重誤差

$\bar{\varepsilon}$: 各位の平均荷重誤差

で表わせる。したがって各位平均荷重誤差の約 2 倍程度の誤差量を示すことになるから、車体重量を 10 t (被測定車の正確な値は標記重量 9.2 t) と仮定すれば、上式および図 4.1 から各位の平均荷重相対誤差は

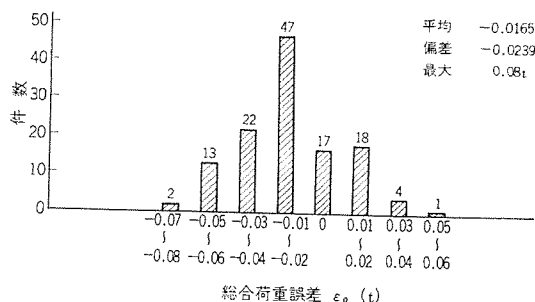


図 4.1 総合荷重誤差の分布
Distribution of overall load errors.

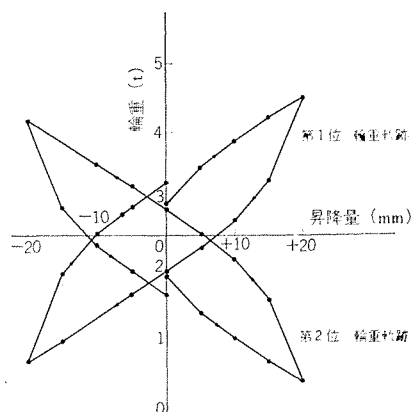


図 4.2 輪重と昇降量の実測例 (㊦ 形貨車)
Example of actual measurement of wheel weight and lifting volume.

$$\text{相対誤差} = \frac{\frac{\text{荷重誤差の偏差量}}{2}}{\frac{\text{自重}}{4}} \times 100 = \frac{\frac{\pm 0.024}{2}}{\frac{10}{4}} = \pm 0.48 \%$$

となる。さらに通常の誤差表示としてフルスパン (1 輪当たり 5 t 合計 20 t) に対する相対誤差で表わせば、 $\bar{\varepsilon}$ はさらにこの半分すなわち

$$\bar{\varepsilon} = \pm 0.24 \% \text{ F.S.}$$

となり、設計時許容誤差 ±1 % F.S. に対して期待以上の精度を示している。(本誌は国鉄後藤工場の資料「貨車偏重量測定装置の精度管理」よりデータを借用した)

4.5 昇降量対輪重変化

図 4.2 は実車 (㊦ 93374 自重 9.9 t) で第 1 位を ±20 mm 昇降させたときの輪重変化を第 1 位・第 2 位について示したものである。現在国鉄では車種ごとに昇降量を定め、第 1 位および第 2 位を昇降させて 4 位置でデータをとり、各位の平均輪重を求め、対向位の合計の差が規定値以内かどうかで加修の要否を判別している。

5. む す び

本装置は昭和 42 年春から全国 22 カ所の貨車修繕工場に設置され、2 軸貨車の検修時における走行安定性確認の最終チェック装置として、輪重管理に使用されている。北は旭川から南は鹿児島においてまでに厳寒酷暑を経験したが、現在ますます好調に実働している。最後に本装置の製作に当たり、多大のご指導ご助言をいただいた国鉄工作局機械課の各位を初め、全国各工場のかたがたおよび当社中央研究所のかたがたに謝意を表します。

参 考 文 献

- (1) 日本国有鉄道仕様書；貨車偏重量測定装置，JRS 76501-4 A-15 AR 6 M
- (2) 日本国有鉄道後藤工場資料；貨車偏重量測定装置の精度管理

新製品紹介

放射線応用レベル検出器「ガンマリレー」完成

粉体・粒体等の固体レベル、溶融液面、腐食性液体面など、従来測定困難であった分野において放射線を応用したレベル測定法が普及しつつある。ここに、商品名「ガンマリレー」と称するレベル検出器を完成したので紹介したい。

「ガンマリレー」は、 ^{60}Co 、 ^{137}Cs 等から放射される γ 線の強度が物質中を透過すると減衰することを利用し、 γ 線強度を放射線検出器（ガイガー管）で計数し ON-OFF 接点信号を発する。本装置の検出器には高感度のものを使用し、使用する放射線源を小さくしているため、壁厚の薄い場合、線源と検出器間を短くできる場合等には、法律的手続のいらない 1 個 100 μCi の密封放射線源が使用できるので、放射線取扱主任技術者の資格を有するものがない事業所等においても、広く利用することができる特色をもっている。また、用途に応じて使い分けできるように別表に示すような種類の形式がある。応用分野は鉄鋼業・窯業・鋳業・石油化学・パルプ・製糖・プラスチック、その他あらゆる工業におけるレベル検出や物品検出に使用される。

■ 特 長

(1) γ 線を使用しているため、温度・湿度・ほこり等の条件の悪いところでも使用できる。

(2) 非接触で測定することができ、可動部分がないので高い信

頼性をもっている。

(3) 粉体・塊体・液体等いかなる物質にも使用できる。

(4) 外部から測定することができるので測定物による腐食・損傷の心配がない。

(5) 光・騒音の影響を受けない。

(6) 測定条件たとえば壁厚が薄いとき、あるいは線源と検出器間の距離が短いときは 100 μCi 以下の放射線源が使用できるので法的な手続が全く不要である。

■ 仕 様

	ND-5410	ND-5415	ND-5411
方 式	ON-OFF 接点出力方式		
時 定 数	2 秒以上		
接 点 容 量	1 チャンネルにつき 1 a, b 220 V AC 1 A (抵抗負荷)		
周 囲 温 度	-10°C ~ +50°C		
検 出 管	ハロゲン GM 計数管		
放 射 線 源	^{60}Co 、 ^{137}Cs 等、100 μCi 以上、用途により異なる		
電 源	AC 220 V 60 Hz		AC 100/200V 50/60Hz
備 考	一点検出用 検出器別付	二点検出用 検出器別付 検出器 2 台付	一点検出用 検出器内付 現地据付

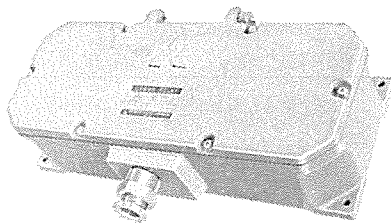


図 1 ガンマリレー ND-5411 形

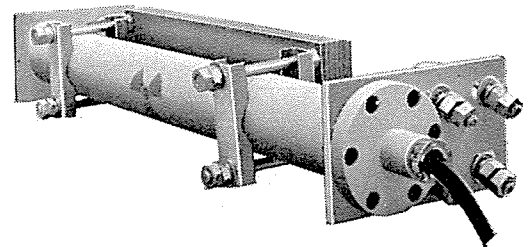


図 3 検出器（線源強度減衰補正板付）

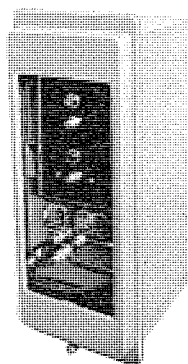
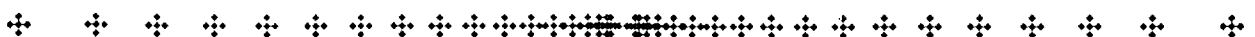


図 2 ガンマリレー ND-5415 形



図 4 放射線源（100 μCi の場合を示す）

[神戸製作所]



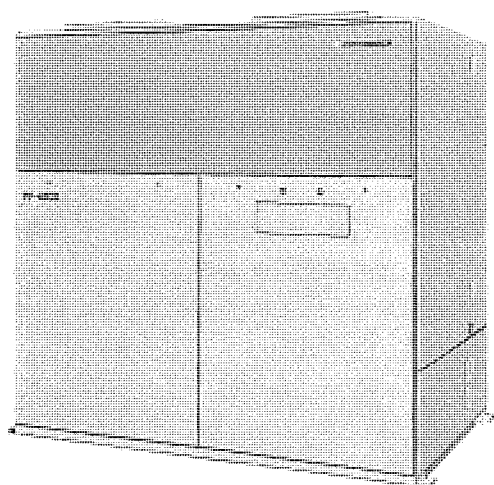


図 1 PF-40 XD 形大形 パッケージ

- (a) 20~80 形まで高さ 189.5 cm に統一し、小形・軽量にまとめてある
- (b) 正面 サービス 方式
- (c) 専用圧縮機 MX 形、小形大風量 シロッコファン を使用した高性能のパッケージ
- (d) 全自動運転
- (e) 広範囲の風量・風圧が使用できる
- (f) ヒートポンプ 式もある

(2) 大形チリングユニット

[長崎製作所]

従来の CR-XB 形を全面的にモデルチェンジを行ない、20~40 形までは MX-L 形半密閉圧縮機、50~120 形は新開発の z 形圧縮機を使用すること、新形 チラー などにより大幅に小形・軽量化に成功した。

特長

- (a) 全機種圧縮機は1台。ブレージングよりぐんと小形化した水冷却器などにより従来の60%の小形化に成功
- (b) 全自動運転
- (c) 防熱施行済み、冷媒封入済みで出荷するので据付工事が非常に簡略化した
- (d) ヒートポンプ式もある

(3) エアハンドリングユニット

[長崎製作所]

特長

- (a) 一体構造化または パネル 組合せ 構造により 現場での据付け、搬入が簡単である。
- (b) 高性能波形 フィン 使用の 熱交換器により 高性能を発揮する。
- (c) 高効率の両吸込み シロッコファン を使用し、静かな運転を行なう。
- (d) 広範囲の風量・風圧変化ができる。

(4) リビングマスター (ファンコイルユニット)

「中津川製作所」

本品は 58 種類にも及ぶ豊富な機種を準備して、即納体制を確立しており、シリーズ別にはとくに低騒音に設計した D 形、普及タイプの S 形、一般家庭をねらったホーム形と、窓の腰の高さに十分納ま

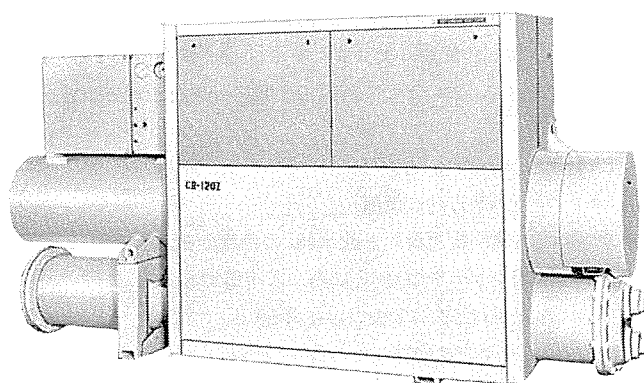


図 2 CR-120 形大形 チリングユニット

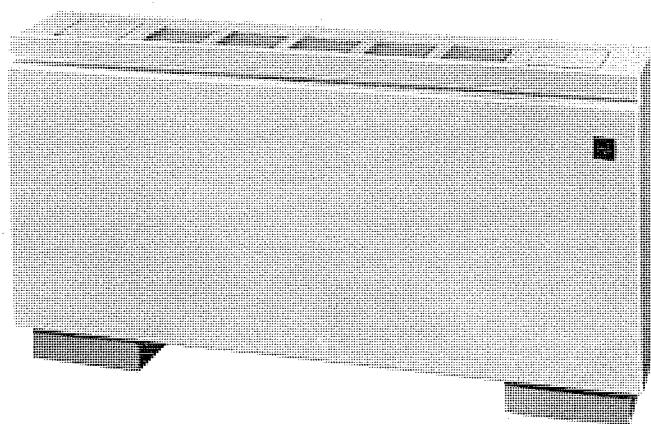


図 3 LV-DE 形 リビングマスター

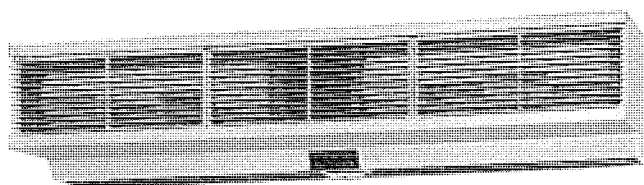


図 4 GK-909 A 形 エアカーテン

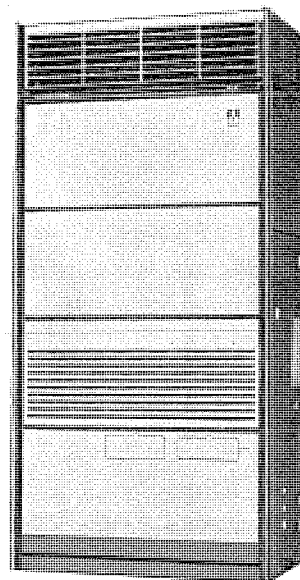


図 5 GT-80 形特殊用途用 クーラ-

[illegible]

るよう設計された ローボイ 形と、業界一を誇る四つの製品シリーズをそろえている。

今回の新製品DおよびS形は従来品に比べ

- (a) 騒音を4～5ホン下げた。

- (b) 近代建築にもよくマッチするよう外観意匠を一新し、明るい色調ライトベージュを採用した。

また、D形の奥行寸法は従来の 270 mm から 220 mm と大幅に薄形となった。

- (c) 耐熱性プラスチックの翼形送風機を採用した。

- (d) 品質・性能を大きく up させ、しかも現行価格据置きとして実質的な値下げに成功した。

- (e) 配管工事をしやすくするためソケットを固定した。

シリーズ	形 式	形 式				容 量 別							
		床 置		天 井									
		露出	天井	露出	天井	200	300	400	600	800	1,200		
D	形	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	24	
S	形	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	24	
ホ	一 ム	○	—	—	—	○	○	○	—	—	—	3	
ロ	一 ボ ー イ	○	○	—	—	○	○	○	○	—	—	7	

- (5) エアカーテン

[中津川製作所]

新形 エアカーテン の主要特長は次のとおりである。

- (a) 従来品より小形軽量化を図り、重量で24%軽減、容積で15%縮減できた。

- (b) 取付け工事の容易化を図り、取付板利用によるひっ掛け式とし、取付用 ボルト・ねじ類全部を付属させた。

- (c) スイッチが本体に付いているので操作棒(付属している)で簡単に風速コントロールができる。

- (d) 本体スイッチは取りはずし可能であり、これをリモートスイッチとして使用できるようコードを付属させた。

- (e) 数台同時にコントロールできるスイッチも別売り形式で準備している。

- (6) 特殊用途用クーラー GT シリーズ

[静岡製作所]

米国ウェスチングハウス社との技術提携により導入した新冷媒回路方

式「Hi/Re/Liシステム」に、当社独自の自主技術を加えて開発した画期的なルームクーラーである。

GT シリーズは 5℃～43℃ まで大別して下記の三つの用途範囲の使用ができ、従来、個々に受注生産し、納期を長く必要とした特殊用途クーラーに大幅な進歩をもたらした。

用途

- (a) 中温用〈GT-M形〉15~27°C

電子計算機室・制御器室など

- (b) オールフレッシュ用〈GT-F形〉20~43°C

病院・研究室など

- (c) 低温用〈GT-L形〉5~15℃

コールドチェーン・低温倉庫

Hi/Re/Li システム その他 GT シリーズに関する種々の米国特許・実用新案、日本特許・実用新案を出願中。

- (7) 1 台で冷暖房「シーズンバックマスター」[和歌山製作所]

最近脚光を浴びはじめた ウォーターチラー と石油温水機とを当社が初めて一体化することに成功したもので、次のような特長をもった画期的な新製品である。

特長

- (a) 冷水・温水による理想的な冷暖房が1台の機械でおこなえるので、据付面積が小さくてすむ。

- (b) 機械を1台にしたことにより冷・暖房切換えのための水配管、切換弁の工事が不要になり、電気工事も三相200V 1本となるので工事が容易で安価におこなえる。

- (c) 冷房も暖房もボタンを押すだけで、あとは完全自動運転で、しかも冷暖房の切換えは冷⇄暖のスイッチ切換えだけで大変簡単である。

- (d) 冷房は電気代の安い三相電源、暖房はいちばん燃料の安い灯油を使用し、大まかに維持費である。

- (e) 水回路は ステンレス 鋼を使用しているので、さびの心配がない。

最近における社外寄稿一覧表

出稿日	寄稿先	題名	執筆者	所属場所
42-11-24	図説電気	最近の計器用変成器と選定仕様	長野 光 佑	伊丹製作所
42-11-24	第4回 MHD 国際シンポジウム	Study on Semi-Hot Wall Duct for MHD Generator	森川 鉄也・村井 裕 小林 健三 ほか	中央研究所
42-11-24	電子装置研究会	ヘリックスにおける空間高周波の影響	橋本 勉・建石 昌彦	中央研究所
42-11-25	電子装置研究会	HEM サプレス形遅延回路による電子ビーム加速実験	戸田 哲夫・根本 幸昭 入江 浩一 ほか	中央研究所
42-11-29	学振 131 薄膜研究会	アルゴン素混合ガス中におけるシリコンスパッタリング	植松 滋 幸	中央研究所
42-11-29	日刊工業新聞事業部	最近の気体絶縁材料	新田 東 平	中央研究所
42-12- 4	電気学会	超電導コイル用のガス冷却大電流リード線の侵入熱量	岩本 雅民・佐藤 隆司 金関 直弥・平林 庄司	中央研究所
42-12- 4	電気絶縁紙	変圧器への絶縁の応用	白井 万次郎	伊丹製作所
42-12- 6	ザ・プラスチック(株)企画編集部	耐熱絶縁材料の進歩(最近の絶縁材料の解説)	西崎 俊一郎	中央研究所
42-12- 7	電子科学編集部	無ジャンクション素子に対する考え方	伊吹 順 章	中央研究所
42-12-15	日本物理学会	Zeeman Effect of Trivalent Erbium Ions in ZnSe Crystals	増井 博 光	中央研究所
42-12-15	J. J. A. P	Visible Electroluminescence in Au-Si, N-Zn Se diode	野 島 謙 治	中央研究所
42-12-15	電気計算	最近の電気炉用変圧器と適用	鶴田 敬二・久保田和雄	伊丹製作所
42-12-18	電気学会原子力計測専門委員会	原子力計測の現状と問題点(うち SSD に関する一部分)	高 田 守	中央研究所
42-12-18	雑誌「固体物理」	NMR 法による超電導コイル発生磁場の精密測定	岩本 雅民・仲森 諒 貢	中央研究所
42-12-21	オーム社(株)臨時増刊編集部	電気的負性気体	新田 東 平	中央研究所
42-12-22	オーム社(株)臨時増刊編集部	ジフェニルオキンド系樹脂ワニス	西崎 俊一郎	中央研究所
42-12-25	オーム	材料の進歩からみた電気機器の性能向上	潮 恒 郎	伊丹製作所
42-12-28	オーム	変圧器のさい断波衝撃電圧試験に有効なる制御装置	岩崎 晴 光	伊丹製作所
42-12-29	真空協会	チャネル形二次電子増倍管	西 岡 直	中央研究所
43- 1- 8	電気計算	電験のためのアチーブメントテスト(A 級)	但馬 常 夫	伊丹製作所
43- 1- 9	高分子学会	橋かけ高分子のレオロジ	柴山 恭 一	中央研究所
43- 1-17	電気学会	中性子回折装置	宮下 恭 一	中央研究所
43- 1-17	電子展望	電気車への応用	横島 洋 志	伊丹製作所
43- 1-17	電子展望	抵抗溶接機	馬場 利 彦	伊丹製作所
43- 1-17	電子展望	電気車用チョップ式制御装置	三橋 英 一	伊丹製作所
43- 1-17	電子展望	インバータ	横島 洋 志	伊丹製作所
43- 1-17	電子展望	サイリスタレオナード	山村 隆 司	伊丹製作所
43- 1-19	エレクトロニクス	高速度サイリスタとその応用	大野 栄 一 鷹 野 泰	中央研究所 京都製作所
43- 1-20	集積回路ハンドブック編集委員会	計算機を利用した設計統計的設計法	壺井 芳 昭	中央研究所
43- 1-20	集積回路ハンドブック編集委員会	最悪条件および統計的設計法	壺井 芳 昭	中央研究所
43- 1-22	日本自動制御協会	サイリスタによる交流電動機制御の諸問題	大野 栄 一	中央研究所
43- 1-25	J. J. A. P	Visible Electroluminescence in Au-Si, N-Zn, Se diode	野 島 謙 治・小宮 啓 義 伊吹 順 章	中央研究所
43- 1-31	電気評論	スポットネットワーク用ヒューズ	岩崎 行 夫	伊丹製作所
43- 1-31	OHM	負荷時タップ切換器への真空スイッチの適用はどのように期待できるか	島 裕 史	伊丹製作所
43- 1-31	電気計算	最近の単巻変圧器と適用	菅 寿 郎	伊丹製作所
43- 1-31	池貝技報	DA 1100 TNC 数値制御横中ぐり盤	梅本 一郎・室 肇	伊丹製作所
43- 2- 7	工経連講座事務局	最近のサイリスタとその応用交流制御高周波インバータならびにパルス応用	塚本 昭 三	伊丹製作所
43- 2- 8	電気評論社編集部	リニアモータの現状と将来	大野 栄 一・岸本 健	中央研究所
43- 2- 9	電気学会	静電式エアフィルター	田畑 則 一	中央研究所
43- 2-13	工業化学雑誌	44'-オキシジフェニレンを含む芳香族ポリエステル の性質	西崎 俊一郎	中央研究所
43- 2-14	溶接学会	メッキ鋼板の点溶接	山本 利夫・奥田 滝 夫	中央研究所
43- 2-19	関西電気保安協会	電力ヒューズの定格電流の選定と電流一時間特性との関係について	岩崎 行 夫	伊丹製作所
43- 2-21	誠文堂, 新光堂	サイリスタ応用技術「チョップ回路」	赤松 昌 彦	中央研究所
43- 2-23	高分子物理年報刊行会	Effect of Diluent and Length of Side Chains on the Mechanical Relaxation of Polyalkyl Methacrylate	児玉 峯 一 ほか	中央研究所

NEWS FLASH

■ 深海水潜艇用油づけ均圧直流電動機完成

海洋開発がクローゾアップされ、当社においても、海底油田掘削装置などの関連機器の開発に取り組んでいるが、その一環として、深海水潜艇推進用の油づけ(漬)均圧直流電動機の試作に成功した。

深海水潜艇では耐圧強度を増加し、水中運動性を向上させるため、推進電動機を殻外に設け、艇を小形化する必要がある。深海水潜艇の推進電動機の方式としては、次の二つが考えられる。

- (1) 電池→直流電動機
- (2) 電池→周波数変換器→誘導電動機

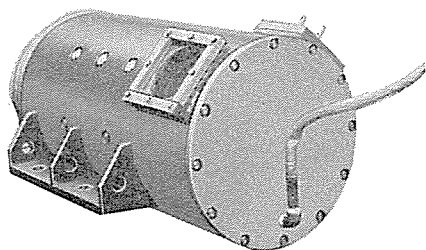
船外装備するには誘導電動機が適しているが、周波数変換器が余分に必要になるため、寸法が大きく高価という欠点がある。一方直流電動機には、整流子などの裸導電部があるため、水中電動機にすることが不可能で、船外装備には不適当と考えられていたが、このたび内部に油を封入することによって、水中での運転を可能にしたものである。

この電動機の定格は、出力 11 kW、電圧 110/220 V、回転数 100/300 rpm で、その特長は次のとおりである。

- (1) 内部に油を封入し、ペロースにより油の膨張収縮を吸引しているため、電動機内部と外部の圧力は常にバランスしている。したがって簡単なシールで水中運転が可能である。
- (2) 1,500 m の深海で使用できる。すなわち、約 150 kg/cm² の圧力に耐える構造になっている。
- (3) 回転子は外径を小さく、軸方向に長くするとともに表面のおうつ(凹凸)を少なくしているため、油中で運転しても機械損はきわめて少ない。
- (4) 外被を水で直接冷却するので冷却効果がよい。

試験結果は整流、特性とも気中で運転する場合と差異はなく、またペロース動作試験、耐久試験においても満足すべき結果が得られた。

深海水潜艇は海洋開発に欠くことのできないものであるから、今後の受注が期待される。



深海水潜艇用油づけ均圧直流電動機

[神戸製作所]

■ 焼結用大形主排風機完成

かねて鋭意製作中であつた住友金属株和歌山製鉄所 NO. 4 DL 焼

結設備用の大形主排風機および同用の 8,500 kW 三相誘導電動機を今般完成し好成績裏に納入した。この主排風機および電動機ともわが国最大のもので、従来の焼結機用主排風機に比べ飛躍的に容量を増加した画期的な送風機である。また焼結機としても従来の焼結機のバレット内層厚をかなり増加し、焼結機能力の改善を計るため、送風機圧力を 2,000 mmAq (従来は 1,300 mmAq 程度) としており、焼結機の飛躍的な進歩が期待されている。

送風機および同用電動機とも、種々の改良を加え信頼性をいっそう高くしてあり、また軽量化にも成功している。とくにこの主排風機は当社にとっても記録品であり、この完成は当社技術の大幅な進歩をもたらした。本送風機および電動機の仕様は次のとおりである。

(1) 送風機

形 式	FB-7156 両吸込形
風 圧	2,000 mmAq
風 量	17,000 m ³ /min

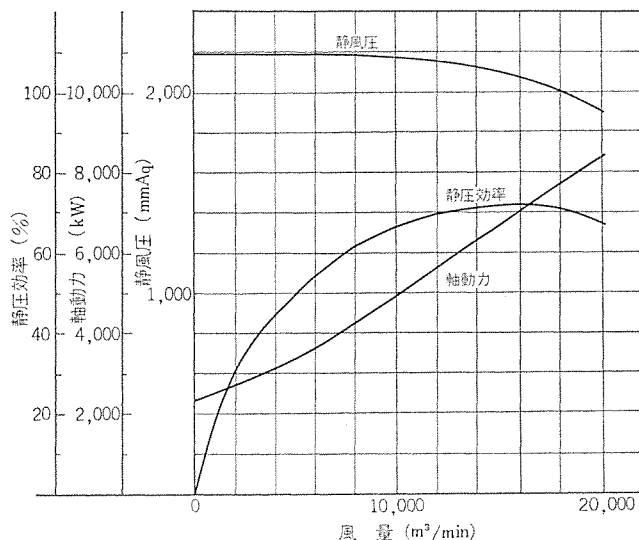


図 1 FB 7156 両吸込形特性曲線

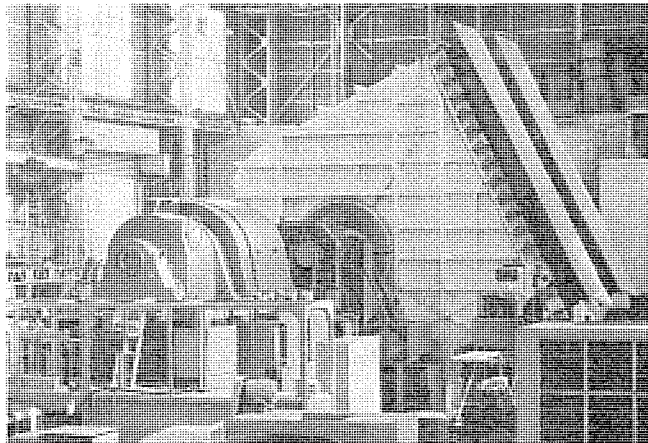


図 2 据付中の送風機および電動機

ガス温度	120°C
回転数	890 rpm
軸全長	6,800 mm
ケーシング寸法	高さ 7,800 mm 長さ 7,700 mm 幅 5,800 mm

(2) 電動機仕様

形式	巻線形全閉内冷式
出力	8,500 kW
極数	8
電圧	11,000 V
周波数	60 Hz
外観寸法	高さ 2,250 mm 長さ 6,100 mm 幅 2,700 mm

(3) 送風機の特長

本送風機はプレート形で羽根が軸に対して放射状に配置され、ボスに溶接された構造で、羽根には耐摩耗性の羽根をライナを取り付けている。羽根車外周の周速が速いが、軽量化を計り強度的にも十分検討を加えて設計した。

本送風機のように羽根車が大形になると固有振動が低下するので、羽根または主板等の板厚を増すが、今回は板厚を抑えて羽根に補強を入れることにより固有振動数の低下を防止している。また風圧が2,000 mmAqにもなるので、ケーシングの構造は板厚および補強の入れ方に検討を加えながら設計製作した。本送風機の軸受、ギヤカップリングおよび電動機軸受は、強制給油装置より潤滑油を給油する方式で、給油状態が正確に検出される保護装置をつけ事故の防止を計っている。送風機効率は目標を十分満足した結果が得られた。

(4) 電動機の特長

本電動機は巻線形全閉内冷式でクーラは基礎ピット内に設置しており、冷却空気は自己ファンにより循環される。万一クーラが漏水した場合は自動的に検知され、クーラが使用できなくなった場合、基礎ピットの空気窓を開け開放形として運転できるようになっている。

電動機の遊び側軸受の潤滑油入口配管に潤滑油の圧力を検出する油圧リレーを設置しており、給油圧力の異常を報知するようになっている。

[長崎製作所]

の量産機として登場したものである。

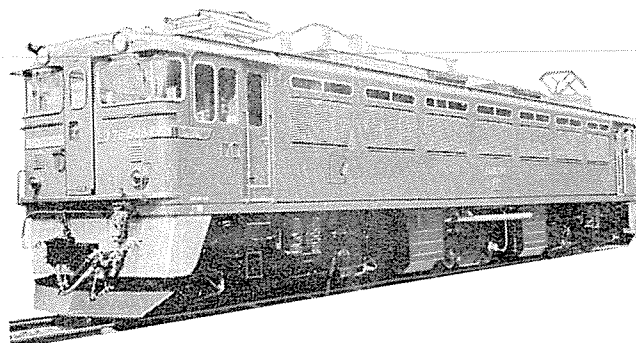
この機関車は高調波対策として主変圧器二次側に13個のタップを設け、各タップ間電圧を2組のサイリスタによって交互に位相制御する方式を採用したほか、構造としては特高圧機器を屋内に収納するなど、北海道向けとして各部分に耐寒耐雪対策がほどこされている。またこの機関車には列車暖房用蒸気発生装置および長大編成列車用の自連力緩和ブレーキ装置も装備されている。

主要要目は次のとおりである。

電気方式	単相交流 50 Hz
機関車方式	シリコン整流器式
運転整備全重量	90.5 t
運転整備全動軸上重量	67.2 t
機関車寸法 (長さ×幅×高さ)	17,600×2,900×3,575 mm
パンタ折りたたみ高さ	4,280 mm
台車中心間距離	5,750×2 mm
連結面間距離	18,400 mm
機関車性能	
1時間定格出力	1,900 kW
1時間定格引張力 (全界磁)	14,100 kg
1時間定格速度 (全界磁)	49.1 km/h
最高運転速度	100 km/h

台車

形式	両端台車：DT 129 R, S 中間台車：TR 103 F
固定軸距	両端台車：2,500 mm 中間台車：1,600 mm
車輪径	両端台車：1,120 mm 中間台車：860 mm
動力伝達方式	1段歯車減速 つけかけ式 弾性歯車式
歯車比	16：71＝1：4.44
モジュール	12
主電動機	MT 52 形 丸形他力通風式
1時間定格	475 kW 900 V 570 A 脈流
主変圧器	TM 16 形 外鉄形送油風冷式 フォームフィット 形 二次13タップ付
連続定格	2,275 kVA
低圧タップ切換器	LTC 4 形 電動カム軸空気式



ED 76500 形交流電気機関車外観

国鉄向け ED 76500 形交流電気機関車完成

本年8月28日、ときあたかも北海道開道100年記念祭のさなか、北海道初の電化開通式の幕が交流電気機関車10両、電車29両によって切って落され、10月1日のダイヤ改正とともに小樽一岩見沢間の輸送力は飛躍的に増大された。

このうち交流電気機関車は、昭和41年に当社が納入したED 75501号機1両および今回のED 76500形9両で、1年余にわたる前者の試運転結果にもとずき、設計変更を加えた後者が北海道向け

連続定格	2,040 A	回路電圧	1,250 V
サイリスタ 装置	RS 33 形		
連続定格	2,400 kW	1,200 V	
素子構成	1 S×11 P×2 A×2 G		
素子形式	CSI 250-10		
主 シリコン 整流装置	RS 34 形	単相 ブリッジ 結線	
素子構成	制 御 側 : 5 S×8 P×2 A	反制御側 : 5 S×10 P×2 A	
素子形式	SI 300-12		
主平滑 リアクトル	IC 23 形	オープンコア 乾式風冷	
連続定格	540 A	1,150 V 10 mH	
制御方式	重連総括制御, 弱め界磁制御		
	サイリスタ による無電弧 タップ 切換制御方式		
補機方式	相変換方式 単相 400 V/三相 400 V 50 Hz		
ブレーキ 方式	EL 14 AS 空気 ブレーキ, 手 ブレーキ		

[伊丹製作所]

■ AS モータの応用制御装置の全シリーズ完成 (ASPAC シリーズ)

AS モータは、かご形誘導電動機とうず電流継手(AS カップリング)を組合わせた交流可変速電動機の商品名で、Adjustable Speed Motor の略称である。すでに手軽で安価な純電気式可変速モータとして、サイリスタを使用した速度制御装置とともに広くご愛用していただいているが、従来のような単なる手動操作による速度制御でなく、2台、3台と複数台の AS モータ相互間や、他の機械速度との間に互いに速度を関連させた自動運転に対する需要が増大してきたので、下記6種類の応用制御装置を完成し、ASPAC シリーズとして仕込み生産も完了した。この制御装置の組合わせにより AS モータの並列運転・連動運転・比率運転・輸送量の自動制御・クッションスタート・せん(揃)速発停・トルク制御・せん速運転がきわめて容易に実現できるので、各種産業機械の合理化・省力化、製品の品質向上に大きく貢献するものと考えられる。

連動操作盤 (ASO-12)

他の機器の信号に追従して AS モータの速度を自動制御するもので、「AUTO-MAN」切換スイッチを有し、AUTO では他機の信号に自動追従し、MAN のときは速度設定器により回転計を見ながら手動調整ができる。他機から与えられる信号は DC 12 V 4 mA または AC 50~100 V 30 mA 最大の入力レベルが必要である。AS モータ3台までなら本盤のみで連動、単独運転のできるのが ASPAC シリーズの特長である。

変位検出盤 (ASD-1)

機械的位置・角度を電気信号に変換し AS モータの自動追従を行な

うものである。機械的変位の検出はシンクロを用いるので、機械装置よりシンクロに与える角度変位は $\pm 60^\circ$ 以内にする必要がある。シンクロの出力は同期整流回路により極性判別を行なう。また5段切換えのデッドゾーン調整も可能であり、盤内で感度調整・バイアス調整もできる。3台以上の AS モータのせん速を行なうときは被追従側 AS モータにさらに差動シンクロとシンクロ受信機を追加する必要がある。この方法によりコンペアを 100 m のスパンで 10 mm の精度でせん速運転している実例もある。

主速設定盤 (ASM-1)

1 個の速度設定器で5台までの AS モータに同時に速度指令を与えるとき用いるもので、並列運転・連動運転・比率運転に使用する。定電圧装置を内蔵しているので入力電圧の変動により出力電圧は影響を受けない。

比率設定盤 (ASP-1)

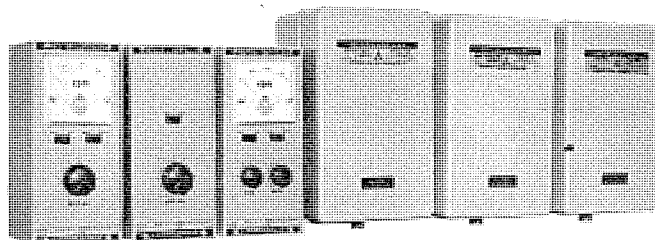
2 台以上の AS モータの並列運転を行なってお互いの速度の比率を変更するとき用いる。すなわちダイヤル目盛 10 で回転数 100 % になるのが普通であるが、これを B 機はダイヤル目盛 5 で回転数 100 % (比率 200 %), C 機はダイヤル目盛 10 で回転数 50 % (比率 50 %) に設定するとき用いる。またゼロ点の平行移動も可能でダイヤル目盛で零で回転数がある程度出したり、逆にダイヤルを零からある範囲まで回さないと回転を始めないようにもできる。また単独運転も可能で AUTO-MAN の切換スイッチを装備してある。なお速度比率、バイアスをひん繁に変更しなくてもよいとき、あるいは中央制御を行なわないときは比率設定盤なしで制御盤内蔵の調整つまみによりセットすることもできる。

傾斜信号盤 (AST-1)

ステップ変化を行なう速度指令を傾斜信号に変換するものである。トランジスタ化定電流電源によるコンデンサの充放電時限を利用し充電時・放電時ともに正確な時限を設定できるのが特長である。時限は 1~30 秒連続可変である。本盤は速度指令に大きな変動があっても AS モータには徐々に速度変動指令を与えることができるので、クッションスタート、せん速起動・停止(とくに重慣性負荷を含む AS モータ群)に利用される。

操作盤 (ASO-1, ASO-11)

内容は従来の操作盤と同様であるが ASPAC シリーズに意匠を合わせたものである。ASPAC シリーズのケースは壁掛け、パネル埋込み、パイプ支持の取付けが自由にでき、内部点検も容易である。



連動制御盤 主速設定盤 比率設定盤 変位検出器 傾斜信号盤 制御盤
ASPAC シリーズ AS モータ 応用制御装置

[長崎製作所]

次号予定

三菱電機技報 Vol. 42, No. 12.

研究特集

《特集論文》

- ZnSe 結晶中の希土類イオンの分光学的研究
- ポリイミドの物理的性質
- Ni-Zn-Co 系 VHF フェリット
- リチニングリング用 18 Mn-5 Cr 鋼の低サイクル疲れ特性
- サイリスタ 高圧変換器の研究
- 超高圧用マイクロ波変流器 (μ波 CT)
- リニアモータの基本特性
- プラズマ電子ビームの溶接
- 半導体レーザ装置
- 絶縁体薄膜の膜厚と屈折率の非破壊測定法
- ヒステリシスロータを用いた小形ブラシレス直流電動機
- 腐食におよぼす電流の影響
- レーザ光散乱による微粒子径測定とその応用

《普通論文》

- 30 cm 半径セクタ形二重集束ベータ線スペクトロメータ
 - レーザ探傷器 FD-420 形
 - YAC 用レダスピードメータ
- ### 《技術講座》
- アナログ計算機のプログラミング (1)
— 常微分方程式の解法 —

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
"	上田重夫
"	宇佐美重夫
"	大野寛孝
"	神崎遼
"	北川和人
"	小堀富次雄
"	鈴木正村
"	祖父江晴秋
"	山田栄一
"	横山茂行
委員	尾畑喜行
"	北垣成一
"	南日達郎
"	林昇寿
"	松元雄蔵
"	和田義勝
	(以上 50 名)

昭和 43 年 11 月 22 日印刷 昭和 43 年 11 月 25 日発行
「禁無断転載」定価 1 部金 100 円(送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 小倉弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋武夫

発行所

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内)
(電) 03-212-6111 (内線 3818)

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) 03-291-0921 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) (電) 03-212-6111

大阪営業所	大阪市北区梅田町 8・西阪神ビル	(電) 06-312-1231
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町 3-88・大名古屋ビル	(電) 052-561-5311
福岡営業所	福岡市天神 2-12-1・天神ビル	(電) 092-75-6231
札幌営業所	札幌市北二条西 4-1・北海道ビル	(電) 0122-26-9111
仙台営業所	仙台市大町 4-175・新仙台ビル	(電) 0222-21-1211
富山営業所	富山市桜木町 1-29・明治生命館	(電) 0764-31-8211
広島営業所	広島市中町 7-32・日本生命ビル	(電) 0822-47-5111
高松営業所	高松市鶴屋町 5-1	(電) 0878-51-0001
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2-12・三菱電機ビル	(電) 03-212-6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町 8-1	(電) 06-344-1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町 3-88・大名古屋ビル	(電) 052-561-5311
福岡商品営業所	福岡市天神 2-12-1・天神ビル	(電) 092-75-6231
札幌商品営業所	札幌市北二条西 4-1・北海道ビル	(電) 0122-26-9111
仙台商品営業所	仙台市大町 4-175・新仙台ビル	(電) 0222-21-1211
富山商品営業所	富山市桜木町 1-29・明治生命館	(電) 0764-31-8211
広島商品営業所	広島市中町 7-32・日本生命ビル	(電) 0822-47-5111
高松商品営業所	高松市鶴屋町 5-1	(電) 0878-51-0001
新潟営業所	新潟市東大通 1-12・北陸ビル	(電) 0252-45-2151
中央家電営業所	東京都千代田区丸の内 2-12・三菱電機ビル	(電) 03-212-6111
城北家電営業所	東京都文京区大塚 3-3-1・新茗溪ビル	(電) 03-944-6311
城南家電営業所	東京都世田谷区池尻 3-10-3 三菱電機世田谷ビル	(電) 03-411-8181
城西家電営業所	東京都杉並区清水 1-10-1	(電) 03-392-6823
横浜家電営業所	横浜市中区富士見町 3-4	(電) 045-251-2226
大宮家電営業所	大宮市寿能町 1-34・大宮公園ビル (電) 0486-441-5324 43-4116・0156	
千葉家電営業所	千葉市新宿町 2-49・三菱電機千葉ビル	(電) 0472-27-5486~8
静岡出張所	静岡市七間町 9-10・池田ビル	(電) 0542-53-9186
長崎出張所	長崎市大黒町 3-1・長崎産業交通ビル	(電) 0958-23-6101
岡山出張所	岡山市西長瀬字村北 122-1 三菱電機岡山ビル	(電) 0862-24-0331

中央研究所	尼崎市南清水字中野 80	(電) 06-491-8021
商品研究所	鎌倉市大船 2-14-40	(電) 0467-6-6111

神戸製作所	神戸市和田崎町 3-10-1	(電) 078-67-5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野 80	(電) 06-491-8021
三田工場	三田市三輪町字父々部 85	(電) 07956-4371
長崎製作所	長崎市丸尾町 6-14	(電) 0958-23-6211
稲沢製作所	稲沢市井之口 1100	(電) 0587-32-4121
和歌山製作所	和歌山市岡町 901	(電) 0734-23-7231
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋 325	(電) 0467-6-1111
通信機製作所	尼崎市南清水字中野 80	(電) 06-491-8021
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1	(電) 0727-72-5131
熊本工場	熊本市竜田町弓削 720	(電) 0963-62-7211
名古屋製作所	名古屋東区矢田町 18-1	(電) 052-721-2111
福岡製作所	福岡市今宿青木 690	(電) 092-88-0431
福山製作所	福山市緑町 1-8	(電) 0849-21-3211
姫路製作所	姫路市千代田町 840	(電) 0792-23-1251
相模製作所	相模原市小山字久保 224	(電) 0427-72-5131
世田谷工場	東京都世田谷区池尻 3-1-15	(電) 03-414-8111
静岡製作所	静岡市小鹿 110	(電) 0542-85-1111
中津川製作所	中津川市駒場町 1-3	(電) 05736-5-2121
大船製作所	鎌倉市大船 5-1-1	(電) 0467-6-6111
郡山製作所	郡山市栄町 2-25	(電) 02492-2-1220
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松 800	(電) 0276-22-4311
藤岡工場	藤岡市本郷字別町 1173	(電) 02742-2-1185
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字図所 1	(電) 075-921-4111
ラジオ工場	尼崎市南清水字中野 80	(電) 06-491-8021
札幌営業所	札幌市北二条東 12-98	(電) 0122-23-5544
札幌工場		