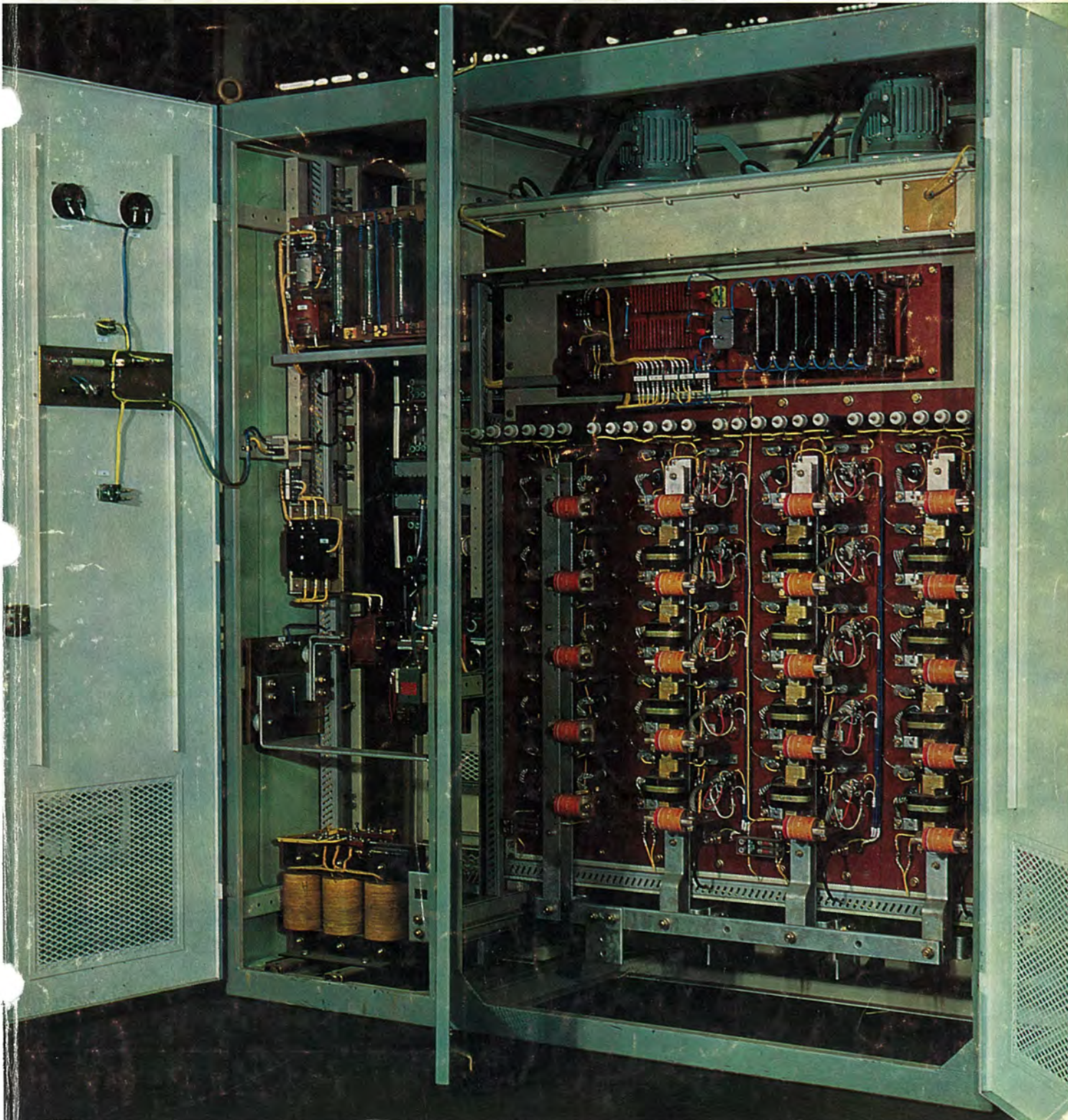


# MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol.40 February 1966  
サイリスタ応用特集

# 2

三菱製紙納めサイリスタレオナード装置用サイリスタ整流器





世界最大

# 550kV耐塩害用ブッシング完成 公開立会試験を挙行

わが国においても 500 kV 送電が実用化されようとしており、各方面において機器の試作、研究が続けられている。

当社伊丹製作所においては、このほど 500 kV 試験送電用変圧器に使用する 550 kV 耐塩害用 コンデンサブッシングを完成し、40 年末超高压電力研究所、東京電力、関西電力、中部電力立会のもとに公開試験を行ない、好成績で完了した。このブッシングは耐塩害用であるため気中側 ガイ管として全長 8 m に及ぶ世界最大のものを使用し、全長約 12 m、重量約 7.5 t という世界最大のブッシングである。当社ではすでに数年前、400 kV 級 (BIL 1,800 kV) 標準ブッシングは完成しているが、500 kV 級 (BIL 1,800 kV) の耐塩害用ブッシングは当社が最も早く完成したものである。この 550 kV 耐塩害用ブッシングは当社が標準として製作し、2 万本近い納入実績を有する OT 形 コンデンサブッシングの長所を生かしたコンデンサ構造であり、気中側 ガイ管は フラッシュ 取付方式、油中側 ガイ管は中心導体締付方式とした OTF 形である。絶縁材料としては最も絶縁耐力の高い油浸 クラフト紙を使用し、絶縁材内部の電界調整電極は、ブッシング内部、および外部の電界分布が均一になるよう配置している。油中側は中心導体締付方式と絶縁シールドの使用により寸法は小さく、変圧器用として最も適した信頼性の高いものである。

気中側 ガイ管に 8 m のものを使用したのは、東京電力が耐塩害用として各メカ同一品とする目的で、標準化されたものであり、耐塩害特性は、等価塩分付着量  $0.03 \text{ mg/cm}^2$ 、対象電圧は一線地絡時の健全相対地電圧として、410 kV で設計されたものであるが、ガイ管のみで試験の結果 410 kV では  $0.06 \text{ mg/cm}^2$  まで耐えることも確認されており、 $0.03 \text{ mg/cm}^2$  では十分余裕があるものである。

## ■ 仕様

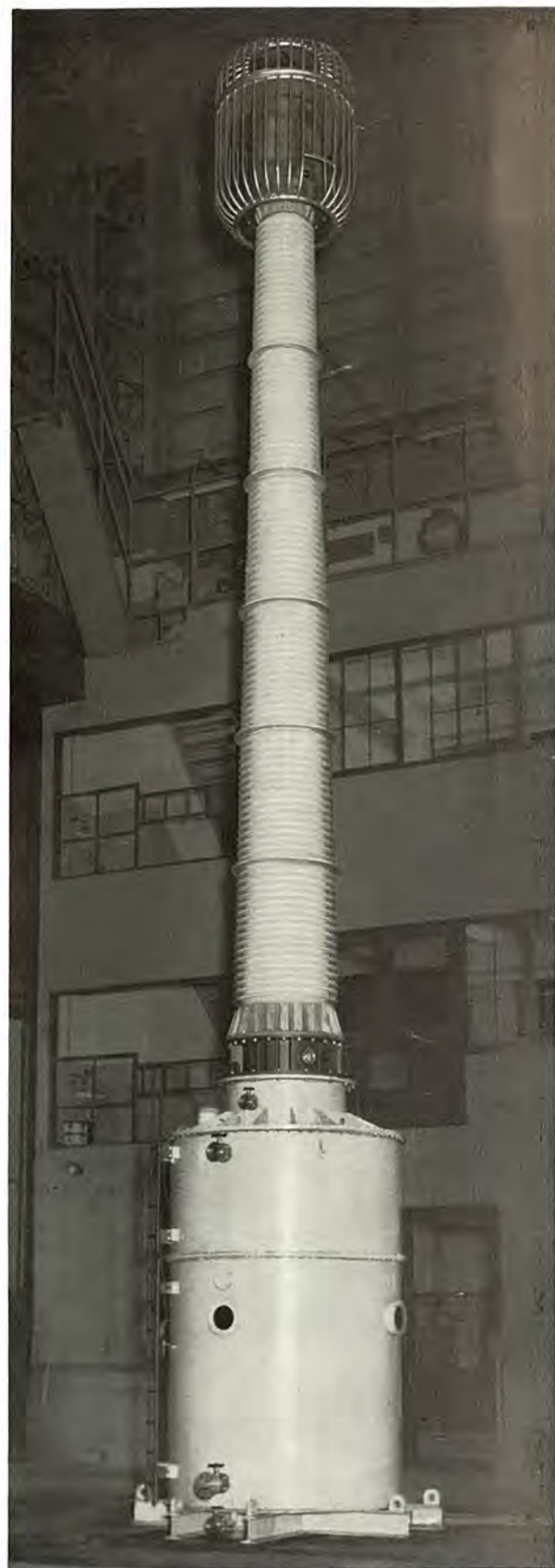
形式 三菱 コンデンサブッシング “OTF 形” 変圧器用

(油入 コンデンサ 形室素封入密封式)

定格電圧	550 kV
定格電流	1,200 A (連続)
衝撃波絶縁耐力	1,800 kV ( $1 \times 40 \mu\text{s}$ )
商用周波絶縁耐力	805 kV (1 分間)

## 耐塩害仕様

許容等価塩分付着量	$0.03 \text{ mg/cm}^2$
等価霧中耐電圧値	410 kV
活線洗浄耐電圧値	410 kV



試験中の 550 kV 耐塩害用ブッシング





## サイリスタ応用特集

### 目次

#### 《特集論文》

励磁用サイリスタ増幅器	伊藤 嗣郎・武藤 哲・高柳正弘	291
工業用サイリスタレオナード装置	細野 勇・佐野善之助・横島洋志・矢野昌雄	302
サイリスタによるアーク炉の電極制御装置	細野 勇・矢野昌雄	309
定電圧定周波電源装置	横島洋志・佐野善之助・増尾好昭・熊野晶義	313
小容量サイリスタインバータ	松田 寧・民井精三	320
車両用サイリスタレオナード装置	横島洋志・矢野昌雄・芦谷正裕・有賀恵蔵	329
電車のチョッパ制御	小原太郎・大野栄一	338
車両用高圧インバータ	小原太郎・山村隆司・太田幹雄・赤松昌彦	346
電気車制御の無接点化	三橋英一・永岡 栄	354

#### 《普通論文》

新形 24 kV, 1,000 MVA C 形空気シヤ断器	米沢克昌・信崎泰秀・藤原八郎	363
神戸電鉄納め回生電車—急コウ配線用新方式抑速回生—	小原太郎・久山研一・太田幹雄	367
300 t ゴライアスクレーン用制御装置	高岡明雄・木村隆信・佐竹幸雄・池田成央	374
MT-4 形 (150 Mc/FM, 1 W) モレクトロン携帯無線機	小林信三・太田堯久	385
400 チャンネル・パルス波高分析器 (ND-1666)	倉橋浩一郎・大西良一・津田元裕・増井隆雄	389
高分子の力学的性質に及ぼす膨潤の効果	柴山恭一・児玉峯一	397
高磁界電磁石	秋葉稔光・長田大三郎・島 幸弘・的 塾 卓・坂本文雄・岸森真通	403
広幅核磁気共鳴装置とその応用	下地貞夫・仲森諒賢	411
冷却水系の温度制御	山崎英蔵・塚本昭三・矢野昌雄	418
電子式サーモレス毛布	小原英一・中村新一・中村富家	422

#### 《技術解説》

ホール素子とその応用	竹田俊幸・梶原康也・植田親広	428
------------	----------------	-----

#### 《新製品紹介》

VHF, UHF 帯小形アイソレータ完成・高周波用電磁接触器を開発・ML 形ラッチ式交流電磁接触器シリーズ完成・VK 形乾式単板電磁クラッチを開発・銅板フレームモートル用円板形電磁ブレーキを完成・FP 形自吸式ポンプ完成・卓上用電気ベルトサンダを開発・三菱カラーテレビ 19CK-650 形新発売・三菱テープレコーダー T-210 形《メモリーオート》新発売	434
---	-----

#### 《ニュース・フラッシュ》

台湾電力榕樹発電所納め 2,700 kW 三相誘導発電機完成・関西電力姫路第二発電所納め 510 MVA 変圧器受注・冷間圧延設備電源駆動用大形同期電動機完成・焼結ブロワ駆動用同期電動機完成・3 次元レーダ完成・宮崎県企業局に 400 Mc 帯多重中継回線を納入	438
---	-----

#### 《特許と新案》

バスダクト・スイッチング回路・可変抵抗器	361
----------------------	-----

#### 《表紙》

- 三菱製紙 (八戸) 納めサイリスタレオナード装置用サイリスタ整流器  
三菱製紙 (八戸) 納めサイリスタレオナード装置用サイリスタ整流器である。  
抄紙機 (ラインシャフトドライブ方式) 用主機および補機用電源で、容量は 25 ~ 660 kW の 7 種がある。サイリスタは 70 A および 250 A の素子を使用している。制御は定電圧制御をマイナーループとした速度制御で精度、応答の向上をはかっている。サイリスタ変換装置はすでに実用期に入っており、今後の躍進が予想されるが、当社でもすでに大容量化の基礎試験、実用化試験を終わり、数千 kW 容量の変換装置も製作可能の体制にある。
- 世界最大 550 kV 耐塩害用ブッシング完成
- 三菱大電力用サイリスタ
- 三菱電気鍋シリーズ





## Special Collection of Thyristor Applications

### CONTENTS

#### SPECIALLY COLLECTED PAPERS

Thyristor Amplifier for Excitation System .....	291
Tsugio Itō • Satoshi Mutō • Masahiro Takayanagi	
Thyristor Leonard for Industry .....	302
Isamu Hosono • Zennosuke Sano • Hiroshi Yokohata • Akio Yano	
Arc Furnace Control with Thyristor .....	309
Isamu Hosono • Masao Yano	
Constant Voltage Constant Frequency Power Sources .....	313
Hiroyuki Yokohata • Zennosuke Sano • Yoshiaki Masuo • Masayoshi Kumano	
Low Power Thyristor Inverters .....	320
Yasushi Matsuda • Seizō Tamii	
Thyristor Leonard System for Rolling Stock .....	329
Hiroyuki Yokohata • Masao Yano • Masahiro Ashiya • Keizō Aruga	
Chopper Control of Electric Cars .....	338
Tarō Ohara • Eiichi Ohno	
High Voltage Static Inverter for Rolling Stock .....	346
Tarō Ohara • Takashi Yamamura • Mikio Ōta • Masahiko Akamatsu	
Solid State Control of Electric Cars .....	354
Eiichi Mitsuhashi • Sakae Nagaoka	

#### TECHNICAL PAPERS

Newly Developed Type "C" Air Blast Circuit Breakers Rated 24 kV 1,000 MVA 1,200/2,000 A .....	363
Yoshimasa Yonezawa • Yasuhide Shinozaki • Hachirō Fujiwara	
New Cars with Regenerative Brake of Kōbe Electric Railway —New Regenerative Brake System for Steep Gradient— .....	367
Tarō Ohara • Kenichi Kuyama • Mikio Ōta	
Control Apparatus of 300 ton Goliath Cranes .....	374
Akio Takaoka • Takanobu Kimura • Yukio Satake • Shigeo Ikeda	
Type MT-4 (150 Mc/FM, 1 W) MOLECTRON Portable Radio Equipment .....	385
Shinzō Kobayashi • Takahisa Ōta	
400-Channel Pulse Height Analyzer (ND-1666) .....	389
Kōichirō Kurahashi • Ryōichi Ōnishi • Motohiro Tsuda • Takao Masui	
Effects of Swelling on the Mechanical Properties of Polymers .....	397
Kyōichi Shibayama • Minekazu Kodama	
A High Power Electromagnet .....	403
Toshimitsu Akiba • Daisaburō Nagata • Yukihiro Shima • Takashi Matono • Fumio Sakamoto Masamichi Kishimori	
Broad Line Nuclear Magnetic Resonance Apparatus and Its Applications .....	411
Sadao Shimoji • Satotsugu Nakamori	
Temperature Control of Water Cooling Systems .....	418
Eizō Yamasaki • Shōzō Tsukamoto • Masao Yano	
Electric Blankets Provided with Electronic Protectors .....	422
Eiichi Ohara • Shinichi Nakamura • Tomiie Nakamura	

#### TECHNICAL LECTURE

Hall Generator and Their Applications .....	428
Toshiyuki Takeda • Yasunari Kajihara • Chikahiro Ueda	

NEW PRODUCTS .....	434
--------------------	-----

NEWS FLASH .....	438
------------------	-----

PATENT AND UTILITY MODEL .....	361
--------------------------------	-----

#### COVER EXPLANATION

- Thyristor rectifier used for a Thyristor-Leonard system delivered to the Mitsubishi Paper Mills Co.  
It is a Thyristor rectifier used for a Thyristor-Leonard system delivered to the Mitsubishi Paper Mills Co., Hachinohe. The device operates as a power source to the main machine of a line shaft drive system and also to auxiliary apparatus. The unit has seven kinds of capacity ranging from 25 to 660 kW. The Thyristor is provided with cells of rated 70 A and 250 A. The control made on the driven apparatus is speed control having the constant voltage operation as a minor group, aiming at the elevation of accuracy and response.  
The Thyristor converting equipment is already in the stage of practical application and holds promises for future development. Having finished the basic tests of building large capacity units and also tests of practical application, the Company is ready to produce the converting equipment of several thousands kW.
- 550 kV salt resistant bushing completed
- Mitsubishi high power thyristors
- Mitsubishi electric cooking pan series



UDC 621.375.9

## 励磁用サイリスタ増幅器

伊藤嗣郎・武藤 哲・高柳正弘

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 291～301 (1966)

単相全波非可逆形、単相全波インバータ制御非可逆形、三相全波非可逆形、三相全波インバータ制御非可逆形および可逆形サイリスタ増幅器と非可逆形用の磁気増幅器形点弧装置およびインバータ制御非可逆形、可逆形用の磁気増幅器形点弧装置について回路構成、特性および特長を述べ、M2形制御用増幅器、前置増幅器として使用される1,600 c/s 磁気増幅器および静止器、傾斜信号発生器について説明を加えてある。さらにこれらの応用について実施例の回路と試験結果を示してある。

UDC 621.313.2-9:621.316.718.5:621.382

## 工業用サイリスタレオナード装置

細野 勇・佐野善之助・横島洋志・矢野昌雄

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 302～308 (1966)

サイリスタは小形軽量で、その特性がすぐれているので、従来のワードレオナード装置にかわって電動応用分野に進出しつつある。ここでは、三菱サイリスタレオナード装置の各種制御回路、各種制御器具の特長を述べるとともに、出力電圧 DC 220 V、440 V の標準系列について紹介している。さらに応用の一例として、実際に線材圧延機ならびに抄紙機用電源として使用した実績を報告している。

UDC 621.365.2.036.65-523:621.382

## サイリスタによるアーク炉の電極制御装置

細野 勇・矢野昌雄

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 309～312 (1966)

アーク炉の速応制御は最近とみに重要視されているが サイリスタを用いた電極昇降制御を行なうことによってきわめて良好なアーク炉の速応制御を行なうことが可能である。サイリスタを用いたアーク炉の電極昇降制御方式としては、駆動部に直流電動機を用いる方法、交流電動機を用いる方法および電磁クラッチを用いる方法など、数多くの方式があり、いずれも良好な制御を行なうことが可能である。当社では このうち交流電動機をサイリスタによって制御することでアーク炉の電極昇降制御を行なっているが、臨港製鉄および東北特殊鋼に納入し、好調にか動している。

UDC 621.314.5:621.316.722.1:621.316.726:621.382

## 定電圧定周波電源装置

横島洋志・佐野善之助・増尾好昭・熊野晶義

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 313～319 (1966)

サイリスタの出現により、急速に進歩したインバータ応用技術は従来広く使用されていた電動発電機分野に、著しい進出を始めている。サイリスタインバータの応用分野のひとつとして定電圧周波電源があり、電子計算機やテレビ放送局などの安定した電源として使用されるようになった。これらをその応用例を中心に紹介している。無停電形電源として採用される場合には PWM 方式の電圧制御がその効果を十分に発揮する。また大容量のものでは、変流器帰還方式の採用で最高級の変換効率をもつ。応用例としては、電子計算機電源・プラント計装電源・放送局電源について述べている。

UDC 621.314.1:621.314.5:621.382

## 小容量サイリスタインバータ

松田 寧・民井精三

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 320～328 (1966)

はん用電源装置としてのサイリスタ DC-AC インバータで変換効率が低い、出力の安定度が良いなどの特長をもち最適の方式である LC 形転流および補助 SCR によるインパルス転流方式の PWM ブリッジ形回路、また車両用を主とする DC-DC コンバータで回路が簡単で、したがって小形、軽量化できる PWM 並列形およびチョッパ形回路の各基本回路を説明し、その応用例3機種について装置構成の概要と試験、測定データを中心に特性の要点を述べた。この2分野を主とした小容量サイリスタ電源装置は、すでに回転機に代わって実用期に入ったが、サイリスタの特性改善、新しい素子の発展そのほか今後に期待される点も多い。

UDC 621.316.718.5:621.337:621.382

## 車両用サイリスタレオナード装置

横島洋志・矢野昌雄・芦谷正裕・有賀恵蔵

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 329～337 (1966)

大電力用サイリスタの出現により交流電気車両の電圧制御方式にも、レオナード方式が採用されることになった。従来、電圧制御としては、主変圧器のタップ切換によって交流電圧を制御していたが、サイリスタレオナードでは、サイリスタの点弧位相制御により全電圧範囲が連続的に制御できることになる。レオナード方式としては、力行運転制御のみする場合と、回生制動をも併用する場合がある。これらレオナード装置を車両用に適用する際の特長や、その対処する手法についての概要を紹介するものである。

UDC 621.337.621.382

## 電車のチョッパ制御

小原太郎・大野栄一

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 338～345 (1966)

一般の直流電車を、ステップレスでしかもアークレス制御を行なう方式としてはいろいろ考えられるがその代表的なものとして、高電圧、大量サイリスタを用いたチョッパ制御がある。このチョッパ制御は、主回路電圧をサイリスタで開閉し定トルク制御が可能であるが、現実に電車に適用した場合の問題点を解決するため、現車試験を行なった。その結果サイリスタの直並列接続、制御周波数、電流脈流率などのほか外部に対する誘導障害についても定量的にはあくすることができたのでこれらの内容について報告してある。

UDC 621.314.5.027.3:621.335:621.382

## 車両用高圧インバータ

小原太郎・山村隆司・太田幹雄・赤松昌彦

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 346～353 (1966)

電気車の補助電源(ケイ光灯、制御用など)としては従来から電動発電機が使用されているが、回転機であるため摩擦部分が多く保守点検がやかいかで、騒音も多く長寿命を期待し得ないという難点があった。これに代わるものとしてサイリスタを応用した静止形高圧インバータが考えられるが、車両という特殊条件および高電圧という問題点などのため、その実用化は困難であった。当社はこれら問題点を解決し、DC 600 V および DC 1,500 V インバータを他に先けて製作し所期以上の成果を納めたので、以下高圧インバータの動作原理、問題点、実用例、現車試験結果などについて述べ参考と供したい。



UDC 621.337.22:621.382

## 電気車制御の無接点化

三橋英一・永岡 栄

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 354~359 (1966)

電車のシーケンス制御回路を完全に無接点化したものを2両試作し、現車試験も好成績で終了した。現在長期の営業運転に供せられており、その効用を在来の有接点式制御装置と比較される状態にある。今回の制御装置の特長は直流100Vのみの制御回路を、簡単な構成で無接点化したところにあり、カムモータはインバータ方式で動作が安定であり、限流値制御はPNPN半導体素子により精度が高く、ステップ位置検出は近接リレーをサイリスタの組み合わせにより、構成が簡単であるなどのみならずのすぐれた性能をもっている。

UDC 621.316.57.064.45

## 新形 24kV, 1,000 MVA C形空気シャ断器

米沢克昌・信崎泰秀・藤原八郎

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 363~366 (1966)

C形空気シャ断器は現在まで多数納入されてきたが、近年閉閉所設備の合理化が推進され、寸法、重量の低減が強く望まれるにいたったので、最も需要の多い24kV, 1,000 MVA 定格のシャ断器に対して大幅な改良を加え、重量、占有空間とも従来の約1/3に縮小した標準形シャ断器を開発し、生産に入った。新形シャ断器は横吹き付け形シャ断器の特長を生かして、きわめて簡単でがん丈な構造のうえで各部品が単純化されて取扱いが容易となったほか新設された短絡試験設備による三相実負荷試験を含む各種試験によって、異相地絡シャ断などの最近のシャ断器に要求される過酷な責務を十分満足することが証明された。

UDC 621.337.522.621.333.41

## 神戸電鉄納め回生電車—急コウ配線用新方式抑速回生—

小原太郎・久山研一・太田幹雄

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 367~373 (1966)

急コウ配区間用電車にとって、安全性の確保が第一義であることはいうまでもないが、とくに上りコウ配運転において消費する膨大な電力量の節減も経済上、またゆるがせにできない問題である。一方回生ブレーキは急コウ配電車に好個のものとして古くから考えられてきたが、いろいろの問題があり十分に実用化されていなかったのが現状であった。さいわい三菱電機は直流直巻電動機の特長を有効に活用するとともに安定な回生ブレーキ方式を開発しすでに停止ブレーキ用として実用に供してきたが、それらをもとに今回急コウ配線電車用として神戸電鉄に抑速回生ブレーキ付電機品を納入しすでに営業運転に入っており、回生率も28%という好成績を取っている。

UDC 621.874:621.316.718

## 300 t ゴライアスクレーン用制御装置

高岡明雄・木村隆信・佐竹幸雄・池田成央

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 374~384 (1966)

三菱重工業長崎造船所に納入した300t ゴライアスクレーンの制御装置は、この種の大形スクレーンをリアクトル制御によって高度な速度制御を行ない、かつ精密な同期運転において十分満足し得た点に画期的な成果があったと信ずる。このリアクトル制御装置には種々の新しい制御方式が取り入れられたが、そのおもなものは第1に差動セルシンによる同期偏差補正装置、第2に主巻の速度変動率減少と宙ぶり状態でゼロ速度から微速運転できるためのトルク調整器があり、第3にリアクトルの応答性向上のための特殊なサイリスタ点弧制御、第4に制御ケーブル本数減少のため信号搬送装置、第5に全無接点制御の採用がある。

UDC 621.396.611.62:611.396.73

## MT-4 形 (150 Mc/FM, 1W) モレクトロン携帯無線機

小林信三・太田禎久

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 385~388 (1966)

集積回路をリニア回路に使用した市販向け標準品としては、恐らく最初の表記無線機の概要につき述べた。構造は195×75×41 mm, 900 g で一般の市民バンドトランシーバと同じダイブとし、JISF 8001 第3種の防水構造とした。電源はNi-Ca または単3乾電池を内蔵し、内蔵のメータで電池電圧、送信電力が監視できる。送信部は水晶制御位相変調方式、周波数安定度  $\pm 0.002\%$ 、最大周波数偏移100%変調で  $\pm 7$  kc、受信部は二重スーパーヘテロダインとし、多段の同調回路を用いてイメージおよび高調波感度比-40 dB以下を得ている。仕様、各部性能、系統図、実測データも示した。(図9枚、表2枚)

UDC 621.317.35

## 400 チャネル・パルス波高分析器 (ND-1666)

倉橋浩一郎・大西良一・津田元裕・増井隆雄

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 389~396 (1966)

マルチチャネル波高分析器は、放射線計測において、いまや欠くことのできない主要な装置である。また、そればかりでなく核物理や医用電子工学の分野でもその特色を生かした新しい応用面が開け、計測に、データ処理に、その需要は急速に増大してきている。ここに述べる400チャネルパルス波高分析器は、従来のものと比べ、次のような特長を有するものである。

- (1) 三菱モレクトロンの使用により小形化され、信頼度が高い。
- (2) 演算機能を内蔵し、スペクトル分析がきわめて容易に行なえる。
- (3) ベースライン・シフトをデジタルに行なっている。
- (4) ライブ・ディスプレイが行なえるので、常に明瞭な観測が行なえる。

UDC 541.68:532.7:66.09.621.318.3

## 高分子の力学的性質に及ぼす膨潤の効果

柴山恭一・児玉峯一

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 397~402 (1966)

エポキシ樹脂とポリウレタンの二種の網目高分子について低分子量溶媒による膨潤がその力学的性質にどのような効果を与えるかを調べた。一般に、膨潤によってガラス転移温度は低下し、転移の形に変化があらわれる。ポリウレタンのような極性高分子では膨潤によってある種の内部構造の変化が起こることが推定された。さらにポリウレタンの場合には膨潤の効果は高分子と溶媒の種類の組み合わせにより非常に個性的にあらわれる。その原因として高分子および溶媒のそれぞれがもっていた自由体積の一部が重なり合う効果が存在することを示した。

UDC 621.318.3

## 高磁界電磁石

秋葉稔光・長田大三郎・島 幸弘・的埜 卓・坂本文雄・岸森真通

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 403~410 (1966)

三菱電機神戸製作所で建設し、京都大学理学部に設置された高磁界電磁石の運転が開始されている。磁極間の磁界、磁極中の磁界分布の計算とモデル実験の結果、建設を行ない次の性能を持っている。(1) 3, 4, 6, 8 cm のギャップに対応した最高磁界は35, 32, 28, 22 kOeである。(2) 8 cm のギャップでは the fractional uniformity of the field は17 kOeまで  $1 \times 10^{-4}$  以下である。(3) 電源は36 kW で、電流レンジは低レンジ1.6 A から320 A、高レンジ16~320 Aの連続可変、Polarity change 付の2 ranges で、電流安定度は最高電流からその1/10の電流値まで ripple と drift の両者を合わせたものに対し  $\pm 2 \times 10^{-6}$  である。磁界その他の測定によりこの装置は主体として要求を満たしていると同時に電磁石の設計もかなり正確であることが確認された。



UDC 538.569.4.07

## 広幅核磁気共鳴装置とその応用

下地貞夫・仲森誥賢

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 411~417 (1966)

固体用の広幅核磁気共鳴装置を製作した。信号検出器は発振検波器を用い Robinson, Pound-Watkins および Knight 形を併用し数 mV~10 V の発振レベルをカバーする。測定温度は液体ヘリウム温度および流体窒素温度 ~+200 °C。電磁石の最大磁場は 16,000 Oe, 一様性  $1 \times 10^{-5}$  および分解能  $3 \times 10^{-3}$  である。応用例として、石膏の結晶水、不飽和ポリエステルのプロトン共鳴および Nb 金属粉末中の Nb<sup>93</sup> 共鳴を示した。石膏の結晶水は装置の感度および忠実度テスト試料として用い、不飽和ポリエステルでは無定形状態で広幅、狭幅成分の分離、超伝導 Nb 中では内部磁場の分布によると考えられる幅の広がりを観測した。

UDC 536.58:66.045:621.64

## 冷却水系の温度制御

山崎英蔵・塚本昭三・矢野昌雄

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 418~421 (1966)

電気機器の容量の増加あるいは安定性の向上のために、機器冷却水の温度制御が行なわれる場合が多い。冷却水系を温度制御する場合、とくに水加熱器の伝達関数が問題になる。本稿では、まず水加熱器の動特性を解析し、さらに制御に便利な伝達関数に近似して制御系の設計を容易にした。次に佐久間周波数変換所の冷却水系にこの結果を適用して系の設計を行ない、水加熱器および三方弁制御系により良好な水温制御を行なうことができたのでその概要を報告する。

UDC 677.62:621.365

## 電子式サーモレス毛布

小原英一・中村新一・中村富家

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 422~427 (1966)

今回トランジスタを用いて電気毛布の過熱を防止する回路をつけたサーモレス毛布を開発し、市販を開始したので詳細を記した。サーモレス毛布とは毛布本体内のサーモスタットをなくし、それに代わる過熱保護回路を設けたものである。この形式のものは、GE 社がナイロン系樹脂の特性を生かし感熱層として毛布に適用したものを国内に持込み市販した。三菱電子式サーモレス毛布はこれに対処したものであるが、GE 社とはまったく異なった方式とし原価的にも考慮した。本文には三菱電子式サーモレス毛布の構造、回路、回路の動作、温度特性試験の結果を記し、他社品サーモレス毛布との比較をした。

UDC 621.382:538.632

## ホール素子とその応用

竹田俊幸・梶原康也・植田親広

三菱電機技報 Vol. 40・No. 2・P 428~433 (1966)

各種ホール素子の特性と、使用の際の問題点、注意すべき点を述べ、さらに、回路網に組み入れるのに便利なマトリックス表示を行なっている。次に応用例として、磁束計、電流計、超低周波発振器、関数発電器、ホールシンクロ、直流モータ、電力計、直流モータのトルク測定、インピーダンスリレー、チョッパ、電力増幅器、発振器、メモリ回路、論理回路、演算回路などに関して述べている。



正 誤 表

ページ	誤	正
VOL.40, NO. 2 404頁 右側の上から20 行目	また上記要求(2)の代わり に, ………	われわれは上記要求(2)の 代わりに, ………
VOL.40, NO. 2 408頁 図 4.4の中の細 字説明文中	曲線上の数字は <u>磁極片先</u> <u>端径</u> を示す	曲線上の数字は <u>磁極間隔</u> を示す。
VOL.40, NO. 2 409頁 図 4.6の中の細 字説明文中	●主励磁電流 <u>38A</u> の場合 …………	●主励磁電流 <u>34A</u> の場合 …………
VOL.40, NO. 2 410頁 左側の上から16 行目	金属ケースが <u>結果</u> してい る…………	金属ケースが <u>結合</u> してい る…………
VOL.40, NO. 2 429頁 左側の上から13 行目	$(1 + \lambda B^2)$ 倍になる。	$(1 + \gamma B)^2$ 倍になる
VOL.40, NO. 2 429頁 左側の下から9 行目	$V_H / W_i = KB / R_i^{1/2} \cdots \cdots$ (2, 10)	$V_H / W_i^{1/2} = KB / R_i^{1/2} \cdots \cdots$ (2, 10)
VOL.40, NO. 2 429頁 左側の下から8 行目	$R = R_o$ としたとき…………	$R_L = R_o$ としたとき…………
VOL.40, NO. 2 429頁 左側の下から6 行目	$W_L / W_i = (KB / R_o)^2 /$ $4 R_i \cdots \cdots (2, 11)$	$W_L / W_i = (KB)^2 / 4$ $R_o R_i \cdots \cdots (2, 11)$
VOL.40, NO. 2 429頁 左側の下から1 行目	$\vec{V}_2 = K \vec{B} \vec{I}_c - R_o \vec{I}_2 = \vec{V}_H$ $- R_o \vec{I}_2 \cdots \cdots (2, 13)$	$\vec{V}_2 = K \vec{B} \vec{I}_c - R_o \vec{I}_2 =$ $\vec{V}_H - R_o \vec{I}_2 \cdots \cdots (2, 13)$
VOL.40, NO. 2 431頁 左側の下から4 行目	を <u>考えれば</u> …………	を <u>考えなければ</u> …………



## 励磁用サイリスタ増幅器

伊藤 嗣郎\*・武藤 哲\*・高柳正弘\*

## Thyristor Amplifiers for Excitation System

Kōbe Works Tsugio ITŌ・Satoshi MUTO・Masahiro TAKAYANAGI

The latest progress in the manufacturing techniques of semiconductors has enabled the productive industry of semiconductor elements to carry on continuous work to such an extent that this is considered a very industry to furnish the world with up-to-date facilities. Of various developments of the kind stands out the thyristor which is the outcome of thorough quality control. Because of excellent characteristics and elevated reliability of the thyristor elements, the devices have opened a sphere of power sources of DC machine fields and also power supplies to DC motors. This article deals with thyristors for excitation of DC machines and amplifiers for their control brought to completion as one of the Company's standard series.

## 1. ま え が き

最近の半導体製作技術の進歩向上により、半導体素子の生産工場は装置工業と考える程度に連続生産が行なわれており、徹底した品質管理とあいまってサイリスタ素子自体の信頼度は著しく向上してきた。サイリスタ素子のすぐれた特性と信頼度の向上により、直流機の電動力応用分野において、サイリスタは直流機の界磁電源および直流電動機の電源として広く使用されるようになった。直流電動機の電源用サイリスタについては「工業用サイリスタレオード装置」を参照していただくことにして、ここでは当社が標準系列を完成している直流機の界磁励磁用サイリスタとその制御用増幅器およびその応用例について紹介する。

## 2. サイリスタ増幅器

## 2.1 基本回路方式

サイリスタ増幅器の回路方式としては単相半波、単相全波、三相半波、三相全波など各種の方式があるが、ここでは比較よく使用される単相全波および三相全波方式の4例について説明する。

## 2.1.1 単相全波非可逆形 (Rectifier type)

この方式の基本回路を図2.1に示す。この方式は図から明らかなように、ブリッジの左側2アームのみにサイリスタを使用し、右側2アームには単なるダイオードを接続したものである。サイリスタのゲート回路には、直流信号によってパルス位相角が制御される点弧装置が接続される。点弧装置としてはいろいろの方式のものが使用できるが、後述する点弧装置についていえば、われわれは通常3.1節に述べるゼナーダイオードによって得られる方形波電源を用いた磁気増幅器形を採用している。図2.2にサイリスタ増幅器の外観を示す。

この方式によるサイリスタ増幅器の電圧および電流波形を図2.3に示す。これは  $L$  負荷を接続し負荷電流が連続する場合について

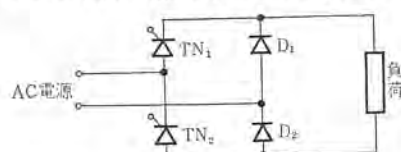


図 2.1 単相全波非可逆形の基本回路  
Fig. 2.1 Basic bridge of the single phase rectifier circuit.

て示したもので、点弧パルスによって  $TN_1$  が点弧すると、負荷およびダイオード  $D_2$  を通って電流が流れる。次の半サイクルで電源電圧が逆に印加されると  $TN_1$  は直ちに不導通となり、 $L$  負荷に流れる電流は次の点弧パルスによって  $TN_2$  が導通するまでダイオード  $D_1$  および  $D_2$  を通って流れ続ける。純抵抗負荷を接続した場合の出力電流波形は、出力電圧波形とまったく同一波形となる。

この方式は、ブリッジ形自己飽和磁気増幅器回路とはほぼ同一の特

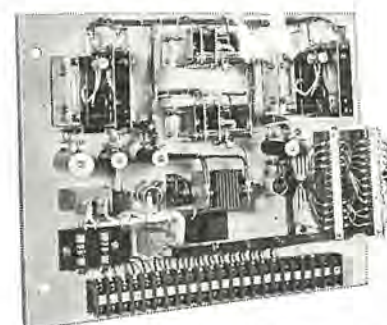


図 2.2 TN-22020 サイリスタ増幅器外観  
Fig. 2.2 External view of type TN-22020 thyristor amplifier.

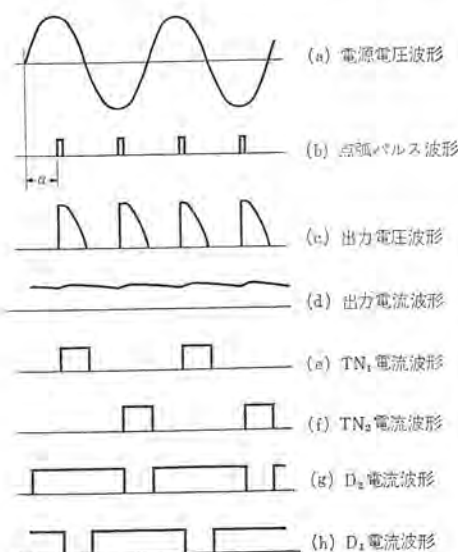


図 2.3 誘導負荷における各部電圧、電流波形  
Fig. 2.3 Voltage and current wave forms of thyristor amplifier with inductive load.



性を有するが、応答速度については、はるかにまきっている。サイリスタを2個しか使用せず、点弧装置も簡単な方式のものが採用できるので、つぎに述べる単相全波インバータ制御非可逆形のものより小形で価格も安く使用上有利な場合が多く、発電機、電動機などの界磁制御用増幅器として用いるには十分な性能を発揮できる方式である。

## 2.1.2 単相全波インバータ制御非可逆形

(Unidirectional converter type)

この方式の基本回路を図2.4に示す。図から明らかなように、ブリッジ回路の各アームにサイリスタを用いており、誘導負荷に用いた場合、過渡応答速度に対してきわめて有利な方式である。サイリスタの各ゲート回路には後述するトランジスタと磁気増幅器の組合わせによる点弧装置を用い、 $TN_1$ と $TN_4$ に同時に同一極性の点弧パルス信号を供給し、半サイクルあとにはちょうど $180^\circ$ 位相の遅れた点弧パルス信号を $TN_2$ と $TN_3$ に同時に供給し、半サイクルごとに $TN_1$ 、 $TN_4$ および $TN_2$ 、 $TN_3$ を交互にオン・オフさせて制御する方式である。

図2.5はこの回路の動作をわかりやすくするため、点弧位相角をいろいろ変化した場合の出力電圧波形の一例を示したものである。

いま点弧角 $\alpha$ のパルス信号が、ブリッジの対角位置に接続された $TN_1$ 、 $TN_4$ に供給されると、出力電流は $TN_1$ 負荷および $TN_4$ を通して流れる。誘導負荷に対し、負荷電流が持続しうような電圧が供給されている場合、電源電圧が逆極性になると負荷にたくわえられたエネルギーは電源電圧に逆行して流れ、正の半サイクルで導通していた一組のサイリスタ $TN_1$ 、 $TN_4$ は逆の半サイクルで導通するほかの組のサイリスタ $TN_2$ 、 $TN_3$ が点弧するまで導通し続ける。 $TN_2$ 、 $TN_3$ が点弧すると同時に、今まで導通し続けてきた一組のサイリスタ $TN_1$ 、 $TN_4$ は不導通になる。負荷エネルギーが電源に逆流している期間負荷端子電圧の極性は、電源から負荷電流を供給している期間に対しまったく逆の極性を示すことになる。図2.

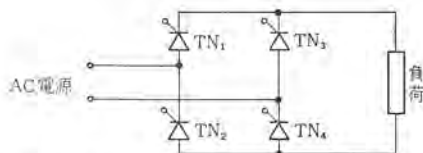


図 2.4 単相全波インバータ制御非可逆形の基本回路  
Fig. 2.4 Basic bridge of the single phase unidirectional converter circuit.

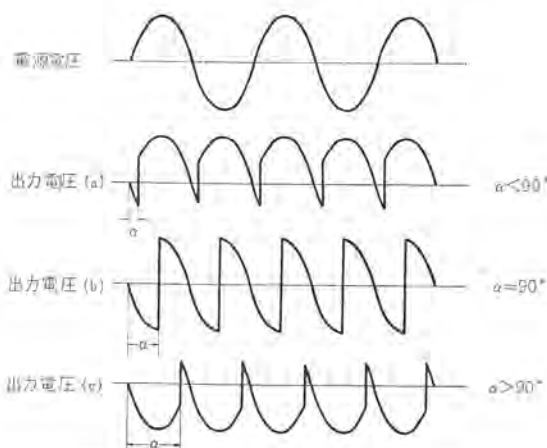


図 2.5 誘導負荷における出力電圧波形  
Fig. 2.5 Out put voltage wave forms of unidirectional converter type with inductive load.

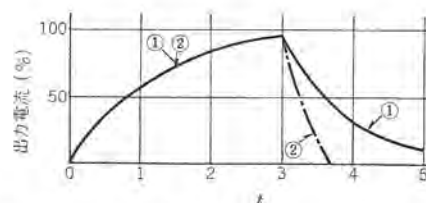


図 2.6 誘導負荷における過渡電流特性の比較  
Fig. 2.6 Comparison of transient current in inductive loads.

5に示す出力電圧波形はこのようすを点弧位相角に応じてそれぞれわかりやすく示している。以上の点が前項に述べた単相全波非可逆形と大きな違いを示すものであって、過渡特性の相異にも関係してくるわけである。

適当なインバータ動作を行なわせるためには、ブリッジ回路の各一組のサイリスタを交互に導通させる際、最大点弧位相角を $180^\circ$ 以内に保つことが必要である。もし最大点弧位相角が $180^\circ$ に等しいかまたはそれ以上になるとインバータ作用は行なわれず、通常の整流回路に変わってしまい、適切な制御作用が失われてしまう点に注意しなければならない。このためわれわれは制御入力信号のいかににかかわらず必ず点弧位相角 $160^\circ \sim 170^\circ$ でマールパルスを出す回路を点弧装置内に付加し、たとえ入力信号が無くなっても点弧パルス位相が $160^\circ \sim 170^\circ$ を越えないように考慮している。

インバータ動作が行なわれるこの方式では、負荷電流を急減させるような入力信号が与えられた場合の負荷電流減衰速度が、さきに述べた単相全波非可逆形や磁気増幅器に比べかなり速く、この状態を比較した過渡特性曲線を図2.6に示す。負荷電流を増加する際の応答速度は両方式とも同一であるが、減少する場合の応答速度は非可逆形方式に比べほぼ $1/2$ 以下になるという大きな特長を有する。図中の曲線②がこの方式による場合の電流減衰曲線である。曲線①は単相全波非可逆形方式の場合を示す。

## 2.1.3 三相全波非可逆形 (Rectifier type)

この方式の基本回路を図2.7に示す。図から明らかなように三相ブリッジの上側3アームのみサイリスタを接続し、下側の3アームはすべてダイオードを用いている。特性としては出力電圧波形率(脈動率)が三相全波整流方式のため、単相全波方式の場合より小さくなり、また同一AC電源電圧に対して直流出力電圧電流とも大きく出しうる以外は単相全波非可逆形の場合と同一で、過渡特性もまったく同じで、目立った特長はない。ただしさきに述べた単相全波方式では特別に設けていない転流ダイオード $D_4$ を用いている点に注意されたい。これは誘導負荷に電力を供給している場合、もしダイオード $D_4$ がないとすると負荷電流を減少すべくある時期に点弧パルスを取り除いても、その時期に通電していたいずれかのサイリスタを通して負荷電流が流れつづけるため、負荷電流をシャ断できないことがある。これを防止するために設けたのがこの転流用ダイオードである。ここではこれに相当する単相回

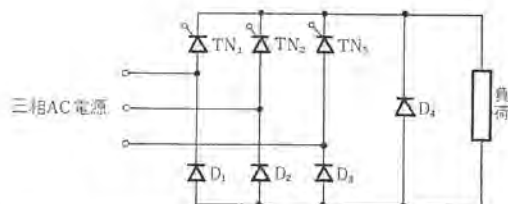


図 2.7 三相全波非可逆形の基本回路  
Fig. 2.7 Basic bridge for the three phase rectifier circuit.



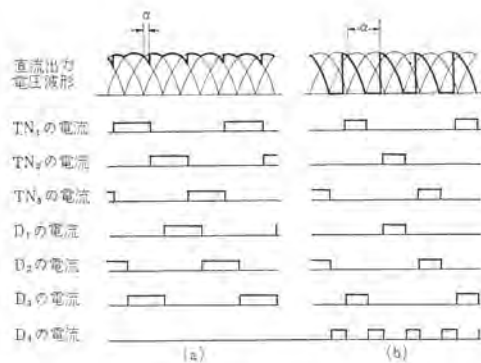


図 2.8 誘導負荷における各部電圧電流波形  
Fig. 2.8 Voltage and current wave forms of thyristor rectifier with inductive load.

路については記載していないが、図 2.1 において  $TN_2$  と  $D_1$  とを入れ替えても制御可能である。ただしこの場合は上に述べた転流用ダイオードを負荷と並列に接続しなければならない。

図 2.8 にこの方式による場合の各部の電圧電流波形を示す。図 2.8 (a) と (b) は点弧パルスの位相角を変えた場合の 2 例について示している。図から明かなように、転流ダイオード  $D_4$  にはつねに電流が流れるというわけではなく、点弧位相角  $\alpha$  が小さいとき、すなわち出力電圧がある値以上に大きいときは流れず、 $\alpha$  が大きくなると  $D_4$  に電流が流れるようになるため、 $D_4$  の電流容量選定については実際の使用状態に則した定格のものを用いるのが経済的にみても望ましいことと考える。転流ダイオードに電流が流れはじめる点弧位相角  $\alpha$  は単相全波方式の場合  $\alpha > 0$ 、三相全波方式では  $\alpha > \frac{\pi}{3}$  である。

#### 2.1.4 三相全波インバータ制御非可逆形 (Unidirectional converter type)

図 2.9 はこの方式の基本回路図を示す。ブリッジ回路 6 の個の各アームともサイリスタを用いており、一般に誘導負荷に用いた場合に効果がある。これは単相インバータ制御非可逆形方式が、非可逆形方式に比べ過渡特性がすぐれているのとまったく同一で、純抵抗負荷に対しては前述の単相および三相 Rectifier 方式とどうようである。

この方式に用いる点弧装置は、単相インバータ制御非可逆形方式に用いられるものと同一のものを各相 1 台ずつ計 3 台用い、各点弧装置に設けられたそれぞれ  $180^\circ$  位相を異にした二つの点弧パルス出力を、それぞれ各アーム（たとえば  $TN_1$ ,  $TN_2$  または  $TN_3$ ,  $TN_4$ ）のサイリスタゲート端子に供給するよう接続している。点弧装置を #1, #2 および #3 とすると、 $TN_1$ ,  $TN_2$  を制御する #1 点弧装置は  $V_{AC}$  相に同期するパルスが発生し、 $TN_3$ ,  $TN_4$  を制御する #2 点弧装置は  $V_{BA}$  相に同期し、 $TN_5$ ,  $TN_6$  を制御する #3 点弧装置は  $V_{CB}$  相に同期するものとする。すなわち、各点弧装置の出力パルスは、それらが点弧すべきサイリスタの電源電圧と

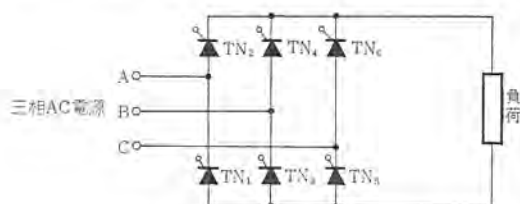


図 2.9 三相全波インバータ制御非可逆形の基本回路  
Fig. 2.9 Basic bridge of the three phase unidirectional converter circuit.

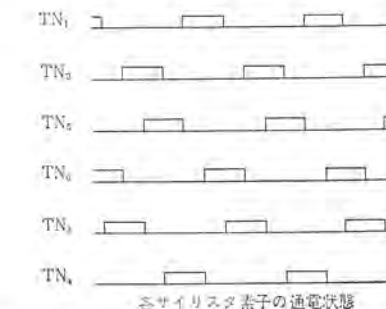
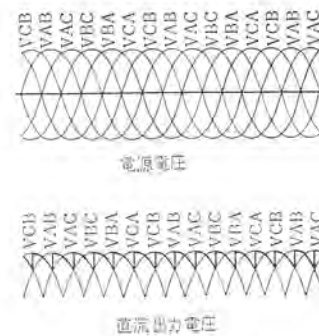


図 2.10 三相全波回路の電圧波形  
Fig. 2.10 Three phase circuit wave forms.

$60^\circ$  の位相づれをもたせている。したがって点弧パルスの位相角  $\alpha=0^\circ$  は各サイリスタに印加する電圧の位相角  $60^\circ$  で点弧パルスを発することになり、この場合出力電圧は最大となる。

図 2.10 は AC 電源電圧および出力電圧波形を点弧パルス位相角  $\alpha=30^\circ$  の場合について、各サイリスタ素子の通電状態をも同時

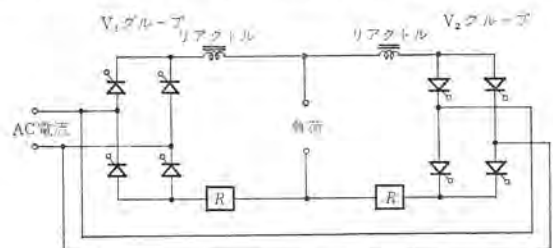
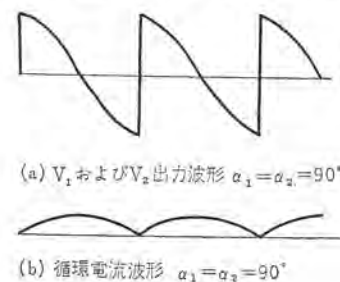
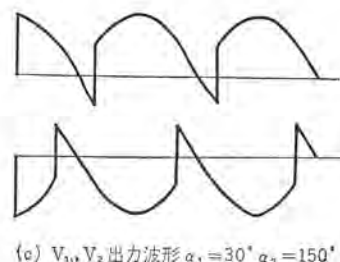


図 2.11 可逆形の基本回路 (単相)  
Fig. 2.11 Basic bridge of the single phase dual converter.



(a)  $V_1$  および  $V_2$  出力波形  $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$

(b) 循環電流波形  $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$



(c)  $V_1, V_2$  出力波形  $\alpha_1 = 30^\circ, \alpha_2 = 150^\circ$

図 2.12 各部電圧電流波形  
Fig. 2.12 Voltage and current wave forms.



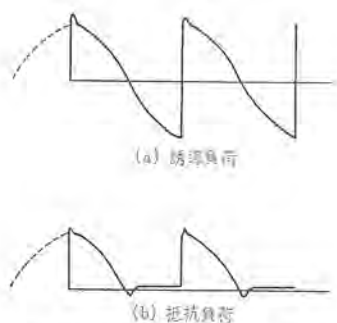


図 2.13 負荷電圧波形  $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$   
Fig. 2.13 Voltage waveforms of load.

に示したものである。

### 2.1.5 可逆形 (Dual Converter type)

図 2.11 は基本回路を示す。回路は二組のインバータ制御非可逆形を逆並列に持続し、循環電流抑制のリアクトルおよび抵抗を直列に接続してある。点弧位相は同一入力信号に対し逆方向に動作する。図 2.12 は電圧電流波形により制御動作を示したものであり、インバータ制御非可逆形サイリスタの  $V_1$  グループ、 $V_2$  グループの点弧位相角  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  がともに  $90^\circ$  のときは  $V_1$ 、 $V_2$  とともに直流出力電圧はゼロであり誘導負荷の端子電圧もゼロである。しかし  $V_1$ 、 $V_2$  の交流電圧により  $V_1$ 、 $V_2$  のループに循環電流が流れる。これを抑制するため回路にリアクトルが直列に接続されている。 $V_1$  が正出力を出すと  $V_2$  はインバータ動作となり負荷には正出力電圧が加わる。このとき回路のリアクトルにより  $V_2$  の電流は連続となりインバータ動作を正常に行なう。

循環電流は  $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$  の場合が最大で、この値が定格電流の 10% 程度になるようリアクトルを選定してある。リアクトルは適当な電流値で飽和するがインバータ電流は小さいので問題とならない。

$V_1$ 、 $V_2$  がもし誤って同時に正出力を出した場合にはループの直流インピーダンスにより循環電流の値が決まるがサイリスタの電圧降下は小さいので定格電流において電圧出力電圧の約 20% の電圧降下となる抵抗を回路に直列に接続している。

負荷電圧波形は負荷の特性とリアクトルの飽和特性により決まる。図 2.13 は  $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$  の場合の負荷電圧波形を示す。

### 2.2 サイリスタ素子の保護回路

2.1 節で述べた基本回路では、サイリスタ素子の保護回路を省略して示しているが、サイリスタは元来シリコンダイオードなどとうりよう、定格以上のサージ電圧に対してはきわめて弱いものであるため、工業用として使用する場合は、基本回路図に示したようなサージに対してまったく無防備のまま使用することは危険であ

る。サージに対し十分耐えうる素子を用い、保護回路を省略するのも一方法であり、場合によってはこのような方法を採用することもありうるが、一般にサイリスタはサージ耐量の高いものほど価格も割り高になっている現状なので、適当なサージ保護回路を設けることにより、サイリスタ素子自身は必要最小限のサージ耐量をもった低価格のものを用いることが最も経済的となる場合が多い。

サイリスタ素子の保護方式としてはいろいろ方法がある<sup>(1)</sup>が、ここでは現在標準として採用している一例について述べる。

図 2.14 はその回路図で、サイリスタ素子 1 個に対して構成する保護回路である。基本回路図で示したサイリスタ各アームは、実際にはこの図に示す回路で構成される。 $D_1$  はサイリスタ TN に印加される逆電圧を防止するためのシリコンダイオードで、サイリスタのセン頭逆耐電圧より高い逆耐電圧を有するものを用いている。これは容易にサイリスタを破壊しうるサージ電圧の到来に対しても、サイリスタの破壊に対し、十分安全な保護の役目を果たすものである。順方向に対し、サイリスタの有する順方向耐電圧以上のサージ電圧が印加されると、サイリスタは誤点弧を導通状態になるが、これはただちにサイリスタを破壊するにはいらない。 $D_2$  は  $D_1$  に逆電圧が印加されている際に流れるわずかな漏れ電流を通電するためのもので、ごく小容量のダイオードで十分である。もし  $D_2$  が接続されていないと、サイリスタの Recovery time がシリコンダイオード  $D_1$  のそれより短いため、スイッチングの際にサイリスタに高い逆電圧が印加され破壊する危険が生ずる。SP は一定値以上のサージ電圧がかかると大きな電流を流し、電源インピーダンスによる電圧降下により  $D_1$  の逆耐電圧に対し十分安全な値に制限する働きをする。SP としては普通セレンアレスタを使用している。R-C 回路は電源開閉時などに起こりうる急しゅんな電圧上昇率  $dv/dt$  を  $D_1$  および TN に対して安全な値に抑制する働きをする。

### 2.3 特性

#### 2.3.1 単相全波非可逆形の特性

図 3.1 に示す ZPM 形点弧装置と、2.1.1 項で述べた単相全波非可逆方式とを組合わせた場合の入力-出力特性曲線を図 2.15 に示す。

図 2.16 は入力信号に対する出力電圧の応答特性を示す。ここで  $N$  は制御コイルの巻数、 $R$  は制御回路の抵抗 ( $\Omega$ ) である。なお、 $N^2/R$  はそれぞれの制御回路の  $N^2/R$  の総和を示している。

図 2.17 は上記増幅器の入力 AC 電源電圧を  $\pm 10\%$  変化させた場合の特性曲線の変化を示したものである。

#### 2.3.2 単相全波インバータ制御非可逆形の特性

図 3.5 に示す PM 形点弧装置を用いた単相全波インバータ制御

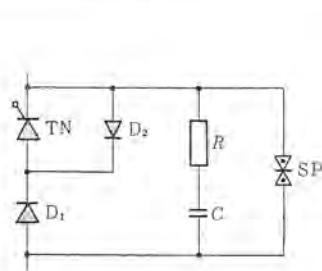


図 2.14 サイリスタの保護回路  
Fig. 2.14 Protection circuit of thyristor.

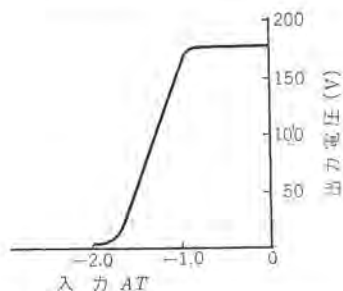


図 2.15 ZPM 形点弧装置を用いたサイリスタ増幅器の入力-出力特性曲線  
Fig. 2.15 Input-output characteristic curve of the thyristor amplifier provided with type ZPM.

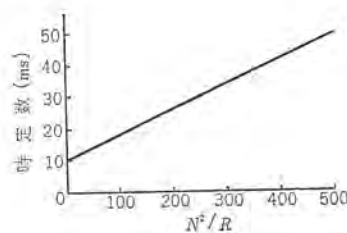


図 2.16 サイリスタ増幅器の応答速度  
Fig. 2.16 Response time of thyristor amplifier.



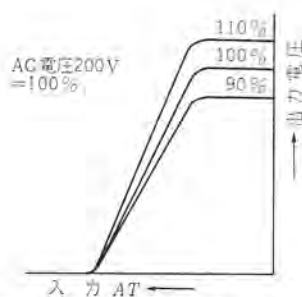


図 2.17 電源電圧変化による出力電圧変化曲線  
Fig. 2.17 Output voltage variation due to AC voltage disturbance.

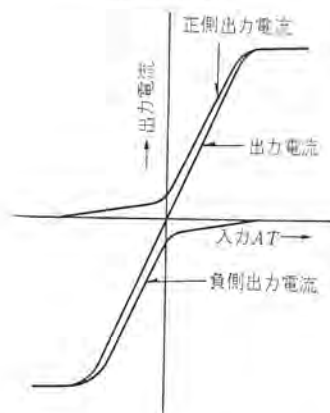


図 2.20 可逆形入力-出力特性曲線  
Fig. 2.20 Input-output characteristic curve of the dual converter.

非可逆形サイリスタ増幅器の入力-出力特性を図 2.18 に示す。

最低出力電圧がゼロになっていないのは、さきに述べたように、マ-カパルスによって最大制御点弧位相角が  $160^\circ$  程度に制限されているためである。電源電圧変動に対する特性変化および応答特性については前述の単相全波非可逆形の場合とほとんど同一であり、周囲温度  $0^\circ\text{C}\sim 50^\circ\text{C}$  の変化に対しても入出力特性の変化はほとんど認められない。ただし、電源電圧変動に対しては、TPM 形点弧装置の DC 24 V 電源のみはできるだけ押える ( $\pm 1\%$  以内) ことが望ましい。

### 2.3.3 三相全波方式の特性

三相全波非可逆形および三相全波インバータ制御非可逆形の特性は上述の単相全波方式に比べ  $V/AT$  ゲインが約 2 倍、最大出力電圧が約 1.5 倍、応答速度が同一  $N^2/R$  値に対しほぼ 3 倍程度となる以外はほとんど同一である。図 2.19 に三相全波インバータ制御非可逆形の入力-出力特性曲線を示す。

### 2.3.4 可逆形の特性

可逆形では単相三相とも出力電流ゼロのときに循環電流を定格電流の 10% 程度流す。出力が正逆両方向であるほかはゲイン、応答速度の特性はインバータ制御非可逆式と同じである。図 2.20 は可逆形入力-出力電流特性を示す。

## 3. 点流装置

サイリスタ点弧装置にはいろいろの方式があるが、いずれも直流制御電圧または電流によって、サイリスタのゲート、カソード間に供給する点弧パルスの位相を制御するためのものである。以下当社が標準として使用しているもののうち 2 例について述べる。

### 3.1 ゼナ-ダイオードを用いた方形波電源による磁気増幅器形点弧装置 (以下 ZPM 形点弧装置と称す)

図 3.1 は最も簡単で信頼度の高い ZPM 形点弧装置の回路図

励磁用サイリスタ増幅器・伊藤・武藤・高柳

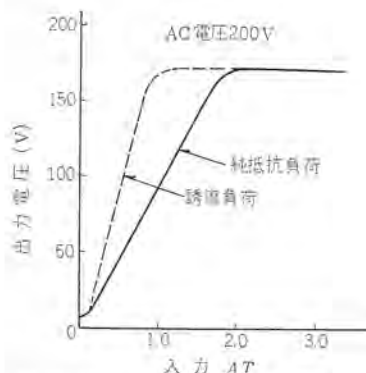


図 2.18 TPM 形点弧装置を用いたサイリスタ増幅器の入力-出力特性曲線  
Fig. 2.18 Input-output characteristic curve of the thyristor amplifier provided with type TPM.

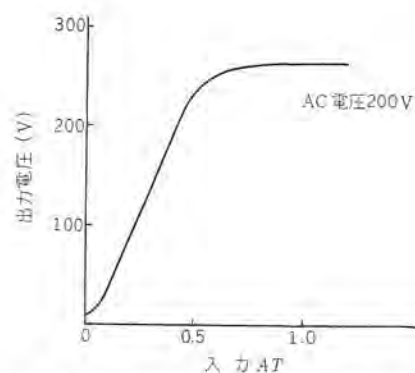


図 2.19 三相全波インバータ制御非可逆形の入力-出力特性曲線  
Fig. 2.19 Input-output characteristic curve of three phase thyristor amplifier.

である。装置の主体となっているのは、1X および 1D、2D による自己飽和形磁気増幅器である。Z は逆直列に接続されたシリコンゼナ-ダイオードで、正弦波交流電圧を方形波交流電圧に変換し可飽和リアクトル 1X に供給するためのもの、2X はパルストランスで、二次出力端子  $G_1-C_1$  および  $G_2-C_2$  からそれぞれ  $180^\circ$  位相の異なるパルスを発生し、これをサイリスタのゲート、カソード間に加え、サイリスタを点弧させるものである。図 3.2 は ZPM 形点弧装置の外観写真である。

サイリスタを点弧するに要する電力はきわめて小さな値でよいため、点弧パルスの位相制御を行なうための磁気増幅器も、従来の電力用磁気増幅器に比べごく小形なもので十分である。したがってこれを制御するための制御アンペアターンも小さく、応答速度も速いものとする事ができる。この装置のおもな特長としては、

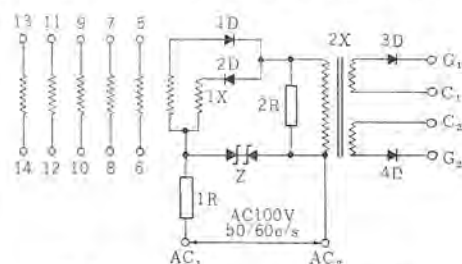
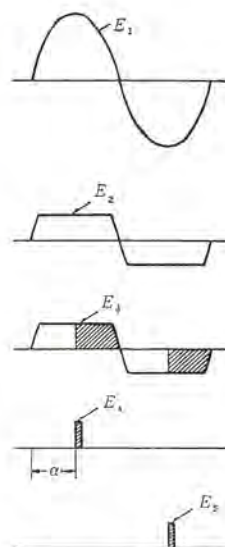


図 3.1 ZPM 形点弧装置回路  
Fig. 3.1 Schematic diagram of the gating amplifier type ZPM.



図 3.2 ZPM 形点弧装置外観  
Fig. 3.2 External view of type ZPM gating amplifier.

図 3.3 ZPM 形点弧装置の各部電圧波形  
Fig. 3.3 Signal relationships of the gating amplifier type ZPM.





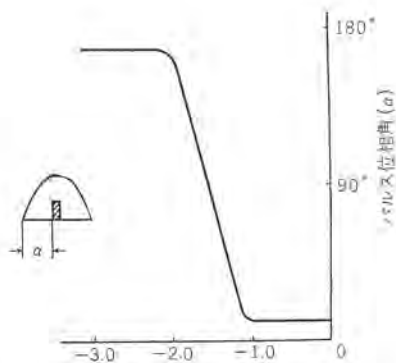


図 3.4 制御入力—出力 パルス 位相角特性曲線  
Fig. 3.4 Input-output characteristic curve.

- (1) 多数の制御信号を電氣的に完全に絶縁して同時に供給することができる。
  - (2) 制御入力の ノイズ による影響がほとんどない。
  - (3) 制御入力に対する パルス 位相角変化特性が広範囲にわたって直線性を有する。
  - (4) 回路が簡単で信頼性が高い。
  - (5) 従来の磁気増幅器とまったくどのような使用方法が可能である。
- などがあげられる。

図 3.3 はこの装置の各部電圧を示した説明図である。  $E_1$  は端子  $AC_1-AC_2$  間の電圧波形、  $E_2$  は ゼナダイオードの端子電圧で磁気増幅器への供給電圧、  $E_3$  は磁気増幅器の出力がほぼ定格出力電圧の 1/2 電圧のとき パルストランス 2X の一次 コイル に図中斜線を施した部分の電圧が供給されることを示すもの、  $E_4$  および  $E_5$  は パルストランス の二次出力端子  $G_1-C_1$  および  $G_2-C_2$  間に現われる パルス 電圧波形である。  $\alpha$  は点弧位相角で、磁気増幅器の制御 コイル 端子 5—6 または 7—8 などと与えられる制御入力信号により、ほぼ  $10^\circ \sim 165^\circ$  の間 連続に変化させることができる。図では  $\alpha=90^\circ$  の場合を示したものである。図 3.4 に制御入力に対する出力パルス位相角特性を示す。

### 3.2 トランジスタと磁気増幅器とを用いた点弧装置 (以下 TPM 形点弧装置と称す)

図 3.5 にこの点弧装置の回路図を示す。図において トランジスタ 1TR, 2TR は同期 インパルタ として動作する。同期信号はトランス 1X の二次 コイル から ダイオード 1D, 2D を通して 1TR, 2TR のエミッタ、ベース 間に供給され、両 トランジスタ は電源周波数に同期し

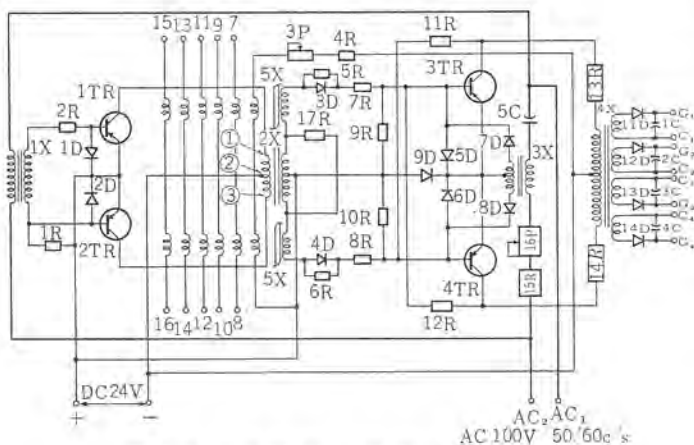


図 3.5 TPM 形点弧装置回路  
Fig. 3.5 Schematic diagram of the gating amplifier type TPM.

て ON-OFF を繰り返す。したがって DC 24 V 電源から供給される直流電圧がトランス 2X の一次 コイル 端子 1—2, 3—2 間に交互に印加される。この電圧はトランス 2X の二次 コイル に方形波交流電圧となって現われ、位相制御用磁気増幅器 5X の交流電源となる。磁気増幅器は センタータップダブラ 接続され負荷抵抗 7R, 9R, および 8R, 10R に出力電圧を発生する。点弧位相角  $\alpha$  は、ZPM 形点弧装置とどのように、磁気増幅器 5X に巻かれた 5 個の制御 コイル のいずれかに供給される直流信号電流によって制御される。この可変位相角制御信号は 2 個の トランジスタ 3TR, 4TR のベース、エミッタ 間に供給され、双安定形に接続されている両 トランジスタ を交互にトリガ する。トランジスタ 3TR, 4TR のコレクタ回路に接続されたパルストランス 4X は、コレクタ 電流が流れると約 4ms 程度で完全に飽和し、二次 コイル にサイリスタを点弧させるためのパルス 信号電圧を発生する。

また、パルストランス 3X は入力信号と無関係に、位相角約  $160^\circ$  でマカパルスを発生する。マカパルスの位相角は 5C および 16P の適当な値を選定することによって得られ、 $\pm 10^\circ$  程度の位相調整が可能である。このパルスは磁気増幅器のリアクトル 5X が入力信号の値によって不飽和状態となり、9R, 10R に出力電圧が発生されないようになった場合でも、双安定形トランジスタ 3TR, 4TR を位相角約  $160^\circ$  でトリガ させる働きをするためのものである。したがって 4X からのパルス 信号のため制御信号をいかに変化させても約  $160^\circ$  以上に出力 パルス 位相角を遅らせることができない。これはさきに述べたようにサイリスタを単相または三相全波インパルタ 制御非可逆形回路で使用し、L 負荷に電力を供給している場合、負荷電流を急減すべく入力信号を変化したとき、負荷にたくわえられた エネルギ を交流電源にインポートし、電流を急激に減



図 3.6 TPM 形点弧装置外観  
Fig. 3.6 External view of type TPM gating amplifier.

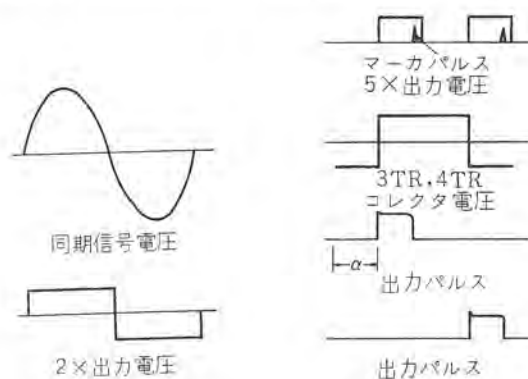


図 3.7 TPM 形点弧装置各部電圧波形  
Fig. 3.7 Signal relationships of the gating amplifier type TPM.



少する際に有効な役目を果たすもので、サイリスタを Rectifier 方式で使用する場合にはこの効果は望めない。したがって Rectifier 方式に使用する点弧装置には、このようなマーカパルスが発生する回路は設けていない。

図 3.6 は TPM 形点弧装置外観写真、図 3.7 は位相制御動作をわかりやすくするため、点弧位相角  $90^\circ$  の場合における各部の電圧波形を示したものである。

この装置の特長としては、パルス位相角制御の主体として磁気増幅器を用いているため、さきに述べた ZPM 形点弧装置の有する特長を兼ね備えているほか、次のような特長をもっている。

- (1) マーカパルスを内蔵しているため速応性にすぐれたインバータ制御方式のサイリスタ増幅器に使用できる。
- (2) 双安定形トランジスタ回路を用いてパルストランスを駆動するため、パルスの立ち上り電圧が急しゅんである。
- (3) 比較的容量の大きいパルス出力をとりうる。
- (4) バイアスを内蔵しているので、ゼロ入力信号に対し任意にパルス位相角を選定できる。

#### 4. サイリスタの制御系列

##### 4.1 M2 形サイリスタ制御増幅器標準系列

当社では製鉄工業におけるミル制御やプロセスライン制御におけるワードレオナード制御において、発電機界磁サイリスタとその制御増幅器を標準系列として完成しているので概要を紹介する。この系列は当社の長年の経験と最新の技術を採り合わせて作られたものであり、電源ユニットと制御ユニットとを標準化することにより合理的な設計を行ない制御系の信頼性を増大している。

M2 形制御増幅器の特長は、

- (1) 全ユニットはすべて静止器化されており、電源は高ゲイン、高い応答速度をもったサイリスタユニットで 0.5 kW から 26 kW までの非可逆形、可逆形があり、いずれに対しても制御ユニットを同じく組み合わせることができる。
- (2) サイリスタユニットは単体で自己保護されている。
- (3) サイリスタ点弧装置自身で電氣的に絶縁された多信号の加減算が可能である。
- (4) 新規開発した 1,600 c/s 前置増幅器を使用している。この前置増幅器は電源 DC24 V 0.2 A で動作し、高ゲイン、高い応答

表 4.1 サイリスタユニットの種類と定格

形 名	出 力		入 力	整 流 方 式
	電圧 (V)	電流 (A)		
TN22003 TN22005 TN22010 TN22020 TN22030 TN22050 TN22075	160	3 5 10 20 30 50 75	AC 200 V 50 c/s または 60 c/s 単相	単相全波 2 アームサイリスタ
TN24003 TN24005 TN24010 TN24020 TN24030 TN24050 TN24075		3 5 10 20 30 50 75		
TN23030 TN23045 TN23075 TN23100	260	30 45 75 100	AC 200 V 50 c/s または 60 c/s 三相	三相全波 3 アームサイリスタ
TN26030 TN26045 TN26075 TN26100		30 45 75 100		

表 4.2 M2 制御増幅器一覧

形 名	用 途
1100 形電圧制御増幅器	プロセスライン電圧制御、基準励磁機電圧制御、連続式ホットミル共通母線発電機電圧制御
1200 形速度 *	プロセスライン速度制御、シングルスタンド冷間圧延機速度制御
1300 形界磁 *	圧延機およびリール電動機界磁制御
1400 形 * *	リール電動機界磁 CEMF 制御
2100 形電圧速度 *	圧延機および圧延補助機電圧および速度制御、電流制限付
2200 形電流 *	ソールブライドル用発電機ブースタの電流制御
3100 形 MOR 逆起電圧調整器	電動機調によるリール電動機の CEMF 制御

表 4.3 M2 前置演算増幅器一覧

形 名	用 途
P-100 形逆起電圧増幅器	電動機界磁の CEMF 制御
P-110 形速度制限 *	電流制御リール発電機の通板速度および速度制限制御
P-120 形電流制限増幅器	発電機サイリスタによる鋭角電流制限
P-130 形 * *	電動機界磁制御による電流制限
P-140 形 IR 補償 *	電圧制御における IR 補償

速度の特性をもち、多信号の加減算が可能である。

(5) 各制御増幅器の信号回路にはすべて電流計と可変抵抗が装入されており調整が非常に簡単に行なえる。

(6) コンパクトで部品互換、保守が容易なように標準化されている。

表 4.1 はサイリスタユニットの種類定格を示すものである。

制御ユニットは主要な演算調整を行なわせるもので、可変抵抗調整とジャンプ接続によりあらゆる目的の制御を発電機界磁および電動機界磁に行ない得る。表 4.2 は M2 形制御増幅器ユニットの種類とその応用を示す。さらに付加的な制御を行なうものについては表 4.3 に示す前置演算増幅器を使用する。

##### 4.2 1,600 c/s 磁気増幅形前置増幅器

前置増幅器としてはいろいろの形式があるが、ここでは高周波電源を内蔵した高利得で応答速度のきわめて速い磁気増幅器形のものについて述べる。

磁気増幅器はいまやほとんどサイリスタ増幅器に置き換えられつつあるが、非常に小容量の増幅器を製作する場合には価格、信頼性、制御の容易さなどの点から磁気増幅器を用いたほうが有利となる場合がある。ただしこの場合磁気増幅器の欠点、すなわち寸法重量が大きく、応答速度が比較的小さいなどの点を改善したものが望まれるのは当然である。寸法重量を小さく、しかも応答速度を速めるには、磁気増幅器の電源として高周波電源を使用すればよいことはすでによく知られているところである。そこでわれわれはロイヤの発振器により 1,600 c/s の方形波 AC 電源を内蔵した小形でコンパクトな磁気増幅形前置増幅器を開発し、各種制御回路に応用しはじめたので、その概要について述べる。

磁気増幅形前置増幅器は、互いに電氣的に絶縁された直流入力信号の合成値によって正および負の直流出力を供給しうるもので、DC 24 V 電源から DC-AC インバータによって得られる磁気増幅器に必要な 1,600 c/s 交流電源を有し、かつラッシュルに接続された 2 個の 1,600 c/s 磁気増幅器を内蔵している。

また、直流出力電圧の直線性と安定度を改善し、かつ出力電圧の V/AT ゲインを調整するための負帰還回路を有する形式のものも製作している。

回路は図 4.1 に示すとおりで、サイリスタ増幅器の点弧装置とは



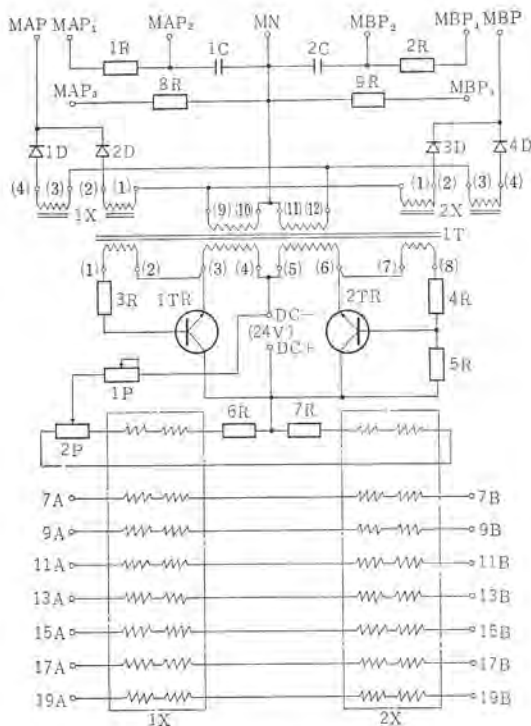


図 4.1 前置増幅器回路  
Fig. 4.1 Schematic diagram of pre-amplifier.



図 4.2 MAH-6007A 形前置増幅器外観  
Fig. 4.2 External view of type MAH-6007A pre-amplifier.

ば同一外形の鉄板製 ケース に組立てられ、所要の外部接続端子を上部ターミナルブロックに取出している。図 4.2 にその外観を示す。おもな定格事項および特性は次のとおりである。

#### (1) 定格事項および特性

##### 定格事項

電 源	DC24 V $\pm 10\%$ , 170 mA
出力電圧	D C $\pm 20$ V
出力電流	D C $\pm 10$ mA
周囲温度	0~50°C

##### 特 性

出力電圧直線範囲	$\pm 10$ V
V/AT ギン	100 V/AT ..... 一般形
	15 V~40 V/AT ..... ギン 調整形
時定数	$T = 0.5 + 0.1 \sum \frac{N^2}{R}$ ms

#### (2) 回路および動作

回路は図 4.1 に示すとおりで、二つの回路構成に大別できる。すなわち、一つは 1,600 c/s 交流電源発生回路で、ほかの一つは

ラッシュプル 磁気増幅器回路である。

#### a. DC-AC インバータ回路

インバータ回路はトランス 1T とシリコントランジスタ 1TR, 2TR の組み合わせによるロイヤの発振回路からなっている。

いま直流電源端子に規定の電圧を印加すると、抵抗 5R, トランジスタ 2TR および可飽和 トランス 1T の一次コイルを通して微小電流が流れ、この電流によってトランスの一次コイル端子 (2)―(1) に誘導電圧が発生し、これによりトランジスタ 1TR をカットオフ状態とし、同時に端子 (8)―(7) に誘起する電圧で 2TR のベースエミッタ電流をはじめからより多く流し、2TR のコレクタ、エミッタ間を完全に導通状態にする。可飽和 トランス 1T の飽和時間面積に達するまで 2TR が導通したのち、トランスが飽和すると 2TR はカットオフされ、同時に今度は 1TR が完全導通状態になり、このようなトランジスタ 1TR, 2TR のオン・オフ状態の繰返しによって発振が継続され、トランス 1T の鉄心は 1,600 c/s の周波数で正と負の飽和の間を磁束が駆動され、二次コイルに方形波交流電圧を誘起する。

#### b. 磁気増幅器

磁気増幅器は一般によく用いられているセンタタツ式自己飽和形磁気増幅器で、図に示すようなラッシュプル接続方式を採用している。各磁気増幅器は 1,600 c/s 方形波交流電圧を発生するトランス 1T の二次コイルのセンタタツを共通にし、それぞれシリコンダイオードを用いて単相全波方式に接続され、直流出力電圧が得られるようになっている。

磁気増幅器鉄心は 1,600 c/s という通常の 50/60 c/s 磁気増幅器よりはるかに高周波である磁気増幅器に適した Hc のきわめて小さいモリブデン・パーマロイ系のごく薄い帯状トロイダル鉄心を採用し、特性の向上をはかっている。

可変抵抗器 1P は各磁気増幅器の制御入力ゼロにおける出力電圧値を調整するいわゆるバイアス調整抵抗器で、2P は各磁気増幅器の主として鉄心特性の相異に基づく出力電圧飽和特性曲線のわ

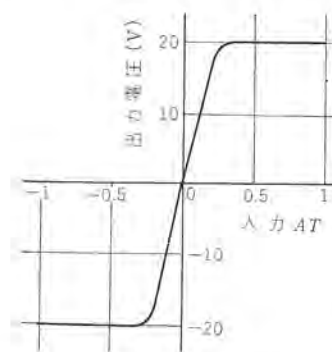


図 4.3 入力―出力特性曲線  
Fig. 4.3 Input-output characteristic curve.

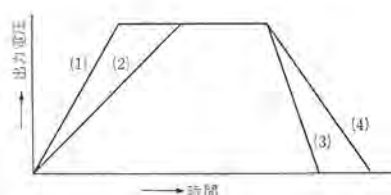


図 4.4 傾斜信号発生器の出力―時間特性  
Fig. 4.4 Output characteristic curves of ramp function generator.



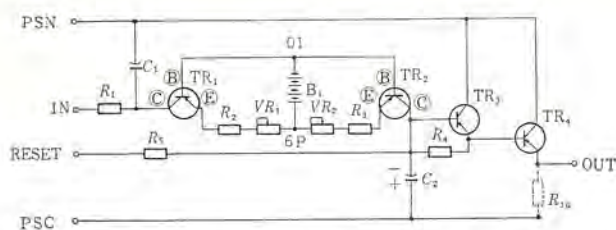


図 4.5 傾斜信号発生器の回路  
Fig. 4.5 Schematic diagram of ramp function generator.

ずかな差異を補正し、制御入力信号がゼロの場合、出力電圧が完全にゼロになるよう調整するためのものである。1P, 2Pとも一度調整セットすればロックされ、以後調整する必要はない。

図 4.3 にこの前置増幅器の入力-出力特性曲線を示す。

### 4.3 傾斜信号発生器

傾斜信号発生器は図 4.4 に示すように、出力電圧が動作開始とともに徐々に、しかも経過時間に比例して直線的に増加し、最終的に設定した電圧値に到着し、以後設定された一定電圧を維持する装置で、直流電動機の定加速起動を行なう場合などの基準電圧として使用されるもので、従来電動機の駆動によりポテンシオメータの電圧を変えて行なってきたものを無接点化したものである。

図 4.5 に回路図を示す。図 4.4 に示す直線 (1), (2) の傾斜の相違は、可変抵抗器  $VR_1$  を変えてコンデンサ  $C_2$  に流れる充電電流を変化することによって得られる。また IN 端子に加える入力電圧 (DC) を変えれば最終的に着く設定電圧値を変えることもできる。出力電圧を下げる場合は、IN 端子を入力 DC 電源から切放し、PSC 端子につなげば、図 4.4 における直線 (3) または (4) のように時間の経過とともに直線的に減衰する。直線 (1) (2) または (3) (4) で示す電圧上昇率または減衰率 (傾斜の度合い) はコンデンサ  $C_2$  に流れる充電または放電電流を可変抵抗  $VR_1$  または  $VR_2$  によって抑制することから得られる。この動作を図 4.4 の直線 (1) について説明する。

充電電流の経路は、PSC 端子→コンデンサ  $C_2$ →トランジスタ  $TR_2$  のコレクタ→ $TR_2$  のベース→端子 01→定電圧直流電源  $B_1$ →端子 6P→ $VR_1$ → $R_2$ → $TR_1$  のエミッタ→コレクタ→ $R_1$ →IN 端子となり、この電流値は、トランジスタ  $TR_1$  において定電圧電源  $B_1$ →6P→ $VR_1$ → $R_2$ → $TR_1$  のエミッタ→ $TR_1$  のベース→01→ $B_1$  の経路を通して流れる電流値とほぼ等しくなるように制御される。

$I$ : コンデンサ  $C_2$  に流れる充電電流で一定の値

$C$ : コンデンサ  $C_0$  の容量

$V$ : コンデンサ  $C_2$  の両端に現われる充電電圧

とすると、次の関係がある.

$$CV=Q=\int_0^t Idt=It$$

$$\therefore V = \frac{It}{C}$$

上の式から明らかなように、 $I$  も  $C$  も一定値であるから  $V$  は遅延時間  $t$  に比例する。

つぎに図 4.4 の直線 (3), すなわちコンデンサ  $C_2$  の電荷が放電する場合について説明する。端子 IN を端子 PSC に接続すると、コンデンサ  $C_2 \rightarrow \text{PSC} \rightarrow \text{IN} \rightarrow R_1 \rightarrow \text{TR}_1$  のコレクタ  $\rightarrow \text{TR}_1$  のベース  $\rightarrow 01 \rightarrow B_1 \rightarrow 6P \rightarrow VR_2 \rightarrow R_3 \rightarrow \text{TR}_2$  のエミッタ  $\rightarrow \text{TR}_2$  のコレクタ  $\rightarrow C_2$  の一端子を通して放電する。このときの放電電流はトランジスタ  $\text{TR}_2$  のエミッタ、ベース間に流れる電流とほぼ等しくなるよう一定放電電流に自動的に制御される。

トランジスタ  $TR_3$  および  $TR_4$  は、コンデンサ  $C_2$  の充電または放電電流が負荷側に流れる量を少なくし、かつ  $C_2$  の両端電圧が正しく出力端子に現われるようにするため電流増幅を行なうものである。また、 $C_2$  の電荷すなわち出力電圧を急激に減衰する必要がある場合は、RESET 端子を PSC 端子に直接接続すればよく、出力電圧の減衰は  $C_2$  と  $R_5$  の値によって決まるごく短い時間定数にしたがって急減する。

本器のおもな定格および特性を示す。

電源電圧	DC 24 V
最大遅延時間	端子 IN にはいる電圧を最大に設定したとき出力電圧が 0 から最大電圧に達するまでの最大時間→60 秒
最小遅延時間	端子 IN にはいる電圧を最大に設定したとき出力電圧が 0 から最大電圧に達するまでの最小時間→10 秒
時限可調整範囲	1 : 6
出力電圧	DC 24 V
出力電流	DC 200 mA

## 5. ワードレオナード制御への応用

### 5.1 大形可逆圧延機ワードレオナード制御

分カイ(塊)田延機主 ロール 制御においては基底速度までは電動機端子電圧制御を行ない、基底速度以上は電動機界磁制御を行っているので発電機界磁サイリスタと電動機界磁サイリスタが必要となる。

図 5.1 は三菱 レイブルズ 納めアルミ 可逆圧延機主 ロールの制御結線図を示したものであり、表 5.1 はその関係主要機器の仕様を示したものである。

発電機界磁サイリスタは、発電機電圧を反転させるため界磁電流と正逆方向に流す必要があり、三相 6 アーム 回路を二組十字接続にして使用している。十字接続の場合二組のサイリスタグループに循環電流を流す方式と流さぬ方式とがあるが、このときの制御はつねに循環電流を流す方式を採用している。

電動機界磁サイリスタは三相 6 アーム 1 回路である。発電機界磁、

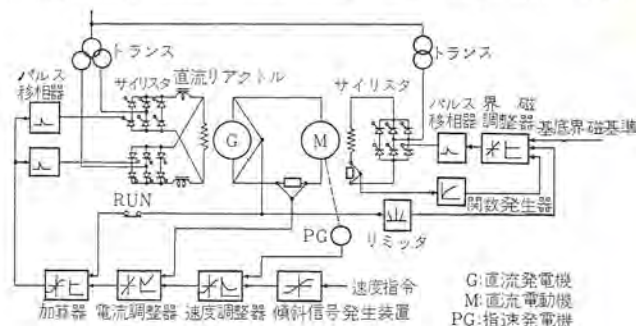


圖 5.1 熱間可逆壓延機制御結線  
Fig. 5.1 Skelton diagram of reversing hot mill.

表 5.1 三菱レイノルズ 納め アルミ 可逆圧延機主要機器一覧  
(昭和 39 年 12 月納入)

品 名	台数	容量 (kW)	仕 様
圧延機直流電動機	2	2,250	750 V, 3390 A, 30/70 rpm
同上用直流発電機	2	2,550	750 V, 3400 A, 500 rpm
発電機界磁サイリスタ	2	2×55	270 V, 207 A
電動機界磁サイリスタ	2	95	250 V, 380 A



電動機界磁ともに定常値の 10 倍程度の強制励磁（フォーシング）を加えて応答速度を著しく早めている。

サイリスタ点弧装置は、レミ磁気増幅器形点弧装置<sup>(1)</sup>で出力をゲートアンパで並列多信号に増幅し各サイリスタに与えている。制御回路はすべてカード化された演算増幅器を使用し、収納盤はキューピクルとなっており、カード交換も容易に行なわれるようになっており、またノイズに対してもシールド線を使用して注意をはらった配線が行なわれている。

圧延電動機を急速かつ滑らかに加速減速させるために速度指令には4.3節で述べたトランジスタ式傾斜信号発生器を使用している。運転者からの速度指令が傾斜信号発生器に与えられ、その出力信号と指速発電機の出力信号との差が速度調整器に与えられる。その出力信号が電流調整器の入力となり加速電流の指令を与え、この出力はサイリスタ点弧装置の入力となりサイリスタ点弧位相を制御して界磁電流を変化せしめ、発電機電圧を変化させて電動機を加速する。電動機電機子電流は電流調整器に帰還されているので、速度調整器の出力信号に応じた値となる。速度調整器の出力信号は適当な値で飽和させてあるので、電動機の電機子電流制限を容易に行なわせている。

速度調整器、電流調整器はそれぞれ PD（比例＋微分）制御および PID（比例＋積分＋微分）制御を行なわせており電流、マイナーループとあわせて制御系の安定度を増し速応性を高めている。

電動機の電圧制御から界磁制御への切換えは発電機電圧が定格電圧を越えると動作する リミッタ の出力を界磁調整器に帰還することにより自動的に弱メ界磁となり、界磁調整器の入力信号とし

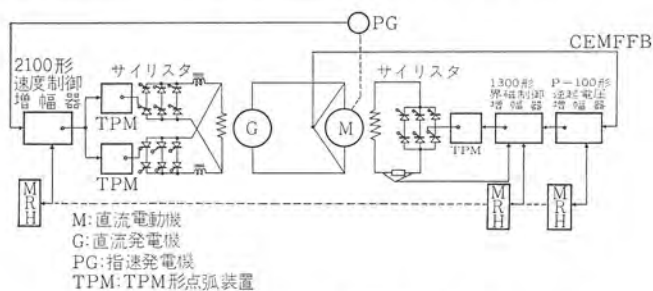


図 5.2 シングルスタンド 冷間圧延機制御結線  
Fig. 5.2 Skelton diagram of single stand cold mill.

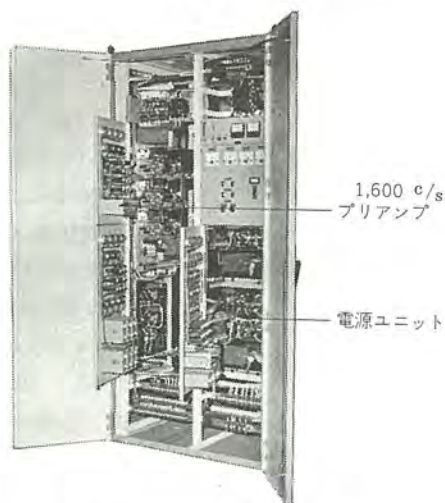
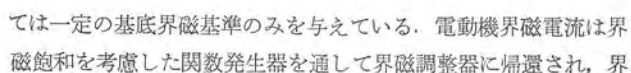


図 5.3 電源 ユニット 制御 ユニットの組み込んだ  
キュービクル 外観

Fig. 5.3 External view of power unit and control unit cubicle.



Fig. 5.4 Oscillograms.



磁飽和の非線形はまるめられて円滑な界磁制御を行なわせている。以上述べた制御の特長を列挙すれば、

(1) 単一の速度指令により界磁制御を含めて最高速度まで加速減速ができる。

(2) 電流制限は電流マイナールーと演算増幅器の飽和により、きわめてシャープに動作する。

(3) 上下ロールの負荷平衡は発電機電圧を制御して行なっている。電動機界磁側で行なうような速度の動作点でスレが出るようなことがなく、スラップかみ込み時の負荷平衡がスムーズに行なわれる。

三菱レイノルズ 納め アルミホットミル については昭和 39 年 12 月の試運転以来サイリスタの故障は皆無であり制御系としても好調に運転を続けている。

## 5.2 M2 形サイリスタ制御増幅器の応用例

4.1 節に述べた M2 形制御増幅器はその応用範囲が圧延機、圧延補機、プロセスライン 電動機と広い範囲にわたっているが、ここでは シングルスタンド 冷間圧延機制御に使用された例について述べる。

図 5.2 は シングルスタンド 冷間圧延機制御結線図である。この制御においても基底速度までは電動機端子電圧制御で基底速度以上は電動機界磁制御を行なっている。発電機界磁は可逆形サイリスタ

で励磁され 2100 形速度制御増幅器で速度制御を行なっている。電動機界磁はインバータ制御非可逆形サイリスタで励磁され 1300 形界磁制御増幅器で界磁電流を制御している。電動機界磁はさらに 9100 形逆起電圧制御増幅器で界磁範囲での電動機逆誘起電圧が一定になるよう制御されている。

図 5.3 はこの制御の発電機界磁および電動機界磁制御用の電源サイリスタユニットおよび制御ユニットを組み込んだキューピクルを示す。図 5.4 はこの制御の応答を示すオシログラムである。

## 6. む す び

以上直流機の界磁励磁用サイリスタとその制御用増幅器および付属装置について回路構成と適用上の注意事項を述べ、応用例として大形可逆圧延機のワードレオナード制御を紹介した。従来直流機の界磁電源としては、回転励磁機あるいは回転励磁機と磁気増幅器または電子管増幅器との組合わせが長年使用されてきたが、大容量サイリスタの出現により、回転励磁機の代わりに励磁用サイリスタが使用されるようになる。本文が使用者各位のご参考になれば幸いである。

## 参 考 文 献

- (1) 細野, 岡: 「三菱電機技報」37 (昭 38)



## 工業用サイリスタレオナード装置

細 野 勇\*・佐野 善之助・横 畠 洋 志・矢 野 昌 雄

## Thyristor Leonard for Industry

Itami Works Isamu HOSONO・Zennosuke SANO・Hiroshi YOKOHATA・Akio YANO

The Ward Leonard system is a well known speed control device by making use of a motor generator with which armature voltage of a DC motor is changed to control the speed. From ten odd years ago a static Ward Leonard system provided with a mercury rectifier—a static electric valve—came in wide use. Meanwhile a Thyristor Leonard system, where the mercury rectifier is replaced with thyristor, has been put to use with success, favorably commented in the circles. Mitsubishi has developed standard types of them and built many models. This article deals with the features of control equipment and control circuits with Mitsubishi Thyristor Leonard in various classifications of output voltage 220 V and 440 V DC. Two cases of practical application for wire rod mills and paper mills are given together with.

## 1. ま え が き

ワードレオナード方式というのは、周知のように電動発電機を用い直流電動機の電機子電圧を変えて速度を制御する直流電動機の数度制御方式であるが、十数年前から電動発電機に代わって、水銀整流器のような静止電気弁を用いた静止レオナード方式が広く用いられるようになった。サイリスタレオナード方式は、水銀整流器をサイリスタ、すなわちシリコン制御整流器に置き換えた静止レオナード方式である。

サイリスタとは、電圧を制御することのできるシリコン整流器であるが、数年前にこれが発表されると、たちまち脚光を浴びてめざましい発達を遂げ、最近にいたって、その応用分野の拡大は爆発的なものがある。なかでも、直流電動機の制御はサイリスタに最も適した用途の一つであり、当社でもすでに 660 kW のサイリスタレオナードセットをはじめ数多くのサイリスタによる直流電動機の制御装置を製作しているが、ここ数年のうちには電動発電機および水銀整流器のほとんどすべてが、サイリスタに置き換えられるといっても過言ではないであろう。

では、なぜサイリスタレオナードがほかをりょうがして飛躍的に伸びているかという、それにはそれなりの理由がある。表 1.1 はサイリスタレオナードの特性を、水銀整流器による静止レオナード装置お

よび電動発電機によるワードレオナード装置の特性と比較したものであるが、これからサイリスタレオナードの伸びる理由がよくわかる。現在までの 20kW 以上の納入実績は表 1.2 のとおりである。

表 1.1 各種電源の特長比較

	サイリスタレオナード	水銀整流器による レオナード	電動発電機による レオナード
基礎工事	簡単な平面で可	簡単な平面で可	強固かつ水平な基礎 必要
据付配線	Package 形になっ ているため簡単	直流リアクトル、 サージアブゾーバ、 逆性高速度遮断器、 制御盤など、水銀整 流器と別に据付配線 の要あり。複雑	心出しなど運転部の 調整を要す
温度制御	冷却だけでよく簡単	厳密な温度制御を要 し複雑	多量の清浄な空気入用
効 率	約 96% で良好	約 93% でやや不良	約 88% で不良
保 守	Plug-in 形で容易	やや複雑	ブラシの取り換えを要 し複雑
制 御 性	良好、高度の制御を行 なうことができる	良好、高度の制御を行 なうことができる	応答速度遅く、制御性 はそれほどよくない
逆 転	補助手段を要す	補助手段を要す	容 易

表 1.2 納 入 実 績

納 入 先	サイリスタ定格			セ ット 数	用 途	納入年月
	(kW)	(V)	(A)			
東 海 金 属	44	440	100	1		
旭 ガ ラ ス	250	250	1,000	1	定電圧電源用	39年 4月
日 本 合 成 ゴ ム	66	440	150	2	アジテータ用	39年12月
日 本 パ イ プ	85	220	390	2	パイプフォーミングラ イン用	40年 3月
住 友 電 工	140	■	700	4	線材圧延機用	■
■	225	■	1,140	1	■	■
神 戸 製 鋼	250	440	570	2	ブルブロック用	製 作 中
三 菱 製 紙	660	■	1,500	1	抄紙機用	■
■	110	220	500	1	■	■
■	65	■	295	1	■	■
■	48	■	218	1	■	■
■	31	■	141	1	■	■
■	25	■	114	1	■	■
旭 ガ ラ ス	250	250	1,000	1	定電圧電源用	■



図 1.1 サイリスタレオナード装置  
Fig. 1.1 Front view of thyristor leonard cubicle.



## 2. 標準サイリスタレオナードセット

当社では、220 V 用として表 2.1 に示す サイリスタレオナードセットを標準として製作している。表 2.1 のうち、34~125kW は受電々圧 AC 220~200 V 3φ として設計しており、交流回路の開閉装置もすべて含まれているので 220~200 V の交流線路に直接接続することができる。また、直流出力は発電制御を行なう必要のない場合には直接直流電動機端子に接続することによって、ほかの付属設備の必要なく、レオナード電源設備を構成することができる。発電制御を行なう場合には、発電制御用抵抗器および同用コンタクタを追加する。なお、界磁制御を行なう必要のある場合には、界磁調整抵抗器が入用である。（界磁電源はサイリスタレオナードセットに内蔵されている）

150~250 kW のセットは、おののお表 2.2 に示すとおりの変圧器が入用であり変圧器一次側の開閉装置も別置にする必要がある。受電々圧は、変圧器の一次電圧の選定によって、220 V, 440 V, 3.3 kV, 6.6 kV のいずれにも用いることができる。なお、直流側の機器に関しては 34~125 kW の場合とどうようである。

表 2.1 DC 220 V 標準 サイリスタレオナード 系列

容量 (kW)	電圧 (V)	電流 (A)	ギュービタール外形	形 名			
				自動制御なし	電圧制御付	速度制御付	2 要素制御付
34	220	155	図2.1 (a)	SLS-220-34-O	SLS-220-34-V	SLS-220-34-N	SLS-220-34-D
42	"	190	"	SLS-220-42-O	SLS-220-42-V	SLS-220-42-N	SLS-220-42-D
51	"	230	"	SLS-220-51-O	SLS-220-51-V	SLS-220-51-N	SLS-220-51-D
62	"	280	"	SLS-220-62-O	SLS-220-62-V	SLS-220-62-N	SLS-220-62-D
84	"	380	図2.1 (b)	SLS-220-84-O	SLS-220-84-V	SLS-220-84-N	SLS-220-84-D
100	"	460	"	SLS-220-100-O	SLS-220-100-V	SLS-220-100-N	SLS-220-100-D
125	"	570	"	SLS-220-125-O	SLS-220-125-V	SLS-220-125-N	SLS-220-125-D
150	"	680	図2.1 (c)	SLS-220-150-O	SLS-220-150-V	SLS-220-150-N	SLS-220-150-D
200	"	910	"	SLS-220-200-O	SLS-220-200-V	SLS-220-200-N	SLS-220-200-D
250	"	1,140	"	SLS-220-250-O	SLS-220-250-V	SLS-220-250-N	SLS-220-250-D

表 2.2 DC 220 V サイリスタレオナード 電源変圧器容量 (150 kW 以上)

サイリスタ容量 (kW)	変 圧 器			
	容 量 (kVA)	一 次 電 圧 (V~kV)	二 次 電 圧 (V)	形 名
150	200	220~6.6	210×2	RAT
200	300	220~6.6	210×2	RAT
250	400	220~6.6	210×2	RAT

表 2.3 DC 440 V 標準 サイリスタレオナード 系列

容量 (kW)	電圧 (V)	電流 (A)	ギュービタール外形	形 名			
				自動制御なし	電圧制御付	速度制御付	2 要素制御付
68	440	155	図2.1 (b)	SLS-440-68-O	SLS-440-68-V	SLS-440-68-N	SLS-440-68-D
82	"	190	"	SLS-440-82-O	SLS-440-82-V	SLS-440-82-N	SLS-440-82-D
105	"	239	"	SLS-440-105-O	SLS-440-105-V	SLS-440-105-N	SLS-440-105-D
125	"	284	"	SLS-440-125-O	SLS-440-125-V	SLS-440-125-N	SLS-440-125-D
170	"	387	"	SLS-440-170-O	SLS-440-170-V	SLS-440-170-N	SLS-440-170-D
200	"	460	"	SLS-440-200-O	SLS-440-200-V	SLS-440-200-N	SLS-440-200-D
250	"	570	"	SLS-440-250-O	SLS-440-250-V	SLS-440-250-N	SLS-440-250-D
300	"	680	図2.1 (c)	SLS-440-300-O	SLS-440-300-V	SLS-440-300-N	SLS-440-300-D
400	"	910	"	SLS-440-400-O	SLS-440-400-V	SLS-440-400-N	SLS-440-400-D
500	"	1,140	"	SLS-440-500-O	SLS-440-500-V	SLS-440-500-N	SLS-440-500-D

表 2.4 DC 440 V サイリスタレオナード 電源変圧器容量 (170 kW 以上)

サイリスタ容量 (kW)	変 圧 器			
	容 量 (kVA)	一 次 電 圧 (V~kV)	二 次 電 圧 (V)	形 名
170	250	220~6.6	400	RAT
200	300	"	"	"
250	400	"	"	"
300	400	"	"	"
400	750	"	"	"
500	750	"	"	"

表 2.1 のうち自動制御なしというのは、自動制御装置はなんら含まず、電圧は手で設定する。

電圧制御付は、電圧制御装置のほか過電流制限回路を付属しており、電圧変動率は標準は1%であるが、要求によってはより高度の制御も可能である。

速度制御付も、速度制御装置のほか、過電流制限回路を付属しており、速度の off set は標準で 0.2%, ドリフトは 1% 以下であるがこれも要求により、より高度の制御が可能であり、たとえば当社では、off set, ドリフトを含めた絶対速度精度 0.03% というきわめて高度の制御も行なっている。なお、速度制御を行なう場合には、パイロット発電機は別途に手配する必要がある。

2 要素制御付は過電流制限回路のほか任意の 2 要素、たとえば速度制御とルーラ、サクション制御などを同時に行なうことができるように構成されている。

また、440 V 用としては表 2.3 に示すシリーズが標準であり、68~135 kW までは受電々圧 400~440 V 3φ として設計されており、受電回路に直接接続できる。170 kW 以上は表 2.4 の変圧器を別置する必要がある受電々圧は任意である。なお 170 kW 以上では直流リアクトルは別置となるが、ほかの点に関し

ては 220 V 用のものと同じである。

なお、標準品は過負荷定格 150% 1 分間であり、上記に示したものは、いずれも当社の標準であるが標準以外のもの、たとえば 4,000 kW, 750 V 過負荷定格 200% 1 分間などの定格のものも十分製作可能である。

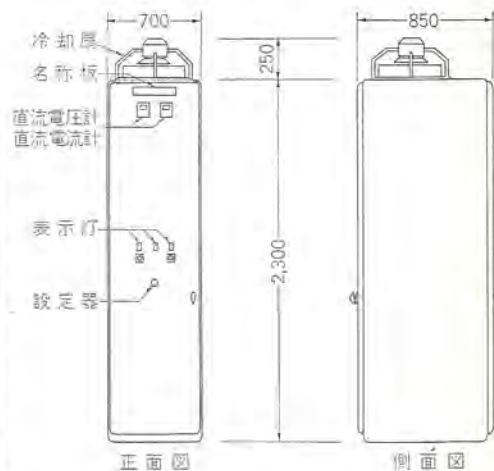


図 2.1 (a)



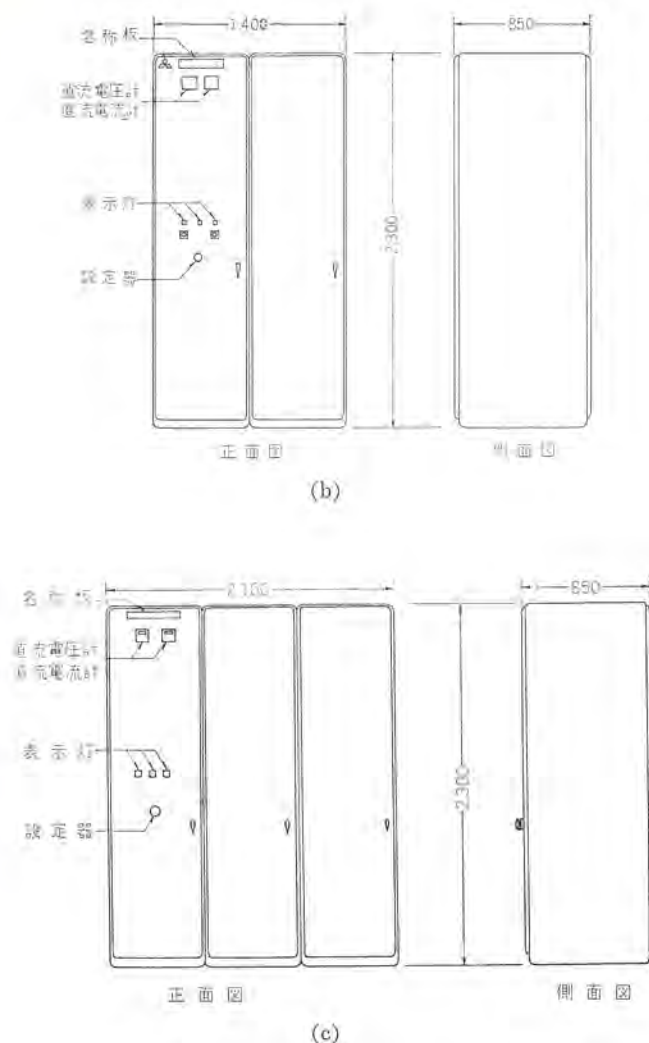


図 2.1 サイリスタレオナード外形図  
Fig. 2.1 Outside view of thyristor leonard cubicle.

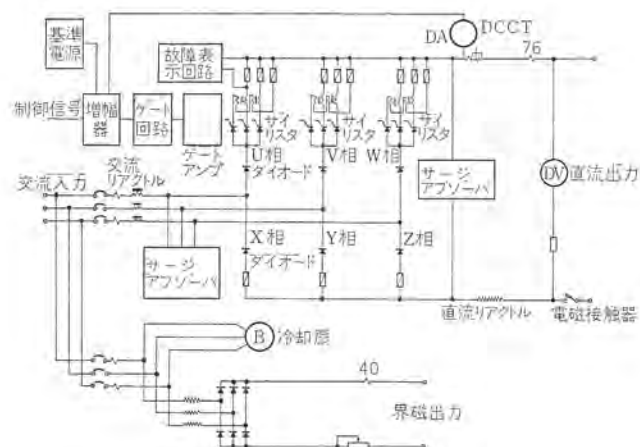
### 3. セット構成

当社のサイリスタレオナードセットは Building block 方式と称して各機能ブロックの集合によって構成されており、大部分の機能ブロックは全セットに対して互換性を有するほか、一部の機能ブロックを変更することによって、主回路定格の変更や制御機能の変更を容易に行なうことができるなど融通性に富んでおり、制御回路部品はほとんどが Plug-in 形であるため、保守や取り換えはきわめて容易である。また開閉装置、リレー、界磁電源なども内蔵した Package 形であることも据え付け、配線を容易にしたすぐれた特長である。

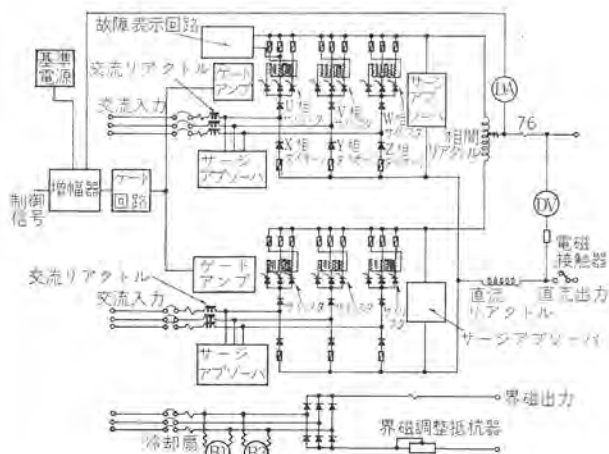
機能ブロックとしては、サイリスタおよびシリコン整流器による整流部分と、その制御部分、保護部分、交流および直流リアクトル、界磁電源装置および開閉装置に大別される。

図 3.1 (a) は、220 V、125 kW および 440 V、135 kW までのサイリスタレオナード装置の回路図であり、整流器用変圧器の代わりに交流リアクトルをそう入した無変圧器形である。

図 3.1 (b) は 220 V、150 kW および 440 V、300 kW 以上のサイリスタレオナード装置の回路図で、相間リアクトルを用いた Double bridge 形の整流回路（特許申請中）を構成している。また、440 V、170 kW、200 kW のサイリスタレオナードは、図 3.1 (a) の交流リアクトルの代わりに変圧器をそう入したものとなる。



(a) 220 V 125 kW, 440 V 135 kW 以下



(b) 220 V 150 kW, 300 kW 以上

図 3.1 サイリスタレオナード装置構成図  
Fig. 3.1 Connection diagram of thyristor leonard system.

#### (1) 整流回路ブロック

このセットは直流電動機を一方のみに駆動するものであるため三相全波整流回路のうち、図 3.1(a) または図 3.1(b) のように、U、V、W の 3 脚のみサイリスタを用い、ほかの 3 脚 X、Y、Z はシリコン整流器のみで構成されている。直流電動機を流れる電流は、かならず U、V、W の脚を流れ、U、V、W のみ制御して出力電圧をゼロから最高電圧まで制御することが可能であるので、上記の結線ですぐに広い制御範囲を得ることができる。図からわかるようにこのセットはいくつかのサイリスタを並列に接続しているが、このサイリスタの並列運転方式は、当社の特許方式であり、きわめて良好な運転を保証できるので、サイリスタ素子の定格を十分に發揮することができる。また、サイリスタに逆方向に加わる過電圧は、サイリスタを永久に破壊させるから、シリコン整流器をサイリスタと直列に接続して、後述のサージアブソーバとあいまってサイリスタを逆方向の過電圧から保護している。

なお、標準の整流回路ブロックは、2 並列および 3 並列のものがああり、これを組み合わせることによって 4、5 および 6 並列を得ており、またこれを Double bridge の回路構成とすることによって 8、10 および 12 並列として、220 V、250 kW または 440 V、500 kW までの全容量を 2 並列と 3 並列の整流回路ブロックの組み合わせによってまかなっている。容量の増加などにはこれらの Block を追加することによって容易に行なうことができる。



## (2) 保護回路ブロック

保護装置は過電圧からサイリスタを保護する過電圧保護装置と過電流からサイリスタを保護する過電流保護回路からなっている。

過電圧保護回路としては、前述の直列シリコン整流器およびサージ吸収回路があり、直列シリコン整流器は後述の過電流保護回路とともに整流回路ブロックに組み込まれているので、サージ吸収回路のみが、独立した機能ブロックを形成している。

サージ吸収回路は、整流回路ブロックの交流側および直流側の各線間に接続され、セレンアレスタ、抵抗コンデンサのサージ吸収回路からなり、サイリスタに加わるサージ電圧の波高値を定格電圧の約2倍程度に制限し、過電圧によりサイリスタが破壊されることはほとんどない。

負荷短絡などの急激に加わる過電流に対しては、整流回路ブロック内にサイリスタおよびシリコン整流器と直列に接続された速動ヒューズによって保護される。このヒューズは、サイリスタおよびシリコン整流器の許容過負荷特性と協調するようによく設計せられた速動ヒューズであり、短絡事故に対して整流器を十分に保護する。比較的長時間の過負荷に対しては、過電流継電器によって交流側または直流側の電磁接触器を開放させて保護する。

当社の速動ヒューズおよびサージ吸収回路は、50,000 kVA の短絡発電機を用いた High power の厳密な試験が行なわれているので、どのような電源状態であっても保護が不能となることなく、サイリスタを各種の外乱から保護する。そのため、当社のサイリスタは外来のサージや過電流によって破壊することはほとんどない。

## (3) 故障表示ブロック

過電流により、または万一サイリスタが破壊したことによって速動ヒューズが断線した場合には、故障表示ブロックに組み込まれた表示ヒューズにより、ヒューズの断線が表示される。ヒューズは、その接点により警報するとともに、ネオンランプを点灯し、どの速動ヒューズが断線したかを表示する。

図 3.2 は故障表示ブロックの写真である。

## (4) 制御ブロック

制御ブロックには、増幅器、ゲート回路、ゲート増幅器およびこれらの電源があり、ほとんどが plug-in 形であるため保守はきわめて容易である。また、制御回路は、トランジスタ演算増幅器および速応性磁気増幅器を用いたゲート回路など、卓越した部品を有しているので、応答速度、精度が卓越しているのみならず、複雑な制御も簡単な回路構成で行なうことができる。

### a. トランジスタ演算増幅器

最近アメリカにおいて、制御系に演算増幅器形の増幅器を用いることによって制御性能を向上せしめることが文献などによって紹介され、また、現に制御系にも多く用いられるようになっている。これは、演算増幅器が非常に安定であること、加算、減算、積分、微分などの演算が正確に行なえるなどの利点が、高度の制御において、大きくクローズアップされたためであるが、当社ではすでに昭和33年からこの形の演算増幅器を制御系に使用し、かずかずの記録的な制御を行なってきたり、納入実績も数百台を越え、その信頼性にも制御性にも十分の自信を有している。

演算増幅器の増幅器自体は、Differential amplifier 形の高利得の直流増幅器で、ドリフトも補償されている。この増幅器に入力および帰還インピーダンスを追加することによって増幅するほか、加減算、微積分など、任意の特性をもたせることができる。これらによって、演算増幅器を用いた制御系は、次のような利点を有する



図 3.2 故障表示ブロック  
Fig. 3.2 Cell failure indicating equipment.



図 3.3 トランジスタ演算増幅器  
Fig. 3.3 Transistor operational amplifier.



図 3.4 調整盤  
Fig. 3.4 Operational element unit.



図 3.5 増幅器電源  
Fig. 3.5 Power source for amplifier.

ことができる。

(a) 正確な割合で容易に加減算を行なうことができ、一つの回路の影響がほかに及ぶことがない。これは速度制御系にルーラ制御、サクション制御、AGC 制御などの多くの信号が一度に加わったとき、各信号に相互干渉がなく確実に制御することができる。

(b) 制御系の形を任意に選ぶことができるため、制御系の調整がきわめて容易であり、定常偏差、過渡偏差などを、おのおの独立に調整できるほか、各速度において自動的に最適制御特性を選ぶことができる。

(c) 入力信号が小さく、どのような検出器の出力とも容易に結合することができる。

(d) 増幅器自体に帰還が施こされているため、利得に変動なくドリフトも小さく、また特性も線形となり安定な制御が行なえる。

(e) 増幅器自体に時間遅れがないため、きわめて速い制御が可能である。

(f) 過去の実績から、信頼性もきわめて高いといえることができる。

この増幅器は、プリント基板上に組み立てられた Plug-in unit であり、保守や取り換えは容易である。また、増幅器の入力インピーダンスや帰還インピーダンスは調整盤のダイヤルに組み込まれているが、この調整盤上のスワッチスイッチを“試験”に直すと、増幅器の動作状態が一目でわかる。

図 3.3 は、このトランジスタ演算増幅器、図 3.4 は調整盤、図 3.5 は増幅器電源盤の外観写真である。



#### b. ゲート回路

ゲート回路は、増幅器からの出力電圧をその値に比例して位相制御されたパルス電圧に変更し、サイリスタのゲートに信号を加える位相制御回路である。当社ではゲート回路として半サイクル応答の速応性電圧リセット形磁気増幅器 (Ramey type magnetic amplifier) とトランジスタを組み合わせた速応性広角度位相制御回路を使用しているが、これは半サイクル応答の速応性と、高い利得と負帰還による高度の安定性を有している。このゲート回路の特長は下記に示すとおりである。

(a) 立ち上がりが急しゅんな一定電圧、一定幅の信号を $180^\circ$ の広範囲にわたって位相制御できる。

(b) 応答速度は $1/2$ サイクルできわめて速い。

(c) 入力信号を半サイクルの間積分するため、入力信号に加わる雑音に対して、あまり影響を受けず、安定に動作する。

(d) 移相制御がきわめて直線性に富んでいる。

(e) 温度によるドリフトがほとんどない。

(f) 任意の位相角において、ゲート回路自身の特性として、サイリスタの交流側電圧の変動が直流側に現われないようにすることができる。(この特性は自動制御していない場合でも、ゲート回路自身の特性として有しているものである。)

(g) 入力信号は、10 V, 0.1 mA で $0^\circ$  から $180^\circ$  まで位相制御できる。このゲート回路は、前述の増幅器および後述のゲート増幅器と同一寸法のプリント板上に組み立てられたものであり、同一のカードフレームに収納される。

図 3.6 はゲート回路の外形写真である。また、図 3.7 はゲート回路電源盤の外形写真である。

#### c. ゲート増幅器

前述のゲート回路は、サイリスタが1個の場合にはそのままサイリスタのゲート極に信号を加えることができるが、数個並列のサイリスタに同時にゲート信号を加えるためには出力が不足であるので、これを増幅する必要がある。ゲート増幅器はゲート回路の出力を増幅するために使用するもので、正帰還を施されたトランジスタの増幅回路を使用している。このゲート増幅器は並列に接続された10個までのサイリスタを点弧することが可能である。また、出力パルス電流の立ち上がりは $1\mu s$ 程度であり、並列に接続されたすべてのサイリスタを同時に点弧することができる。

#### d. 補助機能ブロック

制御機能ブロックとしては、このほかに電流電圧検出盤および基



図 3.6 ゲート回路  
Fig. 3.6 Gate circuit unit.



図 3.7 ゲート電源盤  
Fig. 3.7 Power source for gate circuit.



図 3.8 サイリスタレオナード裏面  
Fig. 3.8 Rear view of thyristor leonard cubicle.

準電源盤があるが、いずれも統一された寸法のシャーシに組み立てられ、コネクタによる接続になっている。

#### e. その他

そのほかの機能ブロックとしては、直流リアクトル、交流リアクトル開閉装置があるが、直流リアクトルは整流器のリップルの電圧波形を平滑化して直流電動機の整流状態を良好にし、また、交流リアクトルはサイリスタの転流時に電源電圧にジョウ乱を与えないように設けられている。

図 3.8 はセットの裏面の写真であるが、開閉装置、リアクトルなどの機能ブロックの取り付け状態がよくわかる。

### 4. 制御性能

サイリスタの制御は、ほかの制御系と異なり、安全な連続制御系でないこと、負荷の大小によって動作モードの異なることなど従来の制御系とは異なった見地から設計を行なう必要がある。当社では、サイリスタレオナードのような静止レオナード制御系をサンプリングホールディングの制御系であるという見地から解析することにより、その制御系の特性を完全に掌握するとともに、非整数階積分の理論によって最適制御系を見いだしている。また製作された制御系は、ほとんどすべて周波数特性試験を行ない、表面に現われた制御特性のみならず潜在的な性能をもチェックしているので、完全な制御を行なうことができるとともにきわめて高い信頼性を有している。いかにいえば当社のサイリスタレオナードの制御は健康診断された制御系ということができる。

このサイリスタレオナード装置を用いて諸種の制御を行なうことができるが、そのうちのいくつかを図 4.1, 4.2, 5.1 および図 5.2 に示す。図 5.2 は、速度制御回路であるが、直流電動機の回転速度をパイロット発電機で検出し、基準値との偏差をトランジスタ増幅器で増幅してサイリスタを制御し、直流電動機を速度をレオナード制御する。この場合、負荷電流を検出して過電流制限が行なわれているので、加速時、定速運転時を含めて負荷電流が制限値をこえることはない。SLS-220-250-N はこの形の制御回路の一例を示している。

図 4.1 は定電圧制御回路である。直流電動機の端子電圧を検出し、基準値との偏差をトランジスタ増幅器で増幅しサイリスタを制御する。この場合にも、過電流制限が付勢されている。SLS-〇〇-〇〇-Y の制御回路はこの形である。



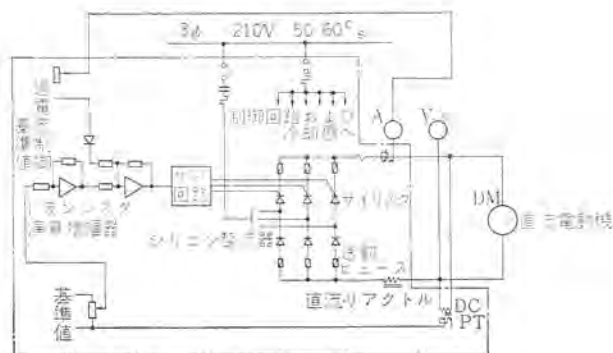


図 4.1 定電圧制御 (過電流制限付)  
Fig. 4.1 Connection diagram of constant voltage control circuit.

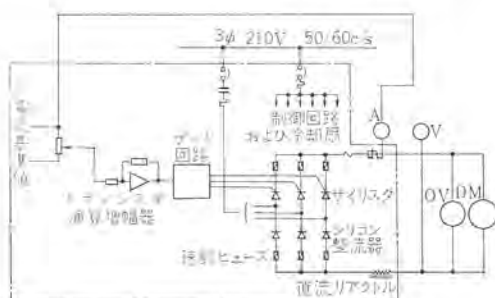


図 4.2 定電流 (負荷平衡, 定トルク) 制御  
Fig. 4.2 Connection diagram of constant current control circuit.

図 4.2 は定電流制御回路であり、負荷電流の基準値からの偏差を増幅して直流電動機の電機子電流を制御し、直流電動機の発生トルクを制御する。この場合電流基準値をほかの回路の電流値とすることによって、その回路との負荷平衡を行なうこともできる。

SLS-○○○-○○-N はこの形の制御に用いることができる。

当社の静止レオナードによる速度制御の記録としては絶対精度 0.03% の制御や、応答速度が 0.1 秒以内の制御など高度の制御の実績を有している。

## 5. サイリスタレオナードの製鉄工業への応用

製鉄用圧延機駆動へのサイリスタレオナードの応用はめざましいものがあり、たとえばアメリカの Westinghouse 電機会社では、8,250 kW 7 台のホットストリップミルをはじめ、ホットレパッシングミルなど数多くの圧延機駆動電動機をサイリスタレオナード電源により駆動しており、サイリスタレオナードの総生産容量は 200,000 kW を越えている。国内においても最近とはくに圧延電動機のサイリスタレオナード化が進んでいるが、製鉄工業におけるサイリスタレオナード装置の応用範囲としては、大は分塊圧延機、厚板圧延機、熱間帯鋼圧延機、冷間帯鋼圧延機、線材圧延機をはじめ、水銀整流器を使用してはその応用がむずかしかった製鉄補機や補機ラインの中小形駆動電動機制御への利用まで、あらゆる分野で M-G に置き換わって実用化されつつある。

ここではその一例として線材圧延機への応用について、1 回路例を示すことにする。線材圧延機は通常の応答速度の速い高度の性能の速度制御回路を必要とするほか、スタンド間のループ制御を行なうループ制御系をも付加する必要がある。図 5.1 は線材圧延機用サイリスタレオナード装置の回路図であるが、各 stand 電動機は、サイリスタレオナードによって制御され、速度制御回路を主ループとし、内部に過電流制限回路を付属している。また、各 stand 間

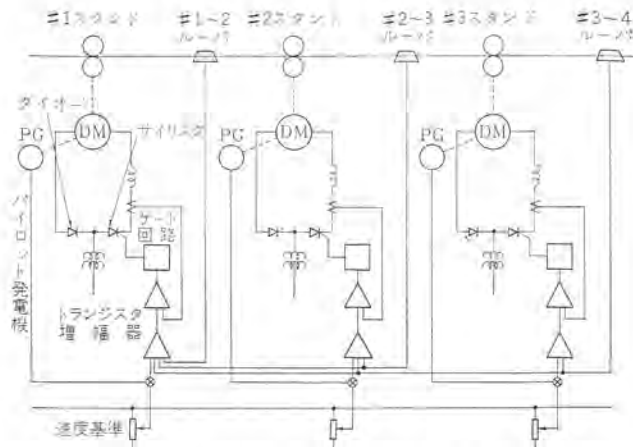


図 5.1 線材圧延機用サイリスタレオナード回路  
Fig. 5.1 Connection diagram of thyristor leonard for wire rod mill.

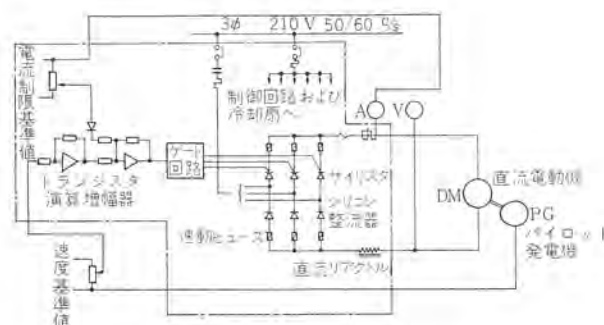


図 5.2 速度制御回路 (過電流制限付)  
Fig. 5.2 Connection diagram of constant speed control circuit.

のループは廻転ミラー式のループ検出装置によって検出され、たとえば #1~2 ループでループが大きい過ぎるという信号がはいった場合には #1 stand のサイリスタレオナード系に速度を下げる信号を加え、#1 stand の速度を下げ、#1~2 stand 間のループを取り除く。また、たとえば #3~4 ループでループ偏差を検出した場合には、その信号を #3 stand のサイリスタレオナード系に加え、#3 stand の速度をかえて #3~4 間のループを除去するのであるが、この場合 #2 stand の速度が不変であると、#3 stand の速度が変わったことによって #2~3 間にループ偏差が発生するので、この不合理を除くためたとえば、#3~4 ループは #3 stand に信号を加えると同時に #2、#1 stand へも同時に同一の信号を加えて同じ率で速度を変化させ、一つのループ偏差をとることによって新たにほかのループに偏差を生ずることのないよう、いわゆるサセンプ制御方式が付加されている。

なおこのような線材圧延機においては、線材の終端において急速にループを除去しないと切り切れによる残鋼が発生する可能性がある。このようなトラブルを考慮してこの系には、線材の終端を photo metal detector により検出し、ループの基準を下げて線材の抜け出る直前にループを消滅させて残鋼の発生を防止する under speed compensation を追加することも場合によっては必要である。

## 6. サイリスタレオナードの製紙工業への応用

製紙工業界へのサイリスタレオナードの応用としては、抄紙機駆動



電動機をはじめ、巻取機、コア、スーパーレンダなどの応用範囲があるが、ここでは Helper 方式の Line shaft 式抄紙機への応用についての一例を示すことにする。Main となる Line shaft 電動機の駆動は、制御特性としては定速制御が必要とされるため、図 5.2 に示した過電流制限付速度制御回路方式が採用される。通常の Line shaft 式抄紙機の制御性能は、負荷が 20% 変化した場合の速度変動率が約 0.1% 程度であり、サイリスタレオナード装置を用いることによって、十分にこの性能をみたした良好な制御が可能である。これに対して Helper 電動機群は、電動機トルクを制限する方式が望ましく、前述の図 4.1 で示されるような電流制御サイリスタレオナード方式が採用されることが多い。

三菱製紙八戸工場納めの抄紙機用 サイリスタレオナード装置の Helper 群電源は、No. 1 ワイヤパートが IR 逆補償による電圧変動率をもたせた電圧制御方式である以外は No. 1 プレスパート、No. 2 プレスパート、サイズプレスパート、#2 ワイヤパートなどすべて、パイロット発電機による開路補償制御回路を追加した電流制御方式を採用している。

## 7. む す び

以上、当社のサイリスタレオナード装置について説明したが、以上を

まとめて当社のサイリスタレオナード装置の特長を列挙すれば下記のとおりである。

- (1) きわめて高い効率を有している。
- (2) Package 形であるため、据付配線が容易であるとともに、小形で場所をとらない。
- (3) 温度調節が不要であるので、建屋の構造が簡単である。
- (4) 使用するサイリスタは MIL 規格（アメリカ軍規格）に approve されたきわめて信頼性の高いサイリスタである。
- (5) Building block であるため融通性に富んでいる。
- (6) 制御回路部品はほとんど Plug-in unit を使用しているので、保守は容易である。
- (7) 制御増幅器は演算増幅器を使用しているとともに、ゲート回路に速応性磁気増幅器を使用しており最高の制御を行なうことができる。
- (8) サイリスタレオナードの制御特性は、数式により完全に掌握しているので任意の特性を得ることが可能である。

ここに説明したものは、当社の SLS-200~440 形サイリスタレオナード装置であるが、このほか直流電圧が 750 V や 600 V のもの、過負荷定格の異なるもの、容量の大きいもの、または逆転を行なう必要のあるものなども製作している。



## サイリスタによるアーク炉の電極制御装置

細野 勇\*・矢野 昌雄\*

## Arc Furnace Control with Thyristors

Itami Works Isamu HOSONO・Masao YANO

To have a quick control of the arc furnace in response to the fluctuation of the arc is regarded as a vital requisite of late. This is now made possible with thyristors by moving up and down the electrode. There are various systems to move the electrode; to employ a DC motor for the driving section, to use an AC motor, to apply a magnetic clutch and the like. They are representative methods and all good for obtaining satisfying control. Mitsubishi has adopted the AC motor driving method, that is, to control this motor with the thyristors, which is a static apparatus with easy installation and maintenance, makes little noise, operates with good efficiency and high reliability. The article describes the control devices delivered to the Rinko Steel Mill and the Tohoku Special Steel Mill.

## 1. ま え が き

アーク炉の速応制御の重要性は最近とみに認識せられて、欧州系のメーカーでは液圧式の電極駆動方式を採用することによって応答速度を上げ、制御性能を向上せしめる手段が講ぜられている。

アーク炉に速応制御が要求せられる理由としては、炉内アーク状態の変動が比較的速い周期で起こり、電極の制御はこのアーク状態の変動に十分追従してアークに注入させる電力を一定に保ち、電力変動を微小値に押える必要があるからである。

一方電気式の電極昇降装置については、従来アンブリダイン、ロートコントロールのような増幅発電機を用いた制御が行なわれているが、最近の他の産業界をみると、ロートコントロール、アンブリダインなどの増幅発電機はつとに姿を消し、磁気増幅器の時代を過ぎて現在すでに半導体（サイリスタ）による制御に置き換えられようとしている。これはサイリスタが静止器であり、据付、保守が容易であり、騒音が少なく効率がよく、かつ信頼性もきわめて高いという利点のほかに、応答速度が格段に速い点が制御性能の向上に多大に貢献しているからである。電極昇降装置においても、ひとり、時代のすう勢に取り残されていてよいわけではなく、サイリスタによる性能向上はぜひとも図らねばならぬ急務であろう。サイリスタを用いたアーク炉の電極昇降装置についてはいくつかの方式が考えられ、当社においては、その内のある方式については実用化しており、その優秀性を認められている。

そのためここでは臨港製鉄および東北特殊鋼に納入した30tおよび1tアーク炉のサイリスタ電極昇降装置をはじめ、いくつかの方式の電極昇降装置について説明することにする。

## 2. アーク炉の動特性

アーク炉は変動の激しい負荷であり、とくに溶解期にはチャージの溶解や崩壊によるアークの消滅や電極の短絡を起こすため、炉内の状況は時々刻々に変化し、アークのpass自身について電極の周辺において絶えず移動しており、また湯面は静止しているものとは考えられないため、炉内のアーク特性は、たとえばエアトン夫人の式のように、従来発表せられている式で表わすことは不可能である。このような変動の激しくかつ不規則な負荷では、静特性で

表わす式よりも、この変動自体を統計的に処理して解析したほうが扱いやすい。

このような変動を統計的に処理する方式としては、Auto Correlation や Power Spectrum などが用いられているが、その詳細はここでは割愛し、その式を示すにとどめるが、式(2.1)は Auto Correlation を、また式(2.2)は Power Spectrum を求める式である。

$$W(P) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} X(t) X(t+P) dt \dots \dots \dots (2.1)$$

$$P(f) = \int_{-\infty}^{\infty} W(P) e^{-i2\pi fP} dP \dots \dots \dots (2.2)$$

ただし  $W(P)$ : 自己相関係数

$P$ : 時間変化分

$P(f)$ : Power Spectrum

$X(t)$ : 注目した変数

$T$ : 注目した時間

アーク炉の電流変化の Power Spectrum の一例を図2.1に示す。(当社では、2個所においてアーク電流の Power Spectrum の実測を行なったが、似かよった特性を示している)。図において、 $\omega$ 軸は周波数、 $\eta$ 軸はその周波数成分の電流の power であるが、これからアーク炉の電流変動は1サイクル以下の周波数に大きく分布し、1サイクル以上の領域では変動はきわめて少ないことがわかる。そのため、アーク炉の電極調整装置としては、少なくとも2サイクルの変動に十分に応答しうるものである必要があり、この程度の周波数応答を有する制御系であれば、アーク炉のアーク電流の変動の大部分を抑制できるわけである。この程度の周波数応答を要求せられる場合においては、従来のロートコントロール、アンブリダインを使用するものでは、どうしても応答速度が遅いため必然的に応答速度の速いサイリスタの登場を願わなければならない。

## 3. サイリスタによる自動電極昇降装置

サイリスタを用いた電極昇降装置は、サイリスタによる電動機制御の応用であり多くの方式が考えられる。しかし現段階においては応用として考える場合、駆動電動機として誘導電動機を用いる方



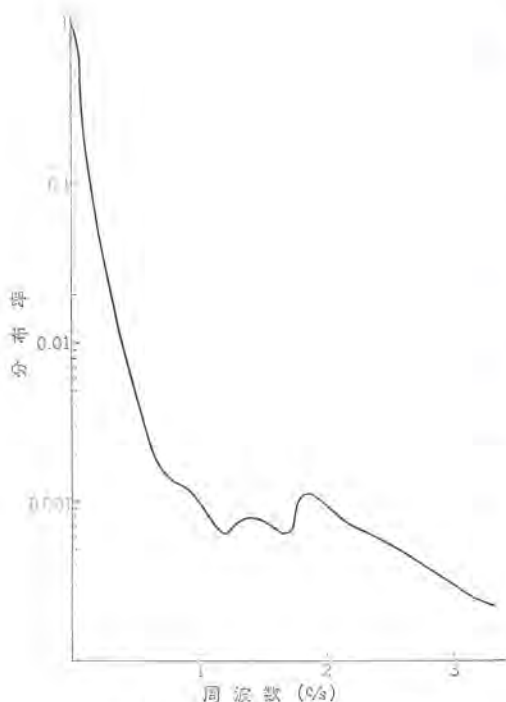


図 2.1 アーク電流 power spectrum  
Fig. 2.1 Power spectrum of arc current.

法と直流電動機を用いる方法に大別しうると考えられる。しかしいずれの場合にもひん繁な加減速に耐え、かつ加速に要する power の小さい低慣性の電動機を用いる必要があり、またできるだけ急速な加減速が行なわれるよう許容起動トルクの大きな電動機が望まれる。

上記が考慮せられるならば、直流電動機を使用しようと交流電動機を使おうとならざしつかえないわけであるが、保守の面そのほかを考えると整流子のない交流電動機を用いるほうが望ましいと思われる。

### 3.1 誘導電動機によるサイリスタ式電極昇降装置

ここで述べる方式は、すでに臨港製鉄および東北特殊鋼にそれぞれ 30t および 1t アーク炉用として納入し好調に実動している方式である。このサイリスタ自動電極調整装置は、サイリスタを用いて低慣性形の誘導電動機を速度を制御し、電極位置を調整するものであるが、総合の制御性能を向上せしめるため、各機器の特性には十分な考慮がはらわれている。

#### 3.1.1 操作電動機

操作電動機としては、低慣性形の誘導電動機が使用されている。それは誘導電動機が直流電動機に比べて保守が容易で、フラッシュオーバーのおそれがなく信頼性が高いことが誘導電動機を使用した一つの大きな理由であるが、このほかにも誘導電動機には下記に示すいくつかの利点がある。

- (1) 整流子がなく、低慣性に作りやすい。
- (2) 整流を考慮する必要がないので、大きい起動トルクをうるため、起動電流を大きくとってさしつかえない。
- (3) (1)(2)の結果きわめて速い加速ができる。
- (4) 直流電動機の電機子回路時定数に相当する時定数がないため、安定な制御を容易にうることができる。

サイリスタ電極調整装置に採用した誘導電動機は、立テ形として据付スペースを小さくするとともに、慣性能率を極力小さくし、起動トルクをできるかぎり大きくとるよう考慮せられたものである。図 3.1 は 30t アーク炉に取り付けられた電極昇降用誘導電動



図 3.1 電極昇降用操作電動機  
Fig. 3.1 Induction motor for electrode control.

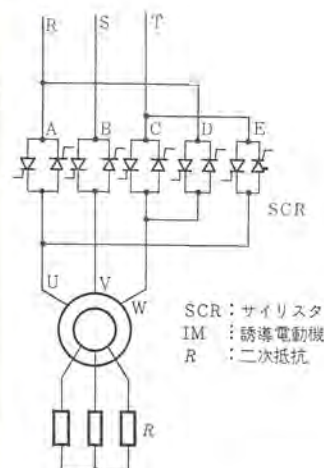


図 3.2 サイリスタによる誘導電動機の制御 (その 1)  
Fig. 3.2 Induction motor control with thyristor.

機であるが、図からわかるように慣性能率を小さくするため、非常に細長い形態になっている。また起動、停止をひん繁に繰り返すため、H種風冷を採用した。

臨港製鉄納めの 30t 炉の電極昇降電動機の仕様を下記に示す。

定 格	11 kW, 3φ 60 c/s, 210 V
回転数	1,200 rpm
慣性能率	0.6 kg-m <sup>2</sup>
最大 トルク	37 kg-m

#### 3.1.2 サイリスタ装置

この誘導電動機を制御するサイリスタ装置の結線を図 3.2 に示す。

図 3.2 において ABC の 3 組のサイリスタを点弧して導通せしめると、三相交流電源 RST が電動機端子 UVW にそれぞれ接続され、誘導電動機は正転する。また BDE の 3 組のサイリスタを点弧して導通せしめると、電源 RST が電動機端子 WVU にそれぞれ接続され、相回転が逆転して誘導電動機は逆方向に回転する。このように 5 組の逆並列に接続されたサイリスタを適当に使い分けることによって誘導電動機の正逆転、ならびに plugging 制動を static に行なうことができる。

つぎにサイリスタの点弧位相を電源電圧に対して遅らせることによって誘導電動機に加わる電圧の実効値をかえ、誘導電動機の速度を制御することができる。いま図 3.3 に示すように、誘導電動機が電源電圧  $V_0$ 、負荷トルク  $T$ 、速度  $n_0$  で運転しており、これを減速して  $n_1$  なる速度で運転したい場合は、サイリスタを位相制御して点弧位相を遅らせ、誘導電動機の端子電圧を  $V_1$  まで下げると、所望の速度  $n_1$  で運転することができる。したがって誘導電動機にパイロット発電機を直結し、サイリスタの位相制御を行なえば、直流のレオナード制御とどうように円滑な速度制御を行なうことができる。

図 3.4 はこの誘導電動機制御用のサイリスタ装置の写真であるが、向って右にサイリスタが収納されており、左にはその制御装置が納められている。臨港製鉄納めのサイリスタ装置はその仕様を下記に示すが、盤寸法 600×1,150mm、高さは 2,300mm ときわめて小さいスペースに納まっている。

定 格	21kVA 220V 55A 風冷式
-----	--------------------



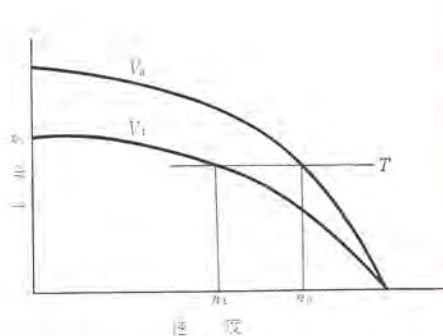


図 3.3 誘導電動機速度-トルク曲線  
Fig. 3.3 Speed-torque curve of induction motor.

図 3.4 電極昇降用サイリスタ盤  
Fig. 3.4 Thyristor cubicle for electrode control.

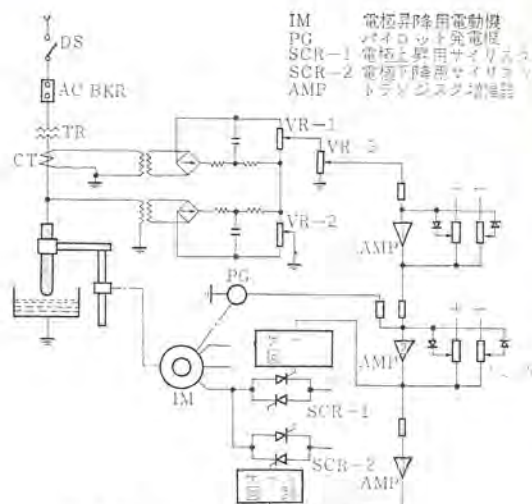


図 3.5 電極制御装置簡略接続  
Fig. 3.5 Schematic diagram of electrode control circuit.

結 線 逆並列結線 5 アーム  
過負荷定格 200 % 30 秒 1 分間隔の繰り返し

### 3.1.3 電極自動制御装置

電極一相分の基本的な接続を 図 3.5 に示す。電極昇降用誘導電動機 IM は SCR-1, SCR-2 を経て三相電源に接続されている。(図 3.5 では一相分のみ示す) また誘導電動機には速度検出用のパイロット発電機 PG が直結されている。サイリスタはそれぞれのゲート回路によって通流、阻止ならびに位相制御が行なわれ、ゲート回路は トランジスタ 増幅器によって制御される。トランジスタ 増幅器はアーク電流 (VR-1 の端子電圧により検出) とアーク電圧 (VR-2 の端子電圧により検出) の差によってアークインピーダンスを設定値に保持するようにアーク電圧とアーク電流の間のバランスを保つよう作動する。

図 3.5 の回路は誘導電動機速度を制御する方式となっており、速度制御の基準電圧は AMP-1 の出力電圧となっている。すなわち AMP-1 の出力電圧とパイロット発電機 PG の出力電圧を比較し、その差が最少となるように誘導電動機速度が制御せられるのであるが、今上記のバランスが保たれている状態を考えると AMP-1 の出力はゼロであるため、速度制御の基準電圧がゼロとなり、誘導電動機は回転せず静止状態を保ち続ける。この場合誘導電動機はトルクモータとして作動し、電極を静止させるに必要な反抗トルクを出す、このために必要な入力に別に AMP-2 に与えられる。

つぎにアーク電流とアーク電圧のバランスがくずれたときは、AMP-1 への入力の極性に従って電極上昇用のサイリスタ、または電極下降用のサイリスタのいずれかが作動し、IM は上昇または下降のいずれかの方向に回転し、バランスを回復すれば停止する。たとえば今アーク間ゲキが狭くなり、アーク電流が増加した場合を考えると、VR-1 の出力電圧が、VR-2 のそれよりも大となり、AMP-1 の入力電圧の極性は負となる。トランジスタ増幅器はいずれも演算増幅器の形式をとっている、AMP-2 の出力は負、AMP-3 の出力は正となる。サイリスタのゲート回路は入力が負のとき位相が進み、正のとき位相が遅れるようになっているため、この場合は SCR-1 が電流を流し、SCR-2 が開路して電極が上昇する方向に誘導電動機が回転する。またこの場合とは逆にアーク間ゲキが長く、アーク電圧が増加した場合には、AMP-1 への入力電圧の極性が正となるため、上述の場合とは逆に電極が下降する方向に誘導電動機が回転する。

昇降用電動機の制動は plugging により行なわれるため、誘導

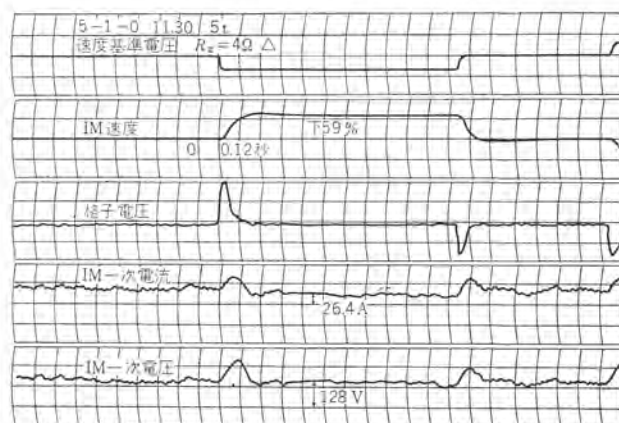


図 3.6 電極昇降電動機加速特性  
Fig. 3.6 Acceleration characteristics of induction motor for electrode drive.

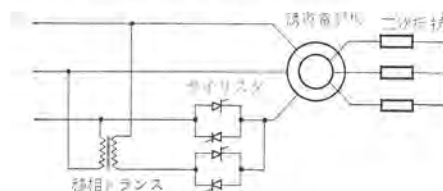


図 3.7 サイリスタによる誘導電動機の制御 (その2)  
Fig. 3.7 Induction motor control with thyristor.

電動機がある方向に回転中、急に逆方向に回転する必要性を生じた場合にもじん速に制動が行なわれ、誘導電動機はいずれの方向にも円滑に運転することができる。なお制御回路を開放したときや停止の場合には、電磁ブレーキによって誘導電動機は制動される。

電極速度の設定は AMP-2 のリミットを調整することにより、上昇、下降とも独立して変更することができるが、この場合速度は変わっても加速度は変化しない。図 3.6 はこの電極昇降装置の加速特性を示すものである。なお交流電動機を用いたサイリスタ式電極昇降装置については 図 3.7 に示すような方式もある。この方式は、サイリスタの使用個数を減らすことのできる点有利であるが制動トルクに限界のある点にやささ問題がある。

### 3.2 直流電動機を用いたサイリスタ式電極昇降制御装置

直流電動機を用いたサイリスタ式電極昇降制御装置は、従来のロートルール、またはアンブリダインを用いた電極昇降制御装置のロートルール、またはアンブリダインをサイリスタレオナード装置に置き換えることによって、容易に実現することができる。



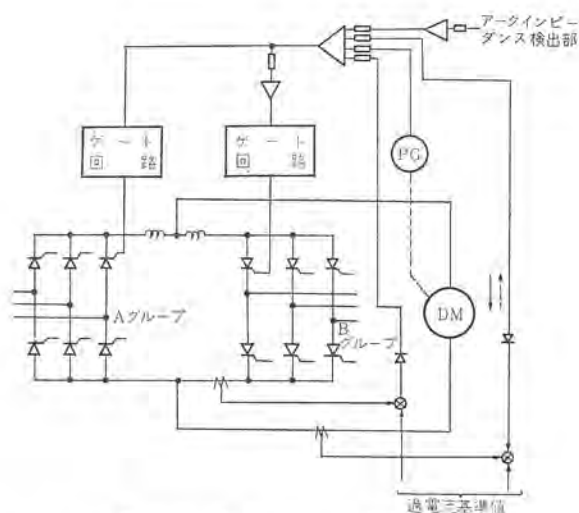


図 3.8 静止レオナード方式回路

Fig. 3.8 Schematic diagram of static word-leonard system

図 3.8 にこの方式の回路図を示す。直流電動機をサイリスタで制御する場合にも、一方向にのみ回転し、かつ制動の必要のないような用途に対しては、A グループのみのサイリスタレオナード装置を用いることにより、十分な制御を行なうことが可能であるが、電極昇降制御のように正逆転を行ない、かつひん繁に加減速せねばならぬような用途に対しては、A, B, 2 グループのサイリスタレオナード装置を用いる必要がある。このような結線方式を十字結線式静止レオナード方式と呼ぶが、今たとえば正転の信号がアーケインピーダンス検出部から加えられた場合には、パイロット発電機との偏差信号により、A グループのサイリスタにゲート回路を通じて位相進みの信号が、また B グループのサイリスタには、位相遅れの信号が加えられ、電流は A グループサイリスタから直流電動機 DM に実線矢印のように加えられ、直流電動機は正方向に加速される。

正方向に回転している直流電動機の減速または逆転の信号が加えられた場合には、今度は A グループのサイリスタには位相遅れの信号が加えられ、A グループのサイリスタの通流は阻止され、電流は B グループのサイリスタを通して、直流電動機に点線矢印の方向の電流を流し、減速の場合には、B グループのサイリスタをインバータとして動作せしめて回生制動を行ない、逆転の場合には、B グループのサイリスタを整流器として動作せしめて逆方向加速を行なう。逆転しているときの減速は前述とどうようにして、A グループのサイリスタをインバータとして動作せしめ、回生制動を行なうわけであるが、いずれの場合についても直流電動機には整流子の問題があり、あまり大きな過負荷を加えるとフラッシュオーバーの危険性があるため過電流制限回路をもうけ、直流電動機の電機子に流れる電流が一定値を越えないように制限してやる必要がある。

### 3.3 電磁クラッチを用いた電極昇降制御装置

電極昇降装置の駆動部としては、前に述べたように低慣性性能率のものを使用せねばならない。しかしマスト自身の電動機軸換算の慣性性能率というものは電動機自体に比べると約  $1/10$  程度であり、電動機と切り離してマストだけを上下せしめる方式があれば、加

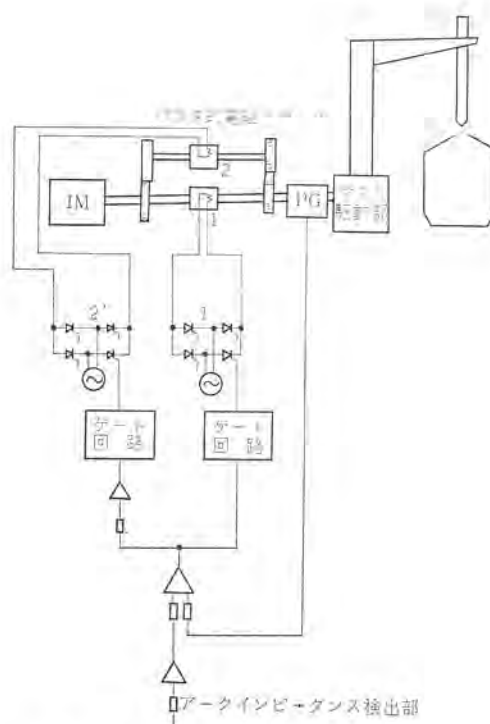


図 3.9 電磁クラッチ式電極昇降装置

Fig. 3.9 Schematic diagram of electrode control used for electro-magnetic clutch.

減速時間は非常に短縮できることになる。このような方法としては、電磁クラッチの採用が考えられる。図 3.9 は電磁クラッチを用いた電極昇降制御装置の結線図であるが、電磁クラッチとしては、on, off のみではなく、任意のスリで回転を伝達できる。たとえばパウダクラッチが用いられる。今正転信号が加えられるとパイロット発電機の偏差信号は、サイリスタ 1' を導通せしめ 1 の電磁クラッチを結合せしめて正転の動力をマスト駆動部に加える。逆転信号の場合には、1' の信号はなくなり、2' に信号が加えられて電磁クラッチ 2 が付勢され、逆転の動力がマスト駆動部に加えられる。

この方式に関してとくに考慮すべきは、電磁クラッチ応答速度であることはいまでもなく、電磁クラッチに応答速度の遅いものを使用したのでは、せっかくのサイリスタの長所が減殺されてしまうため、電磁クラッチの選定には十分の考慮を要する必要がある。欧米においては、すでにサーボモータなどの応答速度を有する電磁クラッチが開発されているが、このようなものが容易に国内で得られるようになれば、電磁クラッチ式電極昇降制御装置は広く採用されることになるであろう。

## 4. む す び

以上はサイリスタを使用したアーク炉の電極昇降装置に関して概略を紹介したが、最近のサイリスタの発達はめざましく、近い将来電気式のアーク制御装置はほとんどすべてサイリスタ方式になるであろう。



## 定電圧定周波電源装置

横 島 洋 志\*・佐野 善之助\*・増 尾 好 昭\*・熊 野 晶 義\*\*

## Constant Voltage Constant Frequency Power Sources

Itami Works

Central Research Laboratory

Hiroyuki YOKOHATA・Zennosuke SANO・Yoshiaki MASUO

Masayoshi KUMANO

Technics of inverter application made a rapid progress through the completion of thyristor are finding the way in the field of motor generator sets which have been extensively used. As one of applications of thyristor inverters, constant voltage constant frequency power sources are drawing attention of circles, being employed for the power supply to electronic computers or TV broadcast in appreciation of their stable function. When used as uninterrupted power sources, they display their ability to the fullest extent with voltage control of PWM system. In large capacity units, those operating on a current transformer feed back system are possessed of the highest conversion efficiency. As examples of applications power sources for electronic computers, for plant metering system and in TV stations are described herein.

## 1. ま え が き

近年、各種産業は実に目ざましい近代化を遂げつつあるが、その中でも、電子計算機を駆使したいろいろな高度技術の導入は目を見張らせるところである。この電子計算機を筆頭とし、そのほか生産プラント計装設備の充実化による自動生産や通信放送設備による敏速な伝達手法など、近代化された企業設備の中には精度の高い定電圧定周波電源を必要とするものが多くある。

このような用途の電源装置としては、無停電形電源であることが望ましく、非常運転時の電源として蓄電池をもつ場合が多いが、蓄電池をもたないで単に周波数変換装置として採用される分野も広い。

サイリスタインバータとは、直流電力を交流電力に変換する静止機器で、そのスイッチ要素に近年発展の著しいサイリスタを使用したものであり、その小形軽量である・効率のすぐれている・制御性がすぐれていることなどの特長によって、開発され実用化がはじまって以来、まだ間もないにもかかわらず、その応用分野は急激に拡大されつつある。

以下、最近製作したいろいろな用途の代表的な定電圧定周波電源を中心に、サイリスタインバータの現状を紹介する。なお車両用などを含む特殊応用や小形のものについては別稿を設けて紹介している。

## 2. 特 長

サイリスタは、出現以来非常に短期間のうちにその製作技術の向上とあいまって、急速に応用分野が拡大されつつあるが、静止形インバータにとってはとくに重要な意義がある。従来より、サイクロンや水銀整流器を用いた自励式インバータも実用化されているものの、多くの場合、回転機方式、すなわち電動発電機によるものが使用されてきた。

サイリスタは、在来の制御弁形整流器（サイクロン・水銀整流器など）と比較し、いろいろのすぐれた性能をもっているが、そのうちでもターンオフ時間の非常に短いことがインバータとして使用する

場合に、その利点をいかに発揮するところである。極言すれば、静止形自励式インバータはサイリスタの出現により実用化への道が開けたといってもよい。

三菱静止形定電圧定周波電源装置は、このようなサイリスタの特長を生かした信頼度の高いすぐれた電圧制御方式による転流改良形方形波ブリッジインバータを心臓部としたAC→DC→AC変換装置で、広い負荷変動に対して安定な動作を示す。

この装置は、次のような独自の特長をもつ。

(1) 転流改良形ブリッジインバータで、その出力回路にQの高いバンドパスフィルタをもつ正弦波出力インバータであるので、広範囲の負荷変動・力率変化にも安定な動作を示す。

(2) 出力電圧の制御は、サイリスタの点弧位相制御によるPWM方式であるので、高い精度、早い応答速度が容易に得られるすぐれた性能をもっている。

(3) 発振器としては水晶発振器を使用するので、出力周波数精度は非常に高い。

(4) 大形でしかも高信頼度のサイリスタを使用している。

他方、従来用いられていた回転機方式やサイクロン・水銀整流器方式と比較すると次のような特長をもつ。

(1) 小形軽量でキュービクル化されているので床面積は小さくてすみ、据付けが容易である。

(2) 騒音は小さく、振動がほとんど無い。一部変圧器類の騒音や大容量器では強制風冷の冷却扇の音があるが、回転機と比較すれば問題にならない。

(3) 加速・予熱などの必要がなく、瞬時起動・停止が可能で運転操作が容易であり、保守に便利である。

(4) 逆弧や失弧の不安がなく、また温度制御を必要としないので運転信頼度は非常に高い。

(5) 冷却扇を除けばすべて静止器であり、個々の部品は、長寿命を有するため長期間の無停電連続運転をするには最も適している。

(6) ターンオフ時間が短いので転流責務が軽く、効率が高い。

そのほかまだいろいろの特長をもっているが、これらを一覧表



表 2.1 DC→AC 変換装置比較

方式	電動発電機	サイラトロンまたは水銀整流器式	SCR式
振動騒音	大	小	極小
重量	大	中	小
床面積	大	大	小
基礎工事	必要	不要	不要
起動・停止	加速時間必要	予熱時間必要	瞬時可能
温度制御	不要	必要	不要
耐震耐衝撃性	大	小	大
効率(%)*	60~65	60~70	70~90
保守	比較的困難	比較的容易	容易
寿命	摩耗部分有	比較的長い	半永久的

\* 容量により相違する

として整理したものが表 2.1 である。

### 3. 回路とその動作

#### 3.1 回路構成

装置全体の回路構成をブロック線にまとめたものを図 3.1 に示す。すなわち、この電源装置は、シリコン整流装置および直流平滑回路からなる直流電源・方形波出力をもつ自励式インバータ・正弦波をうるための交流フィルタ、および発振装置・操作回路を含む制御装置によって構成されている。また、この電源装置が無停電形である場合には、直流電源部には蓄電池をもち、小形の専用充電器を置いてトリプル充電方式で使用する。

#### 3.2 ブリッジ形インバータの動作

回路構成中最も中心的役割をしているのがインバータ回路で、この回路としては方形波出力転流改良形ブリッジインバータ回路を採用

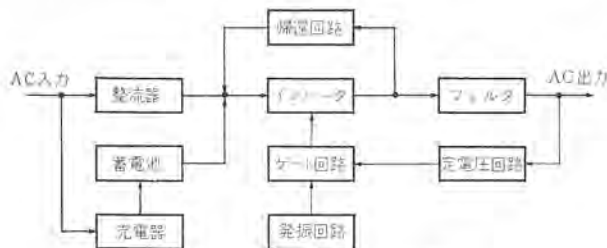


図 3.1 CVCF 装置ブロック線図  
Fig. 3.1 CVCF equipment block diagram.

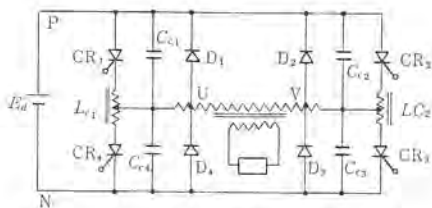


図 3.2 単相ブリッジインバータの基本回路  
Fig. 3.2 Basic circuit of bridge inverter.

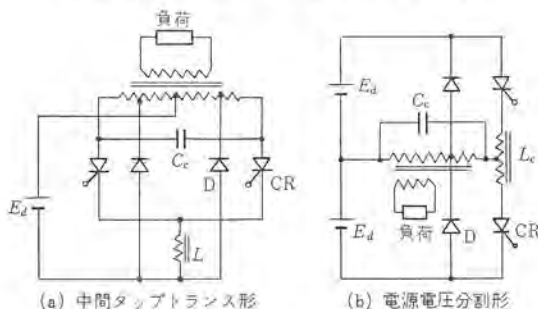


図 3.3 Mc-Murray の改良形並列インバータ回路  
Fig. 3.3 Inverter circuit improved by Mc-Murray.

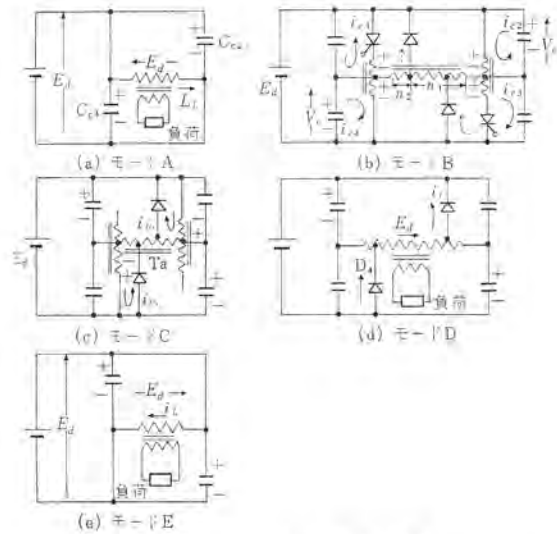


図 3.4 各モードの等価回路  
Fig. 3.4 Equivalent circuit of each mode.

している。図 3.2 にその基本回路を示す。

自励式インバータの基本回路としては直列形と並列形とがあり、それぞれ一長一短があるが、並列形インバータに巧みな帰還回路を設けて、動作の安定・性能の向上をはかった Mc-Murray 回路<sup>(1)</sup>が発表されて以来、一部特殊な応用分野を除くとほとんどの場合、この転流改良形並列インバータおよびその変形回路が採用されるようになった。図 3.3 には、Mc-Murray の考案による転流改良形インバータの基本回路を示している。

図 3.2 に示した回路も、図 3.3 の回路 (b) を変形したものでありその動作状態は並列形インバータと類似している。なお、図 3.3 の変形回路<sup>(2)</sup>はこのほかにもいろいろ考案されており、用途によってそれぞれの特長を発揮する。

図 3.2 の回路は、4 個のサイリスタ  $CR_1 \sim CR_4$  で構成される単相ブリッジ形で、そのブリッジの対角点には転流リアクトル  $L_{c1}$   $L_{c2}$  が設けられ、そのそれぞれの中点が交流出力端子  $U$ ,  $V$  である。これら各ブリッジ辺には、転流コンデンサ  $C_{c1} \sim C_{c4}$  があり、出力変圧器のタップを介して、Mc-Murray 回路の特長とする帰還ダイオード  $D_1 \sim D_4$  が設けられる。ほかのブリッジ対角点には直流電源が接続される (P, N)。

回路動作は、図 3.4 に示すように  $CR_1 \sim CR_4$  のおのおのの点弧状態により異なるモードに分けて説明される。

#### (a) モード A (順負荷状態)

サイリスタ  $CR_1$  および  $CR_3$  がオンとなり、直流電源から負荷電流が供給される。出力電圧は電源電圧に等しく、転流コンデンサ  $C_{c2}$ ,  $C_{c4}$  は電源電圧まで充電されている。

#### (b) モード B (転流状態)

モード A に引続いて、サイリスタ  $CR_4$  が点弧すると転流リアクトル  $L_{c1}$  の下半分には、転流コンデンサの電圧  $V_c$  が付加され、これがリアクトルの上半分に同じ大きさで誘起するから  $CR_1$  のアノード・カソード間電圧は負となり、今まで通電していた電流を打ち消し、その後逆電圧が印加されてターンオフする。 $CR_3$  のターンオフも、 $CR_2$  を点弧することによってどうやうに行なわれる。このときの転流を成功させるためには次の条件を満たさなければならない。

$$I_{CR} \leq K_1 E_d C_c / \tau_{off} \dots \dots \dots (3.1)$$

ここに  $\tau_{off}$  はサイリスタのターンオフ時間であり、 $I_{CR}$  は転流の始まる寸前のサイリスタ電流である。

#### (c) モード C (転流エネルギー帰還状態)



CR<sub>4</sub>を点弧したことにより、CR<sub>1</sub>がターンオフされるが、このとき転流回路にたくわえられたエネルギーが放出されないと、転流リアクトルには出力電圧を高くする方向に電圧を誘起する。この電圧が、帰還用ダイオードに順方向に加わるところまで上昇すると、それ以上はこのダイオードD<sub>4</sub>によりクランプされ、転流リアクトルのエネルギーは、単巻変圧器T<sub>a</sub>によって電源に帰還される。

このモードで、重要なことは、帰還ダイオードの働きにより、出力電圧は、次式による値までしか高くならず、並列インバータの欠点を補っていることである。

$$E_p = \frac{n_1 + n_2}{n_1} E_d \quad (3.2)$$

(d) モード D (負荷帰還状態)

負荷が誘導性であると、モード C に引続いて CR<sub>4</sub> がオフとなり、D<sub>4</sub> のみがオン状態となる。エネルギーは負荷のインダクタンスから、D<sub>4</sub> を通して電源に帰還され、出力電圧は式 (3.2) のまま保たれる。

(e) モード E (順負荷状態)

モード D に引続き、負荷電流が出力電圧と同方向になると、モード A と対象的な半サイクルとなり、出力電圧の方向はモード A と逆転している。

以上のようにして図 3.2 のインバータ回路は、ほぼ方形波の交流電圧を負荷に与えるのである。図 3.5 に各部の波形を示す。

図 3.6 は、図 3.2 を変形し、転流リアクトルを 1 個にまとめたもので、4 章の実例に使用されている。

### 3.3 出力電圧の制御

図 3.4 での動作の説明では、ブリッジ対角辺のサイリスタ CR<sub>1</sub> と CR<sub>3</sub>、CR<sub>2</sub> と CR<sub>4</sub> の点弧を同時に行なったので、その理想的な

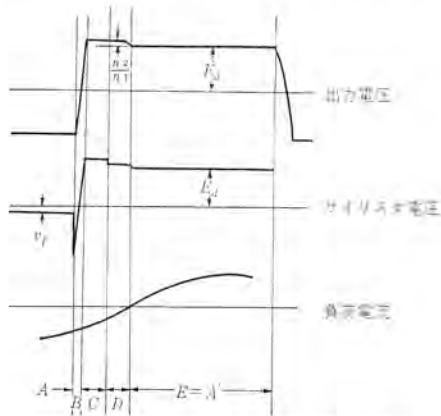


図 3.5 Mc-Murray 回路の動作波形  
Fig. 3.5 Wave shape of Mc-Murray circuit.

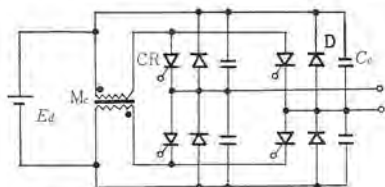


図 3.6 ブリッジインバータの変形回路  
Fig. 3.6 Modified circuit of bridge inverter.

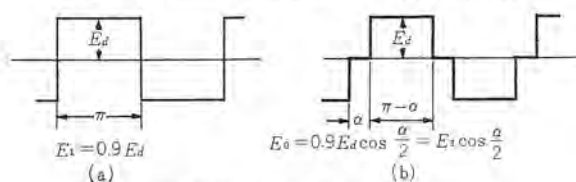


図 3.7 出力電圧波形  
Fig. 3.7 Wave form of output voltage.

出力電圧は図 3.7 (a) のようになるが、CR<sub>1</sub> と CR<sub>3</sub>、CR<sub>2</sub> と CR<sub>4</sub> の点弧を  $\alpha$  なる位相遅れで点弧せしめると、 $\alpha$  期間の間は、サイリスタは 1 個だけがオンであり残る 3 個はオフとなっているので、出力電圧の理想的な波形は、図 3.7 (b) のようになる。それゆえこの出力電圧の基本波の実効値は次式のように  $\alpha$  の関数となり、 $\alpha$  の制御によって、電圧制御が可能となる。このような電圧制御法は P.W.M 方式と呼ばれている。

$$E_0 = 0.9 E_d \cos \frac{\alpha}{2} \quad (3.3)$$

### 3.4 正弦波出力を得る方法

図 3.2 や図 3.6 の出力電圧は方形波であるため多くの高調波を含み、正弦波に接続された負荷に対して適さないことが多い。

このような要求に対しては、インバータ出力側に図 3.8 に示すような基本波分のみを通すバンドパスフィルタを用い正弦波とする。このフィルタ回路は、高い Q をもつことが好ましい。フィルタに要求される関係式は、次式のとおりである。

$$\omega_f^2 L_s C_s = 1 \quad (3.4)$$

$$C_s \approx C_p \quad (3.5)$$

### 3.5 帰還回路の改良

図 3.2 では、出力回路にタッ付変圧器または、単巻変圧器を必要としたが、とくに効率を問題にしないような小容量のものであれば、図 3.9 のように帰還用の抵抗 R<sub>f</sub> をそり入すると、出力変圧器を省略することができる。また、効率が大きい要素となる大容量器では、図 3.10 のように帰還用変流器を用いると、タッ付変圧器に比べて非常に小形となり有利である。

### 3.6 転流回路方式の改良

以上説明したインバータ方式は、すべて主回路に転流リアクトルをもち、転流エネルギーの授受が大きい要素となるもので、G. E 社の Mapham<sup>(3)</sup> のインバータの分類方式によれば C 形転流に属するものである。

最近、C 形転流の欠点を除去した、転流損失の小さい、電圧変動率特性のよい auxiliary impulse commutation<sup>(4)</sup> による回路や、

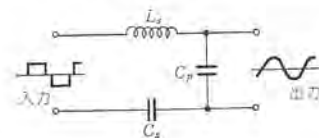


図 3.8 基本波バンドパスフィルタ  
Fig. 3.8 Band pass filter.

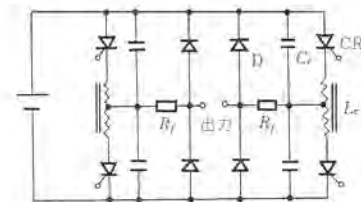


図 3.9 抵抗帰還形回路  
Fig. 3.9 Resistance feed back circuit.

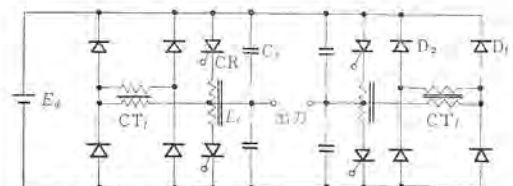


図 3.10 変流器帰還形回路  
Fig. 3.10 Current transformer feed back circuit.



直流電源側に転流回路をもつ DC side commutation<sup>(5)</sup> による回路などが研究され、実用化の段階を迎えようとしているが、これらは、相当大容量のものや可変周波数インバータとして交流電動機駆動用などにとくにその効力を発揮する方式であるので、これらについては、別の機会に稿を改めて報告する予定である。

#### 4. 応用例

定電圧定周波電源・周波数変換装置・あるいは無停電電源として、その応用分野は非常に広いものがあるが、ここでは代表的な応用例として電子計算機・プラント計装設備・放送設備の電源として製作した3例について紹介する。

##### 4.1 電子計算機用電源

MTRW-330 形の電源として三菱 TRW に納入したもので、無停電形定電圧定周波電源装置である。図 4.1 にその外観を示す。

##### 4.1.1 概略仕様

屋内用 風冷式	FC-1 B 10 形
入力電圧 三相	440 V $\pm$ 10% 60 c/s
出力電圧 单相	115 V $\pm$ 10% 60 c/s $\pm$ 0.5 c/s
波形ヒズミ率	5% 以下
負荷力率	50~80%
出力定格	10 kVA
交流入力停電時の無停電運転継続時間	30 分

##### 4.1.2 その回路構成

装置全体の回路構成は図 3.1 のブロック線図に示したとおりである。

##### (1) 主回路

図 4.2 に主回路構成を示すように、交流→直流→交流変換回路を構成しており、無停電形とするために直流部と並列に常時浮動充電される蓄電池をもっている。



図 4.1 10 kVA CVCF 装置

Fig. 4.1 10 kVA CVCF equipment.

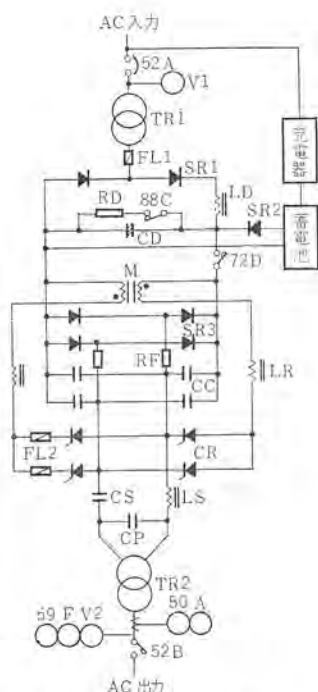


図 4.2 主回路構成図 (10 kVA, 30 kVA)

Fig. 4.2 Main circuit diagram (for 10 kVA and 30 kVA).

シリコン整流器 SR1 にて整流し、直流フィルタ LD-CD を経てインバータ回路に供給する直流電圧は蓄電池電圧よりも、やや高く設計している。常時は整流器側から電力を供給し、交流入力が停電したときのみ蓄電池側から電力を供給するようになっている。この蓄電池電圧は一般工場電源と併用する便を考慮して 110 V としている。インバータ回路は PWM ブリッジ方式を採用しており、サイリスタ CR、転流リアクトル M、転流コンデンサ CC からなる回路がそれである。その動作については 3 章で述べたとおりである。限流リアクトル LR はサイリスタ装置の  $di/dt$  を抑制するもので、立ち上り急しゅんな繰返し電流によるサイリスタの劣化を防ぐものである。

ブリッジ式インバータは本質的には並列形インバータであり、したがって軽負荷時には出力電圧が上昇するという大きな欠点をもっている。この欠点を解決し、動作に安定性を与えているのが帰還回路である。抵抗 RF、シリコンダイオード SR3 からなる回路がそれであり、直流電圧よりも出力電圧が上昇すると RF-S R3-CD 回路に電流が流れて直流電圧でクランプするようにしたものである。LS-CS-CP 直並列回路はインバータの方形波出力を正弦波とする交流フィルタである。

##### (2) 制御回路

図 4.3 にインバータ制御回路のブロック線図を示す。制御信号源には周波数精度を確保するため水晶発振器を使用しており、40 度の温度変化に対しても  $1 \times 10^{-5}$  程度の周波数精度が得られる。ゲート回路は半サイクル応答の速応性電圧リセット形磁気増幅器とトランジスタを組み合わせた速応性広角度位相制御回路を使用している。

##### (3) 保護装置

この種の電源装置は信頼性の高いことが絶対の条件であるが、万一の事故に対して次のような保護装置を設けている。

##### (a) 出力過電圧継電器

出力電圧が許容範囲を越えると、計算機を誤動作させるばかりか破壊する恐れがあるので、許容値を越えると過電圧継電器が動作して電源装置を停止させている。このようなケースは定

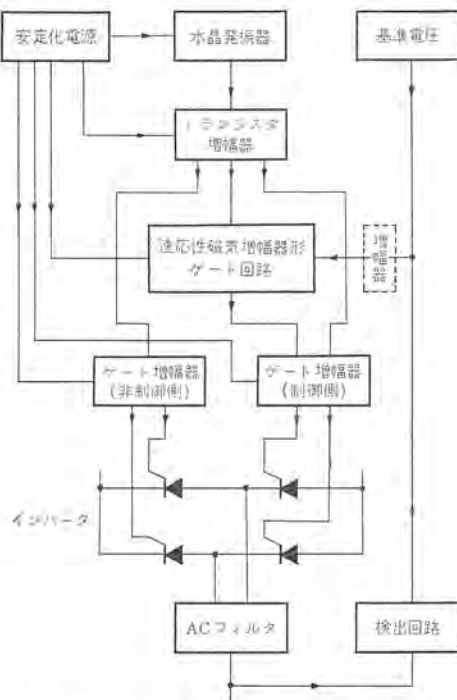


図 4.3 制御回路ブロック線図  
Fig. 4.3 Control circuit block diagram.



電圧回路が不良となり、位相制御不能となった場合に生ずる。

#### (b) 速動ヒューズ

インバータ回路において、サイリスタのターンオン・ターンオフ動作が毎サイクル確実に行われなくなると転流失敗となって直流側短絡になり、大きな事故となる。これを保護するためサイリスタと直列に協調のとれた速動ヒューズを設け、もし転流失敗が生じても瞬時にまた短絡電流を開放して回路部分を健全に保つようにしている。転流失敗を生ずる原因としては過負荷、あるいは負荷短絡による転流余裕角の減少によるものと、外部ノイズによる発振器信号の乱れによるものがある。

#### (c) 過電流継電器

(b)の転流失敗の原因となる過負荷を検出し、速動ヒューズ溶断に至るまえに電源装置を停止させている。

#### 4.1.3 動作特性

##### (1) 出力波形

図 4.4 に出力電圧波形を示す。波形ヒズミ 5% は十分満足しうる波形である。

##### (2) 定電圧特性

負荷変動に対する過渡定電圧特性を示す一例として、図 4.5 に 100% 抵抗負荷投入時の出力電圧波形を示す。投入後 2 サイクルで定常値に回復している。また入力電圧変動に対して直流側に大きなコンデンサをもっているの、あまり大きな変動はない。

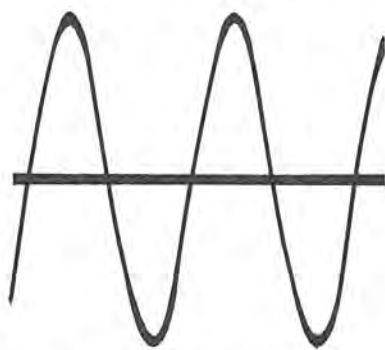


図 4.4 出力電圧波形  
Fig. 4.4 Output voltage wave form.

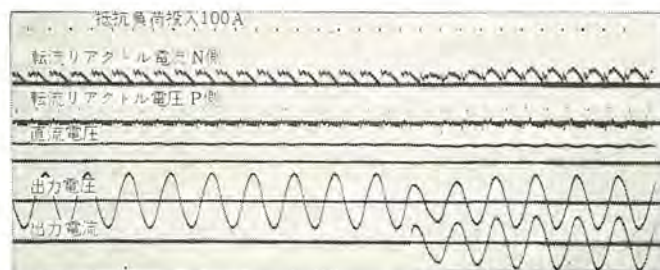


図 4.5 CVCF 起動特性  
Fig. 4.5 CVCF starting characteristic.

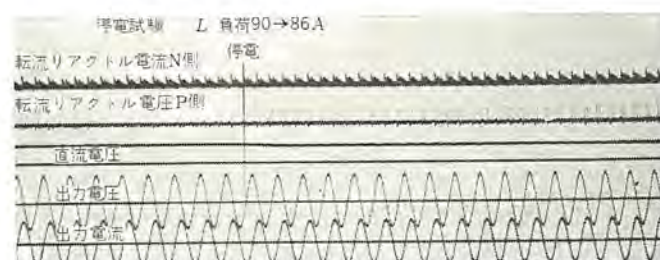


図 4.6 交流入力停電試験  
Fig. 4.6 AC input cut off test.

#### (3) 停電試験

交流入力が停電して蓄電池運転に移行する状態を図 4.6 に示す。出力電圧の過渡変動はこの波形からは見分けられない。

#### 4.2 プラント計装設備用電源

プラント計装設備電源として東亜燃料工業に納入したもので、無停電形定電圧定周波電源装置である。

##### 4.2.1 概略仕様

屋内用 風冷式	FC-1 B30 形
入力電圧 三相	460 V $\pm 5\%$ 60 c/s
出力電圧 单相	110 V $\pm 1\%$ 60 c/s $\pm 0.5$ c/s
波形ヒズミ率	7% 以下
出力定格 30 kVA	連続定格
負荷力率 70% 以上	

交流入力停電時の無停電運転継続時間 1 時間

##### 4.2.2 その回路構成

回路構成としては主回路、制御回路とも前節の 10k VA 装置とほぼ同一であるが次の点で少し異なっている。

##### (1) 定電圧回路

出力電圧精度が  $\pm 1\%$  要求されていることから定電圧回路に演算増幅器を設けてその精度を上げている。

##### (2) 非常電源切換え

負荷の性質上、停電は絶対に許されないの、ボルレグによる別電源を設けて、CVCF 故障時には自動切換え運転できるようにしている。

##### (3) 同期起動回路

インバータ起動時の転流電圧を 100% 安定なものとするため、最初の転流がつねに自然転流領域で行なわれるようにしたものである。すなわち、最初のサイリスタ通電位相がつねに  $0^\circ$  位相となるようにしている。図 4.7 にその回路を示す。まず電源スイッチ A が投入されると、非制御側増幅器は付勢され、主回路サイリスタにゲートパルスを与える。同時に CR のゲートにもその微分信号を与えるので、限時接点 AY が投入されると次のサイクルのゲート信号

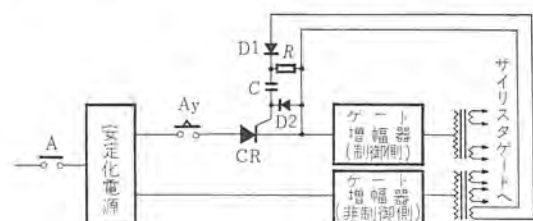


図 4.7 同期起動回路  
Fig. 4.7 Synchronized starting circuit.

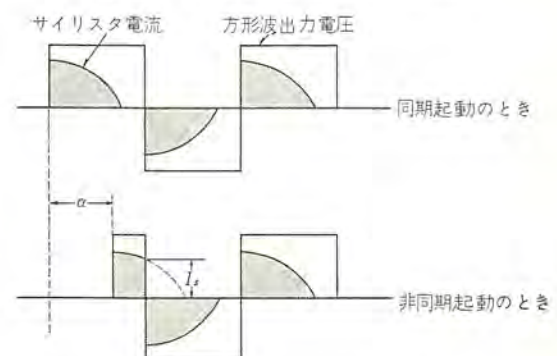


図 4.8 起動時の転流電流  
Fig. 4.8 Commutating current at starting.



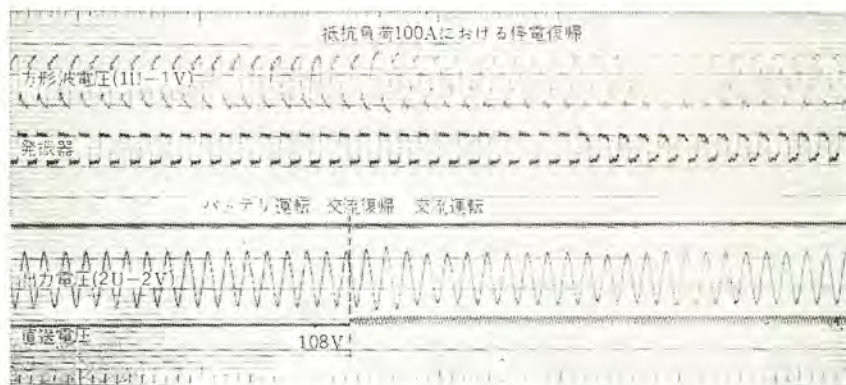


図 4.9 停電回復特性 Fig. 4.9 AC input recovery test.

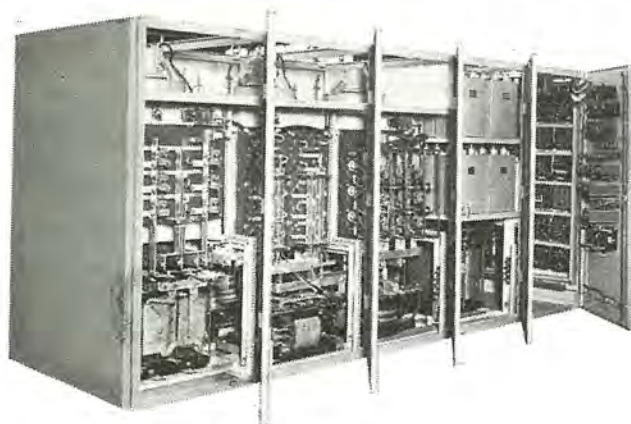


図 4.10 90 kVA CVCF 装置 Fig. 4.10 90 kVA CVCF equipment.

立ち上り点、すなわちゼロ位相で制御側増幅器よりゲートパルスを送り、インバータは起動する。この起動時の転流状態を図 4.8 に示す。非同期起動をすると図から明かなように  $I_a$  という大きな電流が流れている状態で転流するのでその責務が大きく、転流失敗を生じ起動不能となることがある。

#### 4.2.3 動作特性

出力電圧波形、定電圧特性、周波数特性など十分満足する結果を得ているが前節と重複するので停電回復時の動作特性のみを図 4.9 に示す。

#### 4.3 放送設備用電源

放送設備電源として北海道放送に納入したもので周波数変換形定電圧定周波電源装置である。図 4.10 にその外観を示す。

##### 4.3.1 概略仕様

屋内用 風冷式	FC-1C 90 形
入力電圧 三相	6,600 V $\pm$ 10% 50 c/s
出力電圧 单相	105 V $\pm$ 2% 60 c/s $\pm$ 0.01%

外部同期可能なこと

波形ヒズミ率	約 5%
出力定格 90 kVA	連続定格
瞬時電圧変動 $\pm 8\%$	回復時間 5 サイクル以下
瞬時周波数変動 $\pm 4\%$	

(入力電圧  $\pm 10\%$ 、負荷電流  $\pm 20\%$  に対して)

##### 4.3.2 その回路構成

全体の回路構成としては前例とほぼ同一であるが、容量が大きいため帰還回路方式とゲート

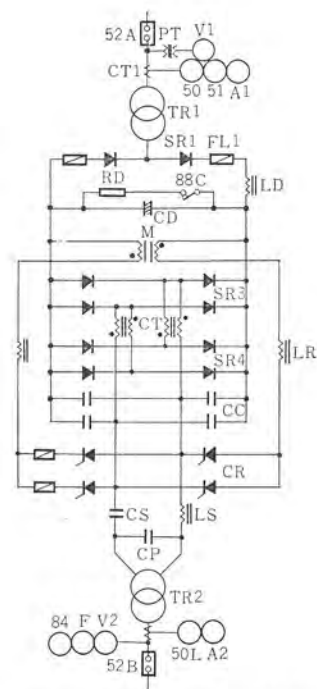


図 4.11 主回路構成図 (90 kVA) Fig. 4.11 Main circuit diagram (for 90 kVA).

点弧方式に変更を加えている。

##### (1) 帰還回路

小容量装置においては抵抗帰還方式をとってきたが容量が大きくなるとその発生熱損失も非常に大きくなるので、この装置では変流器帰還方式を取り、効率を著しく高くしている。図 4.11 に主回路構成図を示す。

##### (2) ゲート増幅器

大形サイリスタの局部過熱を避け、並列サイリスタ間の点弧を満足に行なわせるために Higher-Drive の方式を使用している。この方式はサイリスタゲートに 1~2  $\mu$ s 程度の立ち上り急しゅなパルスは通常のゲートパルスに重畳して加えるものである。

##### (3) 発振回路

装置内部に水晶発振器をもっており、単独に運転できるほか、外部からの信号に同期させて運転できるようにしている。

##### 4.3.3 動作特性

###### (1) パルス消滅試験

運転中、なんらかの原因で発振器パルスが消滅しても転流失敗せず、安定に停止することを確認している。図 4.12 はこれを示す。

###### (2) 主回路停電試験

無停電形ではないが主回路電源停電時の動作を図 4.13 に示す。

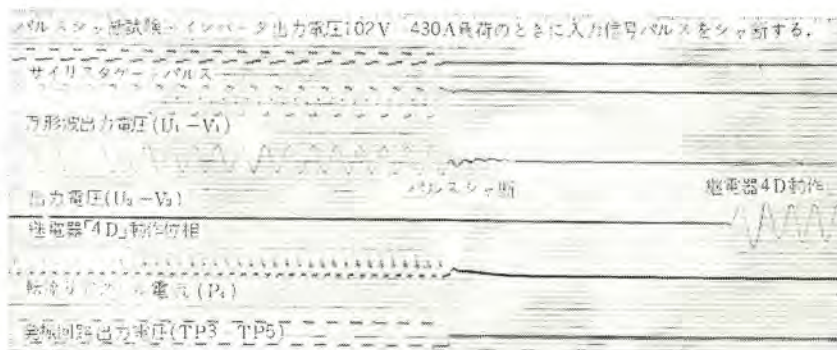


図 4.12 パルス消滅試験 Fig. 4.12 Gate pulse cut off test.



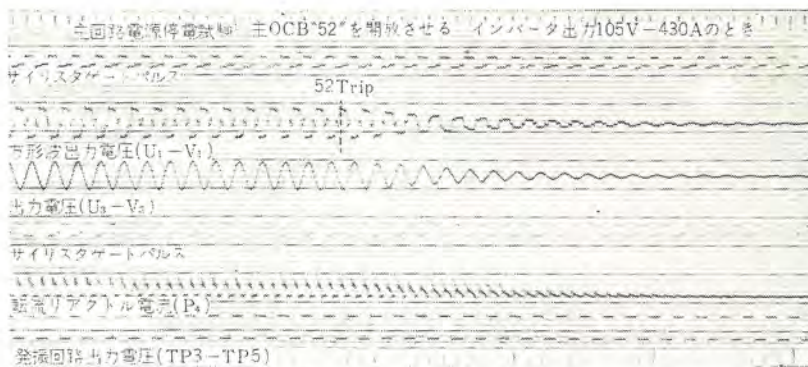


図 4.13 交流入力停電試験  
Fig. 4.13 AC input cut off test.

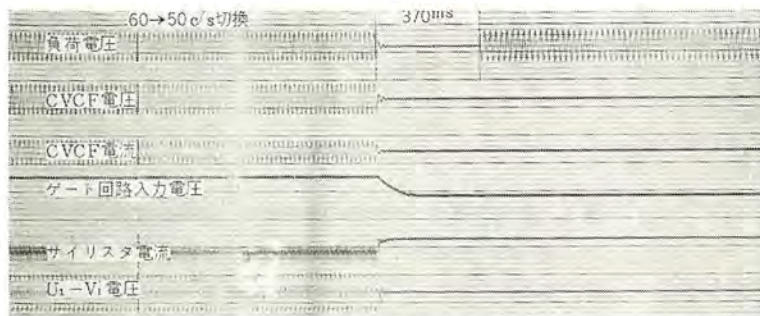


図 4.14 電源切換試験  
Fig. 4.14 Switch test, 60 c/s to 50 c/s power source.

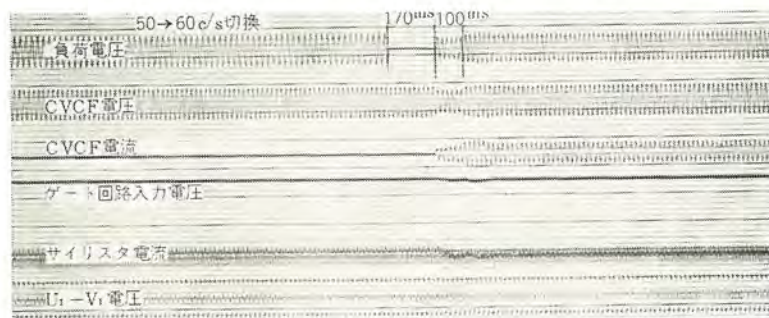


図 4.15 電源切換試験  
Fig. 4.15 Switch test, 50 c/s to 60 c/s power source.

通常の停止順序は制御回路を停止後主回路を開いている。

### (3) 電源切換え試験

非常用 50 c/s 電源との切換え状態を図 4.14, 図 4.15 に示している。

## 5. む す び

以上、電力用のサイリスタインバータを用いた定電圧定周波電源装置の応用例を中心とした紹介をしたが、当社ではこの種の装置の 5 ~ 100 kVA までのものを標準容量別に系列化し需要家各位のご期待にそえるよう準備している。サイリスタインバータの応用技術は、現在もお日進月歩発展の一途をたどっているが、さらに改良のための不断的努力をはらっていく必要があり、またそれによっていっそう広い応用分野が開けていくものと信ずる。

## 参 考 文 献

- (1) W. Mc-Murray, D.P. Shattuck: A Silicon Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation, IEEE Con. & Elec. Nov, 532. (1961)
- (2) 大野:「三菱電機技報」39, 824 (昭 40)
- (3) N.W. Mapham: The classification of SCR Inverter Circuit. IEEE, Int. Conv. Rec. 12 Part 4, 99. (1964)
- (4) W. Mc-Murray: SCR Inverter Commutated by an auxiliary Impulse. Inter-mag Session 4 (1964)
- (5) Bradley ほか: Ajustable Frequency Inverters and their application to variable Speed Drive, PIEEE Vol. 111. (1964)



## 小容量サイリスタインバータ

松田 寧\*・民井 精三\*

## Low Power Thyristor Inverters

Communication Equipment Works Yasushi MATSUDA・Seizō TAMII

The thyristor is DC-AC inverter for general purposes with a high conversion efficiency and a steady output. PWM bridge circuits of impulse commutation system operating on a complementary impulse-commutated system and an auxiliary impulse-commutated system are the most appropriate type of application. PWM parallel circuits and chopper circuits, being of DC-DC converters chiefly used for rolling stock are simple, small sized and light weight. These three types of circuits are explained in this article of their composition in brief. Also the main points of characteristics are described with the test and the measured data as the central subjects. Small capacity thyristor power sources used in those fields are now in practical operation in place of rotating machines.

## 1. ま え が き

回転機に代わる静止形のインバータ、コンバータとして、ロイタ回路を用いたトランジスタインバータおよびコンバータは移動用電子機器の電源装置そのほかの用途ですでに完全に実用化の時代にはいっているが、トランジスタ式で達成できない容量および電圧の範囲で3~5kVA程度以下の割合小容量のサイリスタインバータ、コンバータもここ数年の間にほぼ常識化したといえる。

これはサイリスタ素子自体の進歩、改良によるところももちろん大であるが、回路上もトランジスタ式と最も異なる転流機構および制御回路にいろいろの新しい方式が開発、実用化されて効率の改善、出力の安定化など特性の向上に寄与し、また静止形の短所の一つである内的、外的要因による誤動作、あるいは装置の故障に対して適切な保護回路が考案、導入されて装置の信頼性を向上させるなど、静止形の特長を十分に発揮し短所を補った方式、構成が確立された成果である。

この種サイリスタ電源装置のおもな応用分野は、一つは予備電源、無停電電源装置、周波数変換装置などのいわゆるハン用電源装置であり、ほかの一つは各種制御機器および列車無線装置などの電源としての車両用電源装置であって、当社でもつとにこれらサイリスタ電源装置の開発、実用化に着手してきた。前者の分野では現在LC形転流または補助SCRによるインパルス転流方式を用いたパルス幅制御ブリッジ形を最適の方式として標準機種に採用し、車両用でもPWM並列形を用いた列車自動制御装置用電源装置SI 51-2形において車両運転系統への実用化に先鞭をつけ、その後もチョップ形のものも含めて各種の用途に実用され、高い信頼性が確認されている。

ここではこれら小容量サイリスタインバータ、コンバータに現用している上記諸方式とそれを応用した装置の構成、特性について概説する。

## 2. DC-AC インバータの基本回路

安定化した正弦波出力を得るきわめて有効な方式として、PWMブリッジ回路を使用するが、この方式も転流方式によっていろいろの形のものが考えられる。

## 2.1 LC形転流方式 (Mc. Murray 方式)

図2.1はLC形転流方式PWMブリッジインバータの基本回路で

ある。動作原理はこの特集号の定電圧、定周波電源装置の稿に詳しく述べられているのでここでは省略するが、この方式の最大の特長は効果的な帰還ダイオードを付加した点であり、この点も含めて次のような利点をもっている。

- (1) 負荷力率に関係なく、すべて負荷に対し安定に動作する。
- (2) 転流用リアクトルおよびコンデンサの値が小さくてよい。
- (3) 転流定数を小さくできるので、過渡安定度がよく、また帰還ダイオードによって出力電圧も押えられるため変動率が小さい。
- (4) SCRを転流したのち、回路に蓄積されたエネルギーを電源に帰還することができるので、変換効率が高い。
- (5) SCRと直列に転流リアクトルが接続されるので、転流後の再印加電圧コウ配( $dV_F/dt$ )を小さくすることができる。すなわち信頼性を高めることになる。
- (6) SCRのゲートの位相を制御することによって、容易に出力波形のパルス幅変調が可能であり、これによって出力電圧の安定化を行なうことができる。

この方式の転流定数は、Mc. Murrayによると転流後の蓄積エネルギーが最小になる条件から

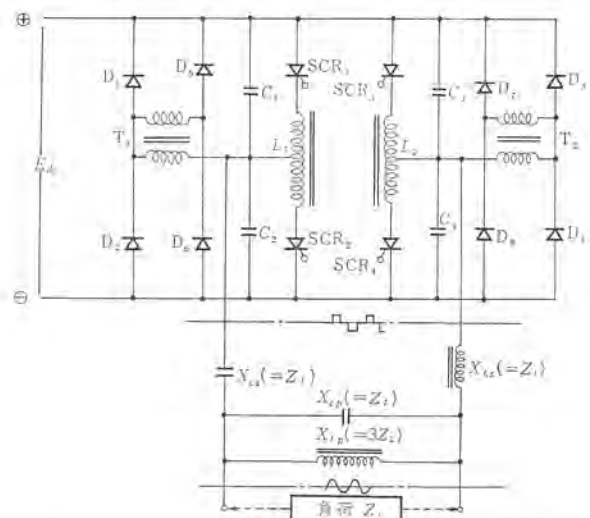


図 2.1 LC 転流形 PWM ブリッジインバータ と波形整形回路  
Fig. 2.1 Complementary impulse-commutated bridge inverter and output filter.



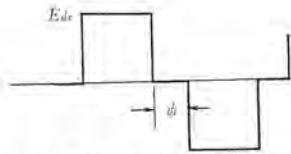


図 2.2 PWM 方形波出力  
Fig. 2.2 Output waveform, obtained from PWM bridge inverter.

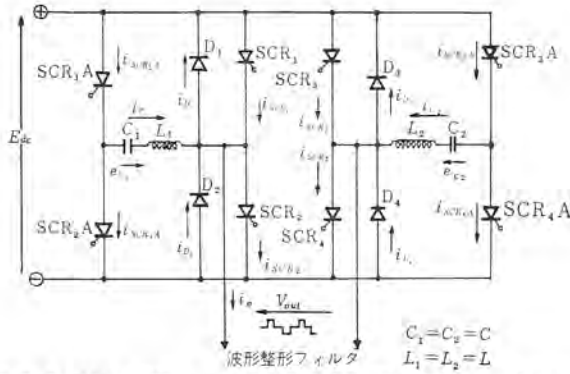


図 2.3 補助 SCR によるインパルス転流形 PWM ブリッジインバータ  
Fig. 2.3 Auxiliary impulse-commutated bridge inverter.

$$C = \frac{I_0 t_0}{0.425 E_{de}} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

$$L = \frac{E_{de} t_0}{0.85 I_0} \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

$I_0$ : 転流時の SCR 通電電流

$t_0$ : SCR のターンオフ時間

$E_{de}$ : 直流電源電圧

と報告されている<sup>1)</sup>。

出力電圧の安定化は、パルス幅変調した方形波出力(図 2.2)の休止期間を位相制御することにより基本波分を制御して行なっている。

この回路の波形整形フィルタは、いわゆる直列共振フィルタであって基本波分に対しては直列インピーダンスがゼロとなり、第3高調波分以上に対しては直列リアクトルのインピーダンスは高く、並列分のインピーダンスは低くなるので出力には基本波分のみが得られることになる。フィルタ各部の定数は、負荷のインピーダンスを  $Z_L$  としたとき図 2.1 に示す比率で決定する方法が一般に行なわれている。

## 2.2 補助 SCR によるインパルス転流方式

この方式が 2.1 節の LC 形転流方式と異なる点は SCR 転流後に転流回路に蓄積されたエネルギーを電源に帰還する必要がないということであって、次のような長所をもっている。

(1) 転流用リアクトルおよびコンデンサの値を 2.1 節の方式よりいっそう小さくすることができる。

(2) 転流エネルギーの循環ループの素子の数が少ないので、変換効率も 2.1 節の方式に比べてさらに高くすることができる。

(3) 負荷と直列にはまったくインダクティブなものがなく、負荷が電源と直結されるので、より完全な方形波出力が得られ、かつ電圧変動率も小さくなる。

この方式は実験的に上記の非常にすぐれた性能を有することは実証されているが、実際には SCR 転流後の再印加電圧コウ配 ( $dV_F/dt$ ) が 200 V/ $\mu$ s 以上と、2.1 節の方式の場合の数百倍にも高くなり通常の SCR 素子では順耐圧が著しく低下するとともにターンオフ時間が長くなり、誤動作の原因となる。

したがって現状では直流電源電圧の割合低い分野でしか使用で

小容量サイリスタインバータ・松田・民井

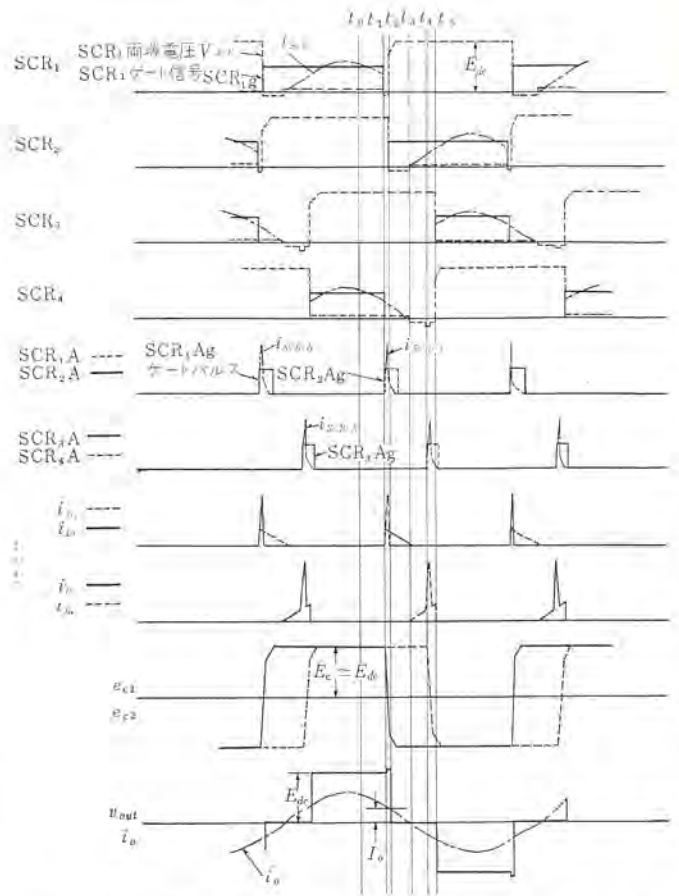


図 2.4 補助 SCR によるインパルス転流形 PWM ブリッジインバータ動作波形(遅れ力率負荷時)

Fig. 2.4 Operation of auxiliary impulse-commutated bridge inverter with a lagging load.

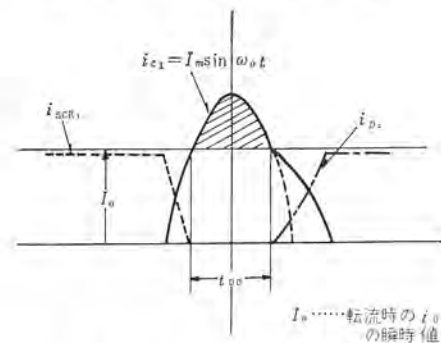


図 2.5 SCR<sub>1</sub> 転流時の各波形  
Fig. 2.5 Detail of the commutating interval.

きず、SCR 素子の改良が期待される。

図 2.3 はこの方式の基本的な回路、図 2.4 はこの転流方式を用いた PWM ブリッジ回路に、遅れ力率負荷を接続した場合の各部の電圧、電流波形、また図 2.5 は転流時の波形の詳細を示す。

(1)  $t_0$  では SCR<sub>1</sub>、SCR<sub>4</sub> にはゲート信号が加わっており、負荷には直流電源電圧が印加されている。

(2)  $t_1$  で SCR<sub>1</sub>、SCR<sub>4</sub> のゲート信号はなくなり  $C_1$  は図 2.3 の中に示す極性 ( $e_{c1}$ ) に充電されている。この時点で SCR<sub>1A</sub> にゲート信号を入れると、 $C_1$  の電荷は  $D_1$ —SCR<sub>1A</sub>— $L_1$  のループを通して放電し SCR<sub>1</sub> に逆方向電圧を印加する。この放電電流は図 2.5 のような波影であって  $I_0$  よりも大きい期間が SCR の逆バイアス時間になり SCR<sub>1</sub> をオフにする。SCR<sub>1</sub> を通して負荷に流れていた電流は、それからの SCR<sub>4</sub> と  $D_2$  の短絡回路を通して流れ無効電力の循環ループを確保している。



(3)  $t_2$  ではすでに  $C_1$  の電圧は反転し、 $SCR_2$  に ゲート 信号が加わる。このときはまだ  $SCR_{1A}$  のート信号も持続しているので、 $t_1$ 以降の放電によって消費されたエネルギーを電源から補充し、次の  $SCR_2$  の転流に備え、そののちに  $SCR_{1A}$  は自然消弧する  $SCR_2$  に ゲート 信号が加わっていても  $D_2$  を通して負荷の無効電流が流れているので  $SCR_2$  は逆 バイアス され、オフの状態にある。

(4)  $t_3$  で負荷の無効電流がゼロになると、 $SCR_2$  は逆 バイアス がなくなって オン となる。しかし  $SCR_3$  には ゲート 信号が加わっていないので負荷の無効電流は  $SCR_2$  と  $D_4$  を通して流れる。

(5)  $t_4$  では  $SCR_{4A}$  に ゲート 信号がはいり、これをオンにして(2)とどのように  $SCR_4$  に逆 バイアス を加えるように放電し、 $SCR_4$  を完全に オフ とする。

(6)  $t_5$  で  $SCR_3$  に ゲート 信号を加えて オン にし、負荷と直流電源を(1)の時点と反対の方向に直結し負荷に電力を供給する。さらに  $t_6$  では  $SCR_{4A}$  の ゲート 信号は持続しているので(5)の放電によって消費したエネルギーを電源から補充し、次の  $SCR_3$  の転流に備え、その後  $SCR_{4A}$  は自然消弧する。

以上で半サイクルの動作を完了する。ほかの半サイクルの動作もまったく同様である。

図 2.5 でもわかるように、SCR の転流が成功するかどうかは転流コンデンサ  $C$  の放電の波形によって決定される。この方式における転流定数は次のように与えられる<sup>(1)</sup>。すなわち転流コンデンサ  $C$  の電荷の放電電流を  $i_c$  とすると、この期間の  $i_c$  の波形は式 2.4 で示される。

$$-E_c + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt + C \frac{di_c}{dt} + Ri_c = 0 \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

ただし、 $R$  は放電ルートの直列総合抵抗である。式(2.3)を  $i_c$  について解き、 $t=0$  のとき  $i_c=0$  の条件を代入すると式

$$i_c = Z_m \sin \omega_0 t \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

$$\text{ただし } Z_m = \sqrt{\frac{C}{L} E_c} e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

$$\omega \simeq \omega_0$$

で表わされる。つぎに転流回路の供給すべきエネルギー  $W$  を求めると近似的に式(2.6)で表わされ、このエネルギーが小さいほど望ましい。

$$W = \frac{1}{2} C E_c^2 = \frac{1}{2} L I_m^2 = \frac{1}{2} \sqrt{LC} E_c I_m \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

この転流エネルギーを最小にする条件を、図 2.5 に示す  $I_0/I_m = x$  を基準にして解くと、 $x=1.5$  のときである。この条件から転流定数が次式のように定められる。

$$L = 0.893 \frac{I_0 t_{00}}{E_c} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

$$C = 0.397 \frac{E_c t_{00}}{I_0} \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

転流回路の  $Q$  は通常 5 程度であるから  $E_c$  は電源電圧の 1.2~1.8 倍程度になる。

転流方式以外は 2.1 節の場合とまったく同一である。

### 3. DC-DC コンバータの基本回路

DC-DC 変換は 2 章に述べたような DC-AC 変換による AC 出力を整流することによっても実現できることはもちろんであるが、車両用を対象にした電源装置の場合とはくに回路が簡単で、したがって信頼度が高く、小形軽量であり、かつ変換効率が高いことなどが要請される。次の 2 種はいずれもこのような目的で開

発した方式である。

#### 3.1 PWM 並列形 DC-DC コンバータ

図 3.1 はこの方式の基本的な回路であって、転流方式は 2.2 節の補助 SCR によるインパルス転流方式を採用している。図 3.2 に動作時の各部の波形を示す。図 3.2 において、 $t_0$  までは  $SCR_1$  および  $SCR_3$  のゲート信号がはいってオンになっており、出力トランスの一次側 1—2 間を励磁している。この時点では転流コンデンサ  $C_1$  は  $\ominus$  方向に、ほぼ直流電源電圧の 2 倍まで充電されている。

##### (1) 期間 A

$t_0$  の時点で  $SCR_2$  にゲート信号を加えると  $\ominus$  方向に充電されていた  $C_1$  の電荷が放電し、2.2 節(2)の場合とどうように働いて

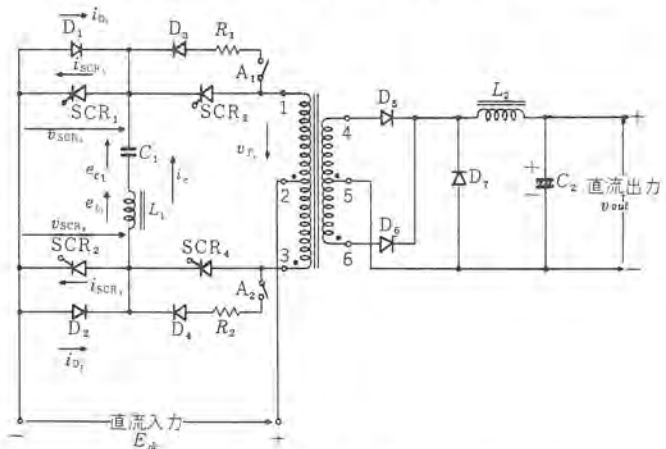


図 3.1 PWM 並列形コンバータ  
Fig. 3.1 Pulse-width modulated parallel converter.

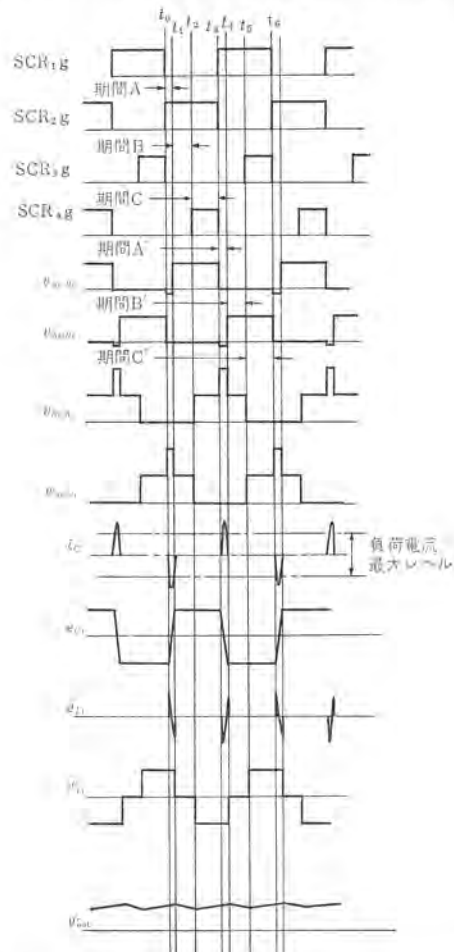


図 3.2 PWM 並列形コンバータ動作波形  
Fig. 3.2 Operation of pulse-width modulated converter.



SCR<sub>1</sub> を転流する。

## (2) 期間 B

$t_1$  の放電が完了する時点では  $C_1$  の電圧は放電を開始したときの電圧  $e_{c1}$  よりも放電により消費されたエネルギー分だけ低くなっている。  $t_1$  の時点で SCR<sub>1</sub> がオフになると、電源 ⊕—負荷—SCR<sub>3</sub>— $C_1$ — $L_1$ —SCR<sub>2</sub>—電源 ⊖ のルートでこれを補充し、次の SCR<sub>2</sub> の転流に備え、その後 SCR<sub>3</sub> は自然消弧する。

## (3) 期間 C

$t_2$  で SCR<sub>4</sub> にゲート信号がはいるとオンとなり、出力トランスの 3—2 間を励磁して図 3.2 内に示す極性の電圧を発生する。

## (4) 期間 A'

$t_3$  で SCR<sub>1</sub> にゲート信号がはいるとオンとなり、期間 A とどうようにして  $C_1$  の放電電流によって SCR<sub>2</sub> は逆バイアスされ転流する。

## (5) 期間 B', 期間 C', 期間 A'……

と、この動作を繰り返し、トランスに、方形波交流電圧を発生し、負荷に PWM 波出力の電力を供給する。

$D_3, D_4, R_1, R_2, A_1, A_2$  はこの回路を安定に起動させるための起動回路を構成しており、起動時には  $A_1, A_2$  の接点を閉じ、SCR<sub>3, 4</sub> のおのおのをバイアスして、SCR<sub>3, 4</sub> のゲートパルス幅をゼロとし、転流コンデンサを起動回路を通して充電して動作する。その後 SCR<sub>3, 4</sub> のゲートパルスの幅を徐々に広げると安定に定常状態にすることができる。

転流定数はコンデンサの充電電圧が中間タップ付き出力トランスによって、直流電源電圧のほぼ 2 倍になる点を考慮すれば式 (2.8), (2.9) によって決定される。すなわち通常、放電回路の Q は 10 以下であり  $E_c \approx 2Ed_c$  と考えられるから

$$C \approx 0.45 I_0 t_{00} / Ed_c \quad (3.1)$$

$$C \approx 0.8 Ed_c t_{00} / I_0 \quad (3.2)$$

## 3.2 チョップ形 DC-DC コンバータ

3.1 節の PWM 並列形よりも、さらに回路が簡単である点が最大の利点であるが、つぎのような欠点のために用途が限定される。すなわち

- (1) 入力・出力を完全に絶縁、分離できない。
- (2) 昇圧しにくい。
- (3) 降圧比をあまり大きくとれない。

図 3.3 はこの方式の代表的な回路であるが、このほかに、モガン回路などもよく使用されている。図 3.4 に動作時の各部の波形を示す。

$t_0$  の時点では SCR<sub>1, 2</sub> とともにオフで、負荷には平滑フィルタのチョーク  $L_2$  に蓄積されたエネルギーから  $D_3$  を通して電力を供給している。また転流コンデンサ  $C_1$  は図 3.4 の中に示す極性に充電されている。

### (1) 期間 A

$t_1$  で SCR<sub>1</sub> にゲート信号を入れると SCR<sub>1</sub> を通して負荷側に電力を供給する。これと同時に  $C_1$  に充電されていた電荷は SCR<sub>1</sub>— $D_2$ — $L_1$  を通して放電し、 $C_1$  の充電電圧の極性を反転し、SCR<sub>1</sub> の転流に備える。

### (2) 期間 B, C

$t_2$  で SCR<sub>2</sub> にゲート信号を入れるとオンになり  $C_1$  の電荷はさらに  $L_1$ —SCR<sub>2</sub>— $D_1$  を通して放電し、この電流が SCR<sub>1</sub> を流れていた負荷電流よりも大きい期間だけ SCR<sub>1</sub> に逆バイアスを加えて転流させる。期間 B の時間間隔は、降圧比と SCR<sub>1</sub> のゲート信号の繰り返し周波数とで決定され、SCR<sub>2</sub> のゲート信号は SCR<sub>1</sub> のゲート

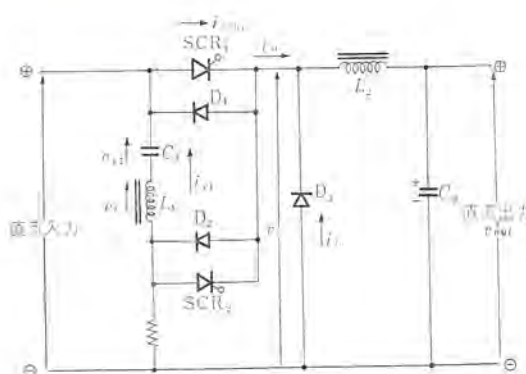


図 3.3 チョップ形 DC-DC コンバータ  
Fig. 3.3 DC to DC chopper.

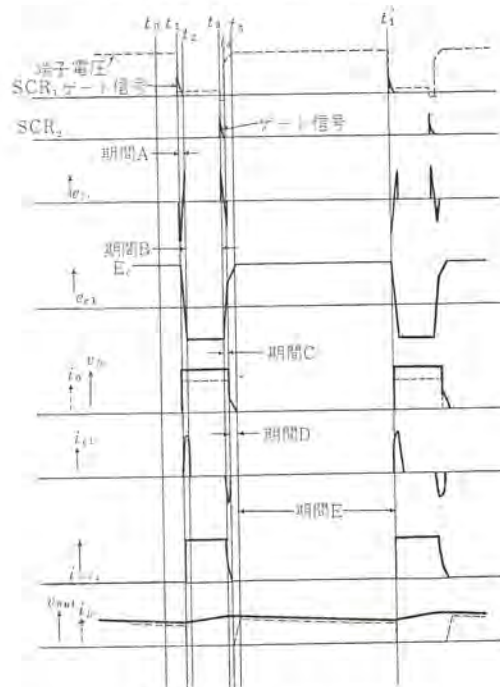


図 3.4 チョップ形コンバータ動作波形  
Fig. 3.4 Operation of DC to DC chopper.

信号を基準にして取り出している。

### (3) 期間 D

$t_3$  で SCR<sub>1</sub> はオフになるが、期間 A および期間 C の 2 回の放電によって  $C_1$  の充電電圧は減衰している。この期間に電源 ⊕— $C_1$ — $L_1$ —SCR<sub>2</sub>—負荷—電源 ⊖ のルートで補充され、次の放電に備える。また期間 D は  $L_2$  の蓄積エネルギーが負荷に放電する期間であるが、期間 C の終わりには  $C_2$  の電圧は最高の値にまで充電されるので  $C_2$  から負荷に電力が供給される。

### (4) 期間 E

$L_2$  から負荷にエネルギーが供給されている

この方式の電流方式はほかのものと異なり、図 3.4 に示すように転流コンデンサの充電電圧をいったん空転させたのちの第 2 サイクルめの放電電流によって SCR<sub>1</sub> を転流させている。したがって放電回路の Q を、とくによくしておかないと式 (2.5) の  $e^{-\omega t/2Q}$  の項が大きくなり、転流エネルギー損失が大きくなって、とくに繰り返し周波数を高めた場合に極端に効率が低下する原因になる。出力電圧の安定化には SCR の閉期間 (期間 A+B+C) を一定にし、繰り返し周波数を変えて出力を制御する PFM (周波数変調) 方式と、繰り返し周波数を一定にし、SCR<sub>1</sub> の閉期間を制御する PWM 方式とがある。図 3.3 に示す LC フィルタでは重負荷時には完全



にチョークインプット形となるのでフィルタ 入力 の平均値が出力として得られるが、軽負荷になると コンデンサインプット 形になって出力電圧がフィルタ 入力 平均値電圧より上昇することになり、降圧比が大きい場合には PWM 方式のみではこの上昇分を制御することができない、などの点から軽負荷時には PFM 制御によって繰り返し周波数を下げ、重負荷時には PWM 制御し、両者を併用すると非常に安定な出力電圧制御を行なうことができる。

## 4. 応 用 例

### 4.1 SI 64-2 形 AC-AC インバータ

ハン用電源装置としての小容量サイリスタインバータは 2.1 節に述べた LC 形転流方式 PWM ブリッジ回路を用いた DC-AC インバータ部と、いろいろの付属回路を別個に標準化し、用途に応じて必要な付属回路を組み合わせる構造としている。

DC-AC インバータ部の標準は、表 4.1 に示す性能を持ち、20 種を設けてある。付属回路は周波数変換器とする場合の AC-DC ア

表 4.1 標準 DC-AC インバータ一覽表

形 名	出力電圧	出力容量	効 率
SI 62-51 SI 63-51	100 V	0.5 kVA	60% 以上
SI 62-52 SI 63-22	100 V	1 kVA	70% *
SI 62-53 SI 63-53	100 V	1.5 kVA	73% *
SI 62-54 SI 63-54	100 V	2 kVA	75% *
SI 62-56 SI 63-56	100 V	3 kVA	80% *
SI 62-61 SI 63-61	200 V	0.5 kVA	65% *
SI 62-62 SI 63-62	200 V	1 kVA	70% *
SI 62-63 SI 63-63	200 V	1.5 kVA	73% *
SI 62-64 SI 63-64	200 V	2 kVA	75% *
SI 62-66 SI 63-66	200 V	3 kVA	80% *

SI 62 形は 50 c/s 用 SI 63 形は 60 c/s 用

共通性能

- (1) 入力電圧 90/100/110 V  $\pm 20$  V
- (2) 出力電圧変動率 設定値  $\pm 5\%$  以内  
入力電圧、負荷変動を含め  $\pm 5\%$  以上
- (3) 出力電圧可変範囲 50 または 60 c/s  $\pm 1$  c/s
- (4) 周波数変動 正弦波
- (5) 波 形 高調波含有率 10% 以内
- (6) 過負荷耐量 200% 10 秒間
- (7) 負荷力率  $\pm 0.7$  (進み力率)  $\sim 1 \sim -0.5$  (遅れ力率)
- (8) 使用温度範囲  $-10^{\circ}\text{C} \sim +45^{\circ}\text{C}$



図 4.1 SI 64-2 形 AC-AC インバータ  
Fig. 4.1 AC to AC inverter, type SI 64-2.

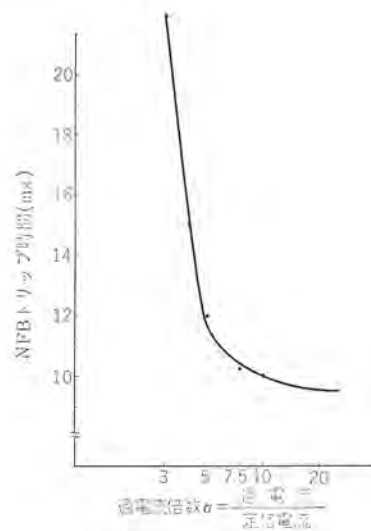


図 4.3 NFB トリップ特性  
Fig. 4.3 Trip time of NFB with semiconductor trip circuit.

ダツタ部、過電圧、過電流、不足電圧などの検出用継電器と警報表示回路、インバータの点検、故障時に備える直送回路および入力ラインへの帰還リップルが問題になる場合に組み合わせる入力フィルタ部などの各種のもので、これによってきわめて広範囲の用途に適合するものが選定できる。

SI 64-2 形はその一例で、AC-DC 部を付加した ミッションモートル 試験用の周波数変換装置である。

#### 4.1.1 装置の構成

図 4.2 はこの装置のブロック線図で 3φ AC200V 入力を DC100V

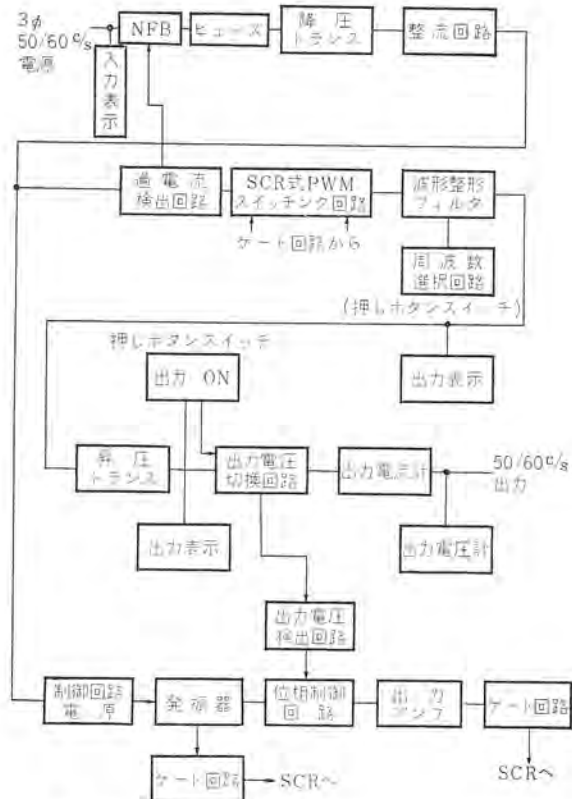


図 4.2 SI 64-2 形 AC-AC インバータブロック線図  
Fig. 4.2 Block diagram of AC to AC inverter type SI 64-2.

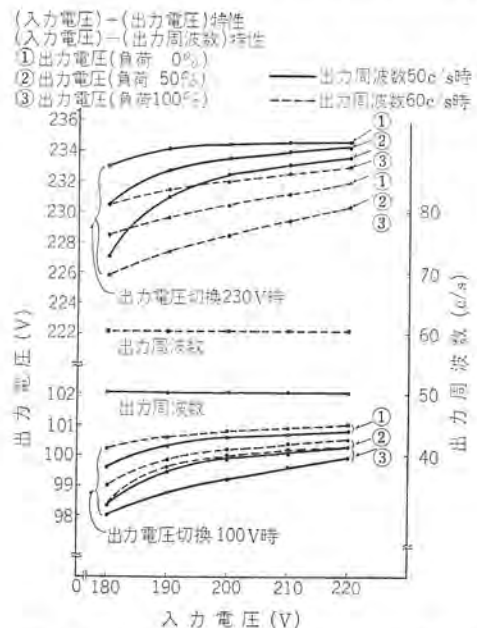


図 4.4 SI 64-2 形 AC-AC インバータ特線曲線  
Fig. 4.4 Characteristic curves of AC to AC inverter, type SI 64-2.



に変換したのち、DC-AC インバータ 部によって パルス 幅変調方形波出力に変え、フィルタ を通して基本波分を取り出し、出力 トランス および電圧切換回路によって所要の出力を得ている。出力周波数の切り換えは点弧信号発振器の発振周波数を切換えると同時に波形整形フィルタの定数を変えて行なっている。制御回路の、点弧信号発振器には安定な ロイヤ 発振回路を用い マグアンプ による位相制御回路を通して主回路用 SCR のゲート信号を作っている。起動の際は主回路 SCR の点弧角を一定値に絞って動作させ、動作が安定したのちに出力電圧を検出して、これによって位相制御するように遅延回路を備えている。SCR の転流失敗、過負荷、などの異常に対する回路の保護は分路トリップコイルをもつ NFB によっており、SCR ブリッジ 部にある過電流変検出回路によって過電流を検出して NFB のトリップコイルに電圧を印加し、NFB をトリップさせて入力を遮断する。これにより NFB の動作範囲と感度を著しく上げることができ、サイリスタ などの過電流による破損または疲労を少なくすることができる。図 4.3 は NFB の動作時間と過電流の関係を示したものである。

#### 4.1.2 仕様および運転特性

この装置の仕様を表 4.2 にまた図 4.4~4.6 に各種特性試験の結果を示す。図 4.4 は入力電圧の変動に対する出力電圧および出力周波数の変化特性で、周囲温度の変化による出力電圧変動に対して検出回路の基準電源に温度補正を施こしている。出力電圧検出は平均値検出を行なっているが図は実効値で測定した結果

表 4.2 SI 64-2 形 AC-AC インバータ の仕様

入 力 電 源	50/60 c/s 3φ 200/220 V
出 力 容 量	1.5 kVA 連続 4.0 kVA 1 秒間
出 力 電 圧	単 相 90/100/115/230/250 V 5 段切換え 許容変動率 ±2% 各ステップ ±10% 変化可能
出力周波数	50/60 c/s 2 段切換え 許容変動 ±1 c/s
出力波 形	正弦波 ヒズミ率 7% 以下
使用温度範囲	-10°C~+45°C

(負荷)-(効 率)特性 入力電圧200V一定  
(負荷)-(ヒズミ率)特性  
①出力電圧切換100V時  
②出力電圧切換230V時

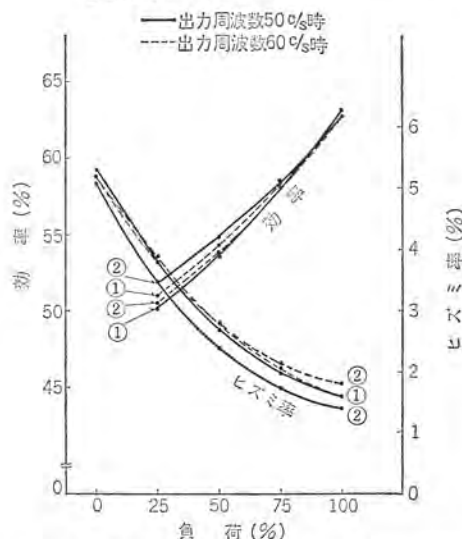
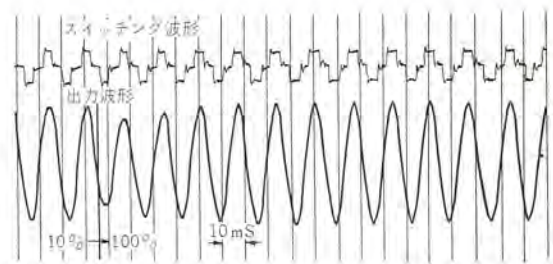
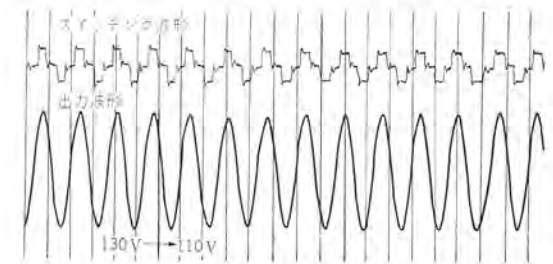


図 4.5 SI 64-2 形 AC-AC インバータ 特性曲線  
Fig. 4.5 Characteristic curves AC to AC inverter, type SI 64-2.



(a) 負荷変動時 (10% → 100%)



(b) 入力電圧変動時 (130 → 110 V)

図 4.6 SI 64-2 形 AC-AC インバータ 過渡特性  
Fig. 4.6 Transient responses of AC to AC inverter, type SI 64-2.

である。

図 4.5 は入力電圧の変動に対する効率および波形 ヒズミ 率を示す。効率は AC-AC 有効電力変換効率で表わしてあり、この装置は モータ 試験用として過負荷耐量が要求されるため、とくに電流能力を大きくしつつあるので効率の仕様より約 5% 低下している。

図 4.6 は負荷および入力電圧の急変による出力電圧の瞬時変動の記録で 10% 負荷から 100% 負荷への急変に対して約 45/ms で定常状態に復帰している。

#### 4.2 SI 51-2 形 DC-DC コンバータ

この装置は 3.1 節の PWM 並列形 コンバータ の例で帝都交通東西線用として納入、列車自動制御装置 (ATC) 用の電源として電車の運転台に搭載されている。

##### 4.2.1 装置の構成

図 4.7 はこの装置の外観、図 4.8 はブロック 線図で電動発電機出力を整流して フローティング されている蓄電池から供給される直流入力を DC-AC インバータ 部で パルス 幅変調方形波出力に変換し、



(a) 外 観 図



(b) 制 御 回 路

図 4.7 SI 51-2 形 DC-DC コンバータ  
Fig. 4.7 DC to DC converter, type SI 51-2.



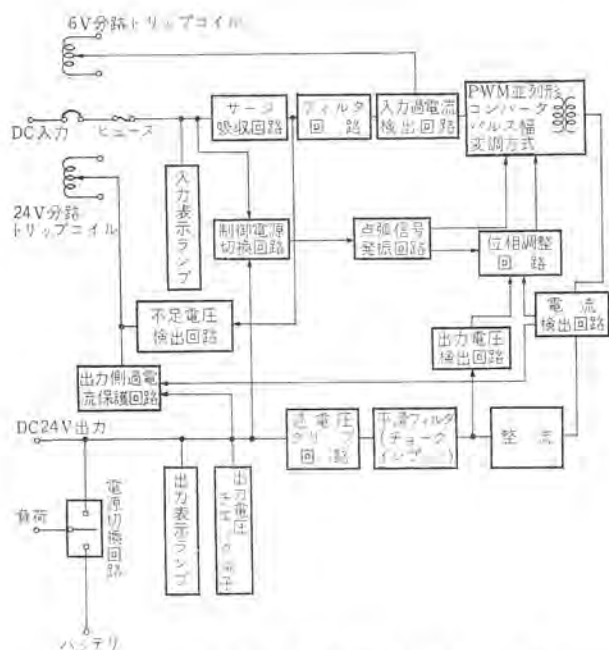


図 4.8 SI51-2 形 DC-DC コンバータブロック線図  
Fig. 4.8 Block diagram of DC to DC converter, type SI51-2.

これを整流、平滑して安定化した直流出力を得ている。入力側のフィルタは電車の制御回路の電磁弁などの開閉によって発生するサージから装置を保護する目的のサージ吸収回路で、車両用静止形インバータ、コンバータではとくに配慮を要する点の一つである。この装置では DC1500V の標準雷撃サージを完全に吸収している。制御回路には 4.1 節の SI64-2 形と同じロイヤル発振回路およびマフアンタを用いているが図 4.10 に示すようなコンパクトな印刷配線板ユニットの構造として保守、点検の便をはかっている。またこのような小容量の装置では制御回路用電源の電力が総合変換効率に大きく影響するので、このコンバータでは定常時には電圧の低い出力側からこの電力を取るように電源切り換え回路を備えている。保護回路も 4.1 節の装置とどのような過電流保護回路を採用しているが、さらに不足電圧保護回路を備えており、入力電圧が定格電圧範囲以下になったときも入力の NFB をトリップさせる。これは蓄電池を切り離れたのちに電動発電機の電源を断にした場合その惰性でコンバータの入力電圧は徐々に低下してゼロになり定格電圧範囲以下のところでは装置が不安定動作をするおそれがあるためである。

#### 4.2.2 仕様および運転特性

この装置の仕様は表 4.3 に示すとおりである。図 4.9 は入力電圧変動に対する出力電圧の変化を示し、定格入力電圧範囲では  $24V \pm 2\%$  に安定化している。周囲温度の変化による出力電圧のドリフトは出力電圧検出回路でサーミスタおよびセミスタによる温度補正を行ない、 $-10^\circ \sim 55^\circ C$  の範囲で、温度補正をしない場合平均  $+0.4\%/^\circ C$  程度のものを平均  $-0.02\%/^\circ C$  程度に納めている。

この装置では出力電圧の検出は平滑フィルタの前から取り出し

表 4.3 SI51-2 形 DC-DC コンバータの仕様

入力電源	DC 70~110V MG 出力整流バッテリーポート
出力容量	500W 連続 750W 10 分間
出力電圧	DC 24V $\pm 5\%$
出力リップル	6% p-p 以下
効 率	70% 以上
入力サージ耐圧	標準雷撃サージ DC 1500V
使用温度範囲	$-10^\circ C \sim +55^\circ C$

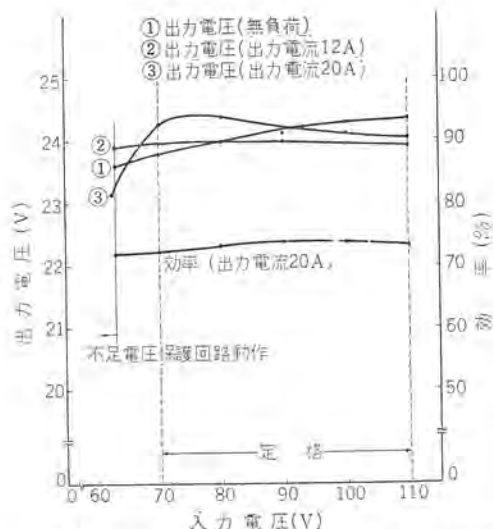


図 4.9 SI51-2 形 DC-DC コンバータ 入出力特性  
Fig. 4.9 Input-output characteristics of DC to DC converter, type SI51-2.



図 4.10 SI51-2 形 DC-DC コンバータ 過渡特性  
Fig. 4.10 Transient responses of DC to DC converter, type SI51-2.

ているので、平滑回路の内部インピーダンスによる出力電圧の変動は負荷電流を検出し、これをマフアンタ入力に入れて、補正している。

図 4.10 は入力電圧急変時および負荷急変時の出力電圧の過渡応答特性を記録したものである。この装置の出力側のフィルタはチョークインダクタ形であるので、負荷が急激に軽くなった場合にはチョークに蓄積されたエネルギーによって出力電圧が大幅に上昇する。このために過電圧クリップ回路を設け、このような場合のチョーク





(a) 外観図



(b) 制御回路

図 4.11 SI51-5 形 DC-DC コンバータ  
Fig. 4.11 DC to DC converter, type SI51-5.

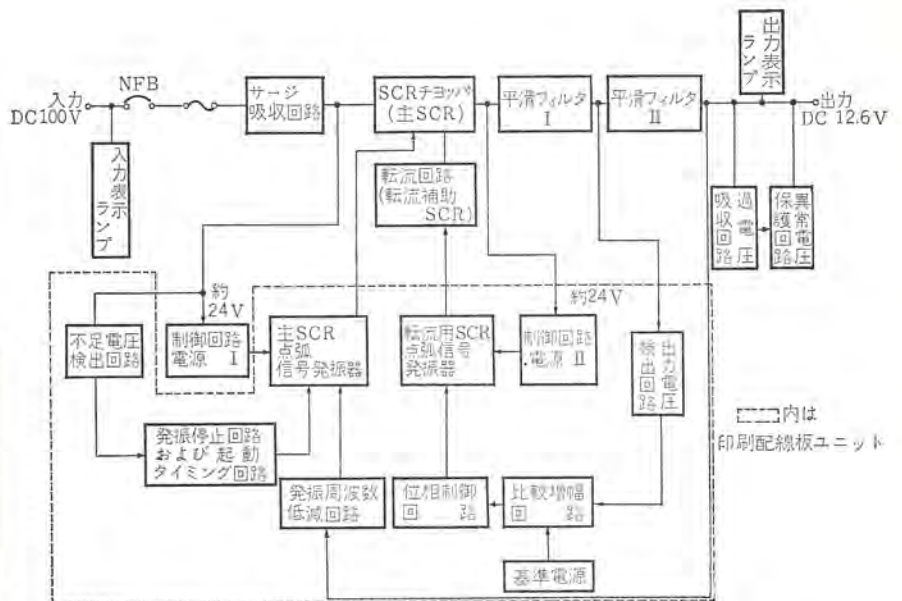


図 4.12 SI51-5 形 DC-DC コンバータブロック線図  
Fig. 4.12 Block diagram of DC to DC converter, type SI51-5.

表 4.4 SI51-5 形 DC-DC コンバータの仕様

入力電圧	DC 70~110 V MG 出力整流パッチリポート
出力容量	126 W 連続 200 W 1 秒間
出力電圧	DC 12.6 V $\pm 5\%$
出力リップル	50 mV p-p 以下
効 率	60% 以上
入力オーグ耐圧	標準雷撃サージ DC 1500 V
使用温度範囲	-10°C ~ +50°C

のエネルギーを吸収して出力電圧の上昇を抑圧しており、図 4.10 では 30.7 V にクリップされている。

#### 4.3 SI51-5 形 DC-DC コンバータ

小田急電鉄に納入した列車無線電話装置の電源として使用されているもので 3.2 節に述べたチョップ形 DC-DC コンバータの応用例である。

##### 4.3.1 装置の構成

図 4.11 はこの装置の外観および制御回路ユニットであるが、4.2 節の例のような DC-AC-DC 変換する方式のものに比べて寸法、重量とも約 2/3 になっている。図 4.12 はチョップ主回路および制御回路のブロック線図を示す。

出力電圧の安定化は、PWM 制御を主にしているが入力電圧の高い範囲および軽負荷時には PFM 制御を行なって、繰り返し周波数を下げる PWM、PFM 併用方式を使用している。

SCR のゲート信号発生器にはユニジャンクショントランジスタによる発振回路を使用し転流補助 SCR のゲート信号発生器の電源を主 SCR の出力側から取って、補助 SCR のゲート信号の基準点を定め、この点で出力電圧を検出し、比較増幅して位相制御する場合の基準点としている。また入力電圧が定格電圧の範囲を越えて低くなった場合には、転流回路のエネルギーが不足し、転流失敗する可能性があるので入力電圧を検出し、設定入力電圧以下では主 SCR のゲート信号発生回路の動作を止めて転流失敗を防止している。

チョップ形コンバータの場合、転流失敗が起こると入力電圧がそのまま出力端子に表われ、負荷側の機器を破損することになるので、4.2 節の SI51-2 形とどういふ出力電圧クリップ回路を設け、さらに連鎖的に動作する SCR によって出力端子間を短絡し入力側にそう入した NFB をトリップさせることによって出力が過電圧になるのを防いでいる。

##### 4.3.2 仕様および運転特性

図 4.13 は入力電圧変動による出力電圧、効率、リップル電圧、および繰り返し周波数の変化を示す。

110 V 入力で負荷が軽くなると PFM 制御がかかり、繰り返し周波数は約 65 c/s 低下しているが、100 V 入力ではほとんど低下していない。

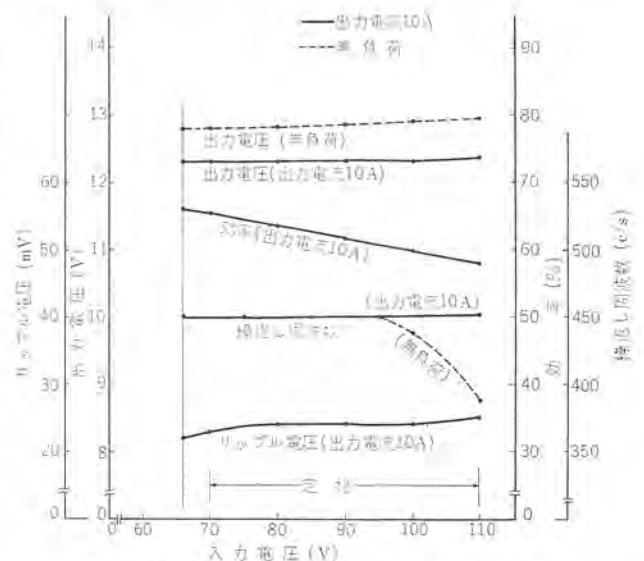


図 4.13 SI51-5 形 DC-DC コンバータ入出力特性  
Fig. 4.13 Input-output characteristics of DC to DC converter, type SI51-5.

効率は降圧比が少ないほど、すなわち入力電圧が低いほどよくなることが表われている。図 4.14 はこの装置で、繰り返し周波数を変化させた場合の効率を測定したもので、チョップ形コンバータを小形にするためには繰り返し周波数を高くする必要があるが、逆にあまり高くしすぎると転流回路の損失が増加して総合効率が低下するので、寸法、リップル電圧などのかね合いから選定する必要がある。この SI51-5 形の動作周波数は 450 c/s 付近に設定されている。

図 4.15 は入力電圧および負荷の急変時の出力電圧の過渡応答



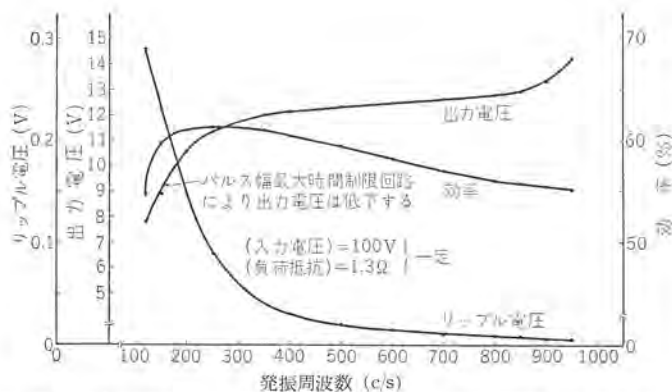


図 4.14 SI 51-5 形 DC-DC コンバータ 繰り返し周波数-効率特性  
Fig. 4.14 Operation frequency-efficiency characteristics of DC to DC converter, type SI 51-5.

を測定したものであるが、この方式の制御回路の応答速度は、マグアンプを用いた位相制御回路よりはるかに速いので図 4.15 (a) に示すように入力電圧急変による出力電圧の変動がほとんど表われず、このてんもこの装置の大きな長所である。

## 5. む す び

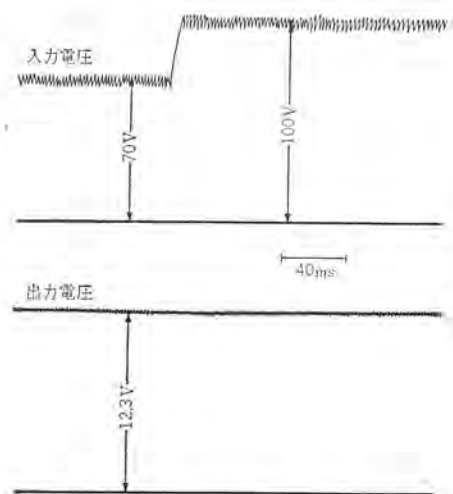
小容量サイリスタインバータおよびコンバータに用いている基本回路とこれを応用した装置の構成、特性などについて説明したが、とくにこれら小容量のものではサイリスタ式がトランジスタ式と異なっており、必要とする転流機構や制御回路が装置の性能に影響するところが大きであるとともに広範な用途を対象にして各種の保護回路も実用化に重要な役割を果している。

現用の方式、回路はこれらの点でいろいろ検討を重ねた結果であってそれぞれの用途で十分その特長を発揮し、実用期にいたりており応用分野もなお拡大すると思われるが、今後さらにサイリスタそのほかの半導体素子の改良あるいは新しい半導体電力制御素子の実用化によって一段の発展が期待される。

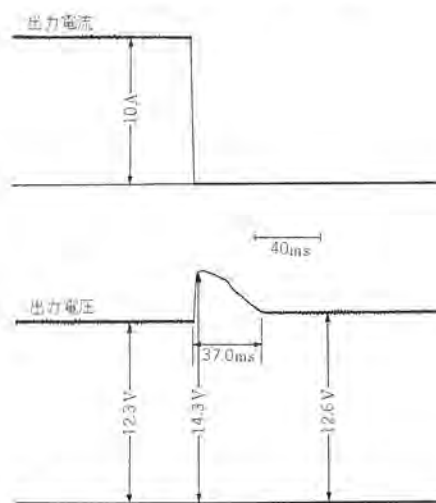
終わりにこれらのインバータの開発、製作にあたりご協力いただいた当所、中央研究所、北伊丹製作所などの関係各位に深く感謝の意を表する次第である。

## 参 考 文 献

- (1) B. D. Bedford, R. G. Hoft: Principles of Inverter Circuit John Wiley & Sons Inc., (1964)
- (2) 大野, 岩本: 「三菱電機技報」 39, 1282 (昭 40)



(a) 入力電圧急変時 (70 → 100 V)



(b) 負荷急変時 (10 A → 無負荷)

図 4.15 SI 51-5 形 コンバータ 過渡特性  
Fig. 4.15 Transient responses of DC to DC converter, type SI 51-5.



# 車両用サイリスタレオナード装置

横 島 洋 志\*・矢 野 晶 雄\*・芦 谷 正 裕\*・有 賀 恵 蔵\*

## Thyristor Leonard System for Rolling Stock

Itami Works      Hiroyuki YOKOHATA・Masao YANO・Masahiro ASHIYA・Keizō ARUGA

Advent of the power Thyristor has made it possible to employ the Leonard system to the voltage control of AC electric vehicles too. In the past the tap changing of transformers was a general practice to control AC voltage, whereas a Thyristor Leonard system is used for making a continuous control of voltage over the full range through the gate control of Thyristors.

This system is applicable not only to the case of powering control but also will be applied to the case of regenerative braking being combined with it at no distant date. In view of the above, speciality of the Thyristor Leonard system when applied to rolling stock and how to meet with it are briefly introduced in this article.

### 1. ま え が き

鉄道電化の方式として、交流電化が採用されて以来、わが国においても 10 年余を経過するが、その間技術の進歩は著しいものがあり、交流車両の電圧制御方式も大きく変革を遂げてきた。しかしながら、その過程は、おもに主変圧器のタップ切換による交流電圧制御であった。

現在、国鉄最新の標準形交流電気機関車としては、磁気増幅器を用いてタップ切換を無電弧化するとともに、タップ間電圧を連続的に制御する方式の ED75 形交流電気機関車がある。これらの交流車両の進歩の過程にも、半導体技術の寄与するところが大きかったことも忘れてはならないが、これらは主としてシリコン整流素子に関するものであった。最近、大電力用サイリスタの製作技術の進歩は著しく、これを用いた電圧制御方式が注目を浴び、国鉄においても試作の運びとなった。

サイリスタを用いた電圧制御方式は、従来の変圧器タップ切換と異なり、交流電圧は一定のままサイリスタの点弧位相制御によって、全電圧範囲を連続的に制御するものであり、これをサイリスタレオナード方式という。

さらに車両力行運転時の電圧制御のみならず、抑速ブレーキや停止ブレーキなどの場合に電力を回生する“回生制動”も行なわせる方式も、実現する日が近いことであろう。

これらの観点から、サイリスタレオナード装置を、車両用に应用する場合の特殊性とその対処手法を中心に、その概要を紹介するものである。

### 2. 整流回路方式

#### 2.1 基本回路とその動作

単相交流電圧で動作する位相制御整流回路の方式はサイリスタおよびダイオードの接続方法と主変圧器のタップの出し方によって、いろいろの組合わせがあるが半導体整流素子を用いる場合、素子の耐圧・主変圧器巻線の利用率および整流回路の直列接続の面から中性点タップ方式はほとんど用いられず、基本回路としては次の 3 種類となる。

- (1) 全サイリスタブリッジ接続
- (2) 交流側対称混合ブリッジ接続

#### (3) 直流側対称混合ブリッジ接続

上記各方式およびその変形回路方式の回路図および直流電圧、交流電流波形を示すと図 2.1, 2.2 のごとくになる。

電力回生を考えない場合にはサイリスタとダイオードを組合わせた混合ブリッジ接続で十分である。したがって、回生ブレーキを考え

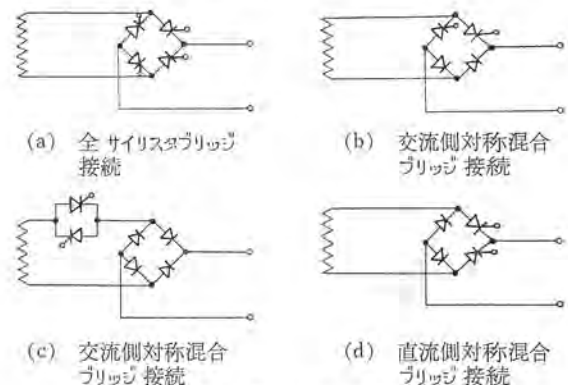
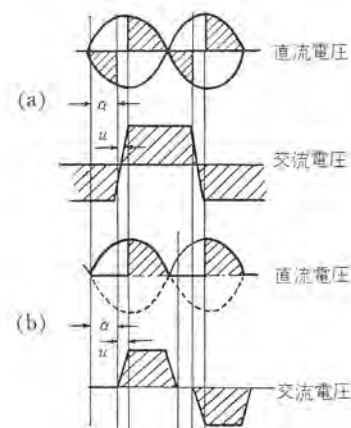


図 2.1 基本整流回路  
Fig. 2.1 Basic circuit diagram of phase control rectifier circuit.



- (a) 全サイリスタブリッジ接続および直流側対称混合ブリッジ接続の場合
- (b) 交流側対称混合ブリッジ接続および交流側逆並列ブリッジ接続の場合

図 2.2 直流電圧および交流電流波形  
Fig. 2.2 Wave forms of DC voltage and AC current.



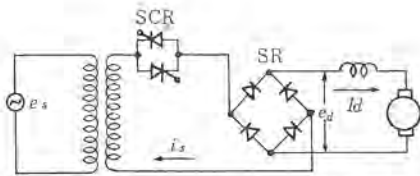


図 2.3 交流側逆並列ブリッジ接続基本回路  
Fig. 2.3 Basic rectifier circuit diagram.

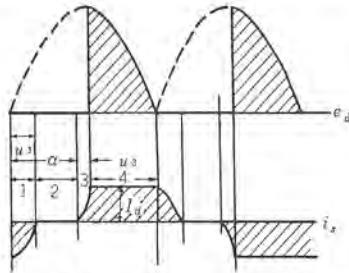


図 2.4 基本回路電圧電流波形  
Fig. 2.4 Voltage and current waveforms of basic rectifier circuit.

る場合のみ全サイリスタ均一ブリッジ接続が用いられ、回生ブレーキを考へない力行のみの電気車の場合には混合ブリッジ接続が用いられる。一方、交流側対称接続の場合にはダイオードにいわゆるゼロアノードとしての電流が流れるため、直流側対称の場合に比し、ダイオードの容量が2倍となる欠点がある。また直流側対称の場合には後に述べる整流回路の直列接続を行なった場合、積み重ね制御のできない欠点がある。交流側対称の回路としては図 2.1 (b) および (c) に示すごとく、逆並列接続と普通のブリッジ接続があるが、サイリスタの故障を考えると (b) 方式が有利である。以上の理由より、力率・直流電流脈動率・誘導障害などの電気車性能上の問題を解決するに有利な交流側逆並列ブリッジ接続回路が、電気車の主回路に適用されている。

ここで、図 2.3 に示す基本回路について、その動作を考えると、直流電圧および交流電流は図 2.4 に示すごとくなり、動作モードとして四つのモードに区分できる。モード1 およびモード3における重なり角はそれぞれ次のごとくなる。

$$\cos u_1 = 1 - X_{01} I_d / \sqrt{2} E_s \quad (2.1)$$

$$\cos(\alpha + u_3) = \cos \alpha - X_{01} I_d / \sqrt{2} E_s \quad (2.2)$$

ただし、 $u_1$ : ターンオフ時の重なり角 ( $\theta=0$  より始まる)

$u_3$ : ターンオン時の重なり角 ( $\theta=\alpha$  より始まる)

$\alpha$ : サイリスタ点弧角  $I_d$ : 直流電流

$E_s$ : 主変圧器二次電圧  $i_s$ : 主変圧器二次電流

$X_{01}$ : 主変圧器二次側から見た交流回路の転流リアクタンス

制御角  $\alpha$  が  $\alpha > u_1$  の場合、制御および重なり角による電圧降下は

$$E_{dr} = 1/\pi \int_0^{\alpha+u_3} \sqrt{2} E_s \sin \theta d\theta \\ = \sqrt{2} E_s / \pi (1 - \cos \alpha) + X_{01} I_d / \pi \quad (2.3)$$

となる。第1項は制御による電圧降下、第2項は転流電圧降下である。ただし、点弧角  $\alpha$  が  $0 \leq \alpha \leq u$  の場合には  $\alpha$  に無関係となり、転流電圧降下は

$$E_{dr} = 2X_{01} I_d / \pi \quad (2.4)$$

となる。一方、重なり角を無視した場合の、制御角  $\alpha$  と交流電流入力電力などの関係は、次の式で与えられる。

$$\text{交流電流実効値 } I_s = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d \quad (2.5)$$

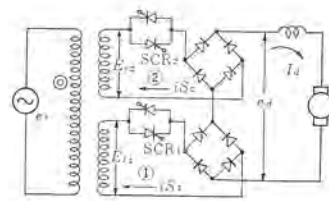


図 2.5 直列接続整流回路  
Fig. 2.5 Series connected rectifier circuit.

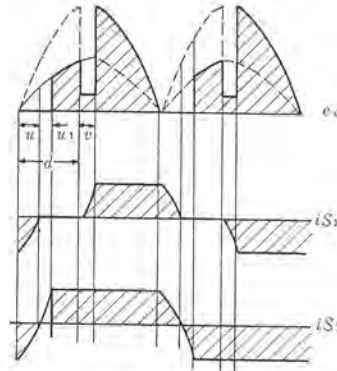


図 2.6 直列接続整流回路の直流電圧交流電流波形  
Fig. 2.6 DC voltage and AC current wave forms.

$$\text{皮相電力 } P_A = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} E_{d0} I_d \quad (2.6)$$

$$\text{実効電力 } P = E_{d0} I_d \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2.7)$$

$$\text{ただし、 } E_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_s$$

## 2.2 整流回路の直列接続

図 2.1 (c) に示す基本回路を主変圧器二次巻線を  $n$  分割することにより  $n$  個直列接続した場合について考える。この場合、主変圧器二次巻線の内制御通電巻線と非制御通電巻線に分けて考えれば図 2.5 に示すごとくなる。直流電圧および交流電流波形は図 2.6 に示すごとくなる。したがって、動作モードとしては

- (1)  $0 \leq \theta \leq u$  で①回路および②回路の両方転流の期間
- (2)  $u \leq \theta \leq u_1$  で①回路転流、②回路オーフンの期間、
- (3)  $u_1 \leq \theta \leq \alpha$  で①回路整流、②回路オーフンの期間、
- (4)  $\alpha \leq \theta \leq v$  で①回路整流、②回路転流の期間、
- (5)  $v \leq \theta \leq \pi$  ①回路および②回路両方整流の期間、

の五つのモードに区分できる。このうち重要なものはモード(4)である。②回路のサイリスタが点弧して、②回路が短絡され転流電流が流れると主変圧器の一次側インピーダンスおよび電源インピーダンスにより、電圧降下が起こり、①回路の電圧にくぼみを生ずするという現象が起る。今、 $\alpha \geq \pi - v$  の場合を考えると②回路の出力電圧はゼロであるにもかかわらず、②回路の転流電流のため①回路の電圧が降下することになり、全体として考えると制御角を進めたにもかかわらず、直流電圧平均値は減少することになる。すなわち、制御特性にくぼみを生ずることになる。

ここで、直流電流は完全平滑であるとして、モード1, 2, 4における重なり角をそれぞれ計算すると次のごとくなる。

$$\cos u = 1 - \frac{X_{012}}{\sqrt{2}(E_{s1} + E_{s2})} I_d \quad (2.8)$$

$$\cos(u + u_1) = \cos u - \frac{X_{01}}{\sqrt{2} \cdot E_{s1}} I_d \quad (2.9)$$

$$\cos(\alpha + v) = \cos \alpha - \frac{X_{02}}{\sqrt{2} \cdot E_{s2}} I_d \quad (2.10)$$



また、転流による電圧降下は

$$E_{dr1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{u+u_1} \sqrt{2} E_{s1} \sin \theta d\theta$$

$$= \frac{E_{s1}}{E_{s1} + E_{s2}} \frac{X_{012}}{\pi} I_d + \frac{X_{01}}{\pi} I_d$$

となり、ほかの巻線に転流が起こったときに生ずる電圧降下は

$$E_{dr2} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+v} \left\{ \sqrt{2} (E_{s1} + E_{s2}) \sin \theta \right.$$

$$\left. - \left( 1 - \frac{X_0}{X_{02}} \right) \sqrt{2} E_{s1} \sin \theta \right\} d\theta$$

$$= \frac{X_{02}}{\pi} I_d + \frac{E_{s1}}{E_{s2}} \frac{X_0}{\pi} I_d \dots\dots\dots (2.11)$$

となる、すなわち転流現象による電圧降下は

$$E_{dr} = \frac{E_{s1}}{E_{s1} + E_{s2}} \frac{X_{012}}{\pi} I_d + \frac{X_{01}}{\pi} I_d + \frac{X_{02}}{\pi} I_d + \frac{E_{s1}}{E_{s2}} \frac{X_0}{\pi} I_d \dots (2.12)$$

となり、 $X_{01}$ 、 $X_{02}$ 、 $X_{012}$  および  $X_0$  による 4 種類の転流電圧降下の項で表わされる。

ただし、 $X_{012}$ : 主変圧器二次側を直列接続して二次側より測定したリアクタンス

$X_{01}$ : ①-①巻線間リアクタンス (二次 1 巻線換算)

$X_{02}$ : ②-②巻線間リアクタンス (二次 1 巻線換算)

$X_0$ : ①巻線のリアクタンス

$E_{s1}$ : ①巻線電圧  $E_{s2}$ : ②巻線電圧

$u$ : ①-①-②巻線による転流重なり角

$u_1$ : ①-①巻線のみによる転流重なり角

$v$ : ①-②巻線のみによるターンオン時の重なり角

一方、重なり角を無視し、主変圧器二次電圧がすべて等しいとすれば次の関係式が得られる。

$$E_{aa} = E_{a0} \frac{1}{n} \left( m + \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \dots\dots\dots (2.13)$$

$$P = E_{a0} \frac{I_d}{n} \left( m + \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \dots\dots\dots (2.14)$$

$$I_s = \frac{I_d}{n} \sqrt{(m+1)^2 - \frac{\alpha}{\pi} (2m+1)} \dots\dots\dots (2.15)$$

$$P_A = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_{a0} \frac{I_d}{n} \sqrt{(m+1)^2 - \frac{\alpha}{\pi} (2m+1)} \dots\dots (2.16)$$

$$Q = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} E_{a0} \frac{I_d}{n} \sqrt{(m+1)^2 - \frac{\alpha}{\pi} (2m+1) - \frac{2}{\pi^2} [\cos \alpha + (2m+1)]^2} \dots\dots\dots (2.17)$$

ただし、 $n$ : 直列接続数、 $m$ : 非制御通電巻線数

## 2.3 応用例と諸特性

交流車両の主回路にサイリスタが適用されたのは日本国鉄の ED752 号車<sup>(3)</sup>が最初であり、これはタツツ切換器と併用され、タツツ間電圧の連続制御と無電弧タツツ切換を目的としたものであった。最近の大電流高耐圧サイリスタ素子の製造技術の進歩により、タツツ切換器なしの全サイリスタ制御が適用されるようになった。すなわち、日本国鉄 ED93 形交流機関車において、始めてこの回路が適用され、ED75S 形交流機関車あるいは北海道交流電車にも適用が決定している。

図 2.7 は ED75S 形交流機関車の主回路ツナギである。この機関車のサイリスタ装置の主要項目は次のとおりである。

連続定格 容量 1,836 kW、直流電圧 900 V、直流電流 2,040 A

結線方式 交流側逆並列単相ブリッジ結線、4 直列接続

素子構成 サイリスタ 1S×12P×2A×4U

シリコン整流器 1S×10P×4A×4U

素子定格 サイリスタ 1,000 V、250 A 連続

シリコン整流器、1,200 V、280 A 連続

冷却方式 空冷、強制通風方式

このように交流電気車の主回路にサイリスタを適用した場合、サイリスタ位相制御の性質上、直流電流に脈動分を含み、交流電流も複雑な波形となって、電気車性能上の問題および主回路機器設計上の問題が発生し、それらの定量的な握が必要となった。以下、この整流回路を電子計算機によってシミュレートし、主電動機電流脈動率・電源力率・架線電流の高調波分による誘導障害、および直流電圧の制御特性などを計算した結果について記す。

図 2.8 はその等価回路であり、図 2.9 は各部電圧電流波形を示す。2.2 節に述べた各動作モードについて、回路の抵抗分も考慮してシミュレートした結果、直流電圧一脈流率特性は図 2.10 に、

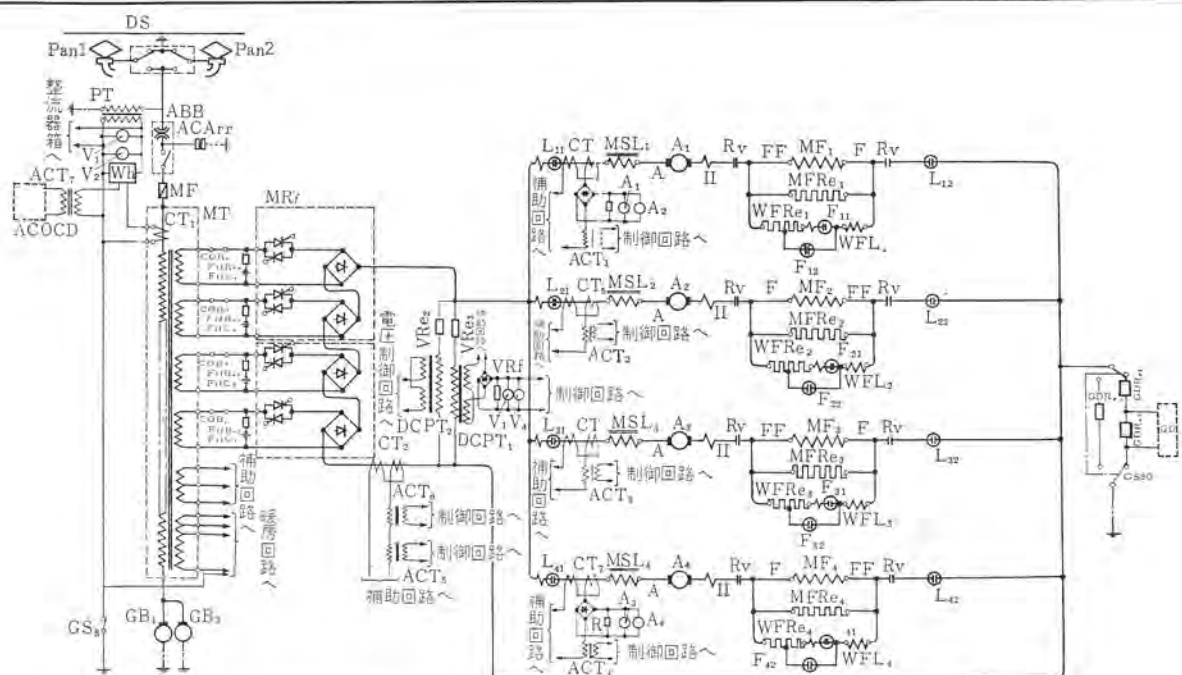


図 2.7 ED75S 形機関車主回路 ツナギ

Fig. 2.7 Power circuit diagram of ED75S type AC Loco.



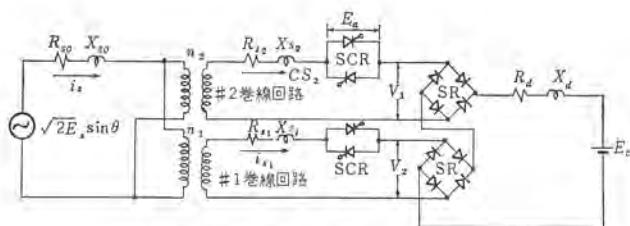
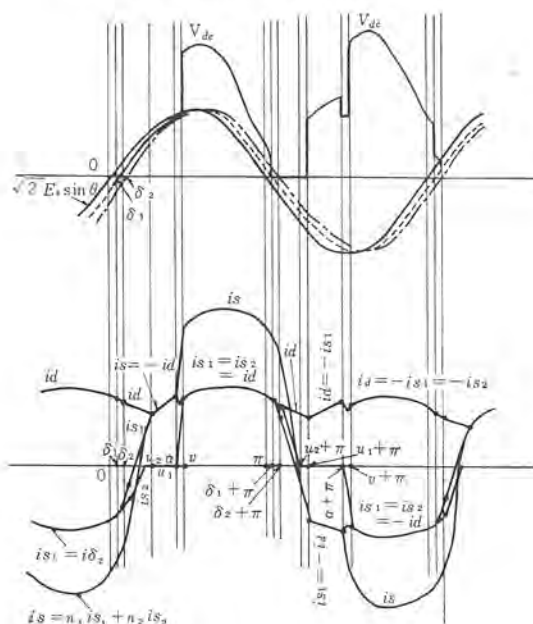


図 2.8 主回路等価回路  
Fig. 2.8 Equivalent of main circuit.



$E_s$ : 送電端電圧実効値  
 $E_a$ : 主電動機起電力  
 $E_a$ : シリコンおよび SCR 順電圧降下  
 $n_1, n_2$ : 主変圧器巻数比  
 $R_{s0}, X_{s0}$ : 一次側等価抵抗およびリアクタンス  
 $R_{s1}, X_{s1}$ : #1巻線側交流  
 $R_{s2}, X_{s2}$ : #2 " " " "  
 $R_d, X_d$ : 直流側 " " " "  
 $\alpha$ : SCR 点弧角  
 $u_1$ : 重ナリ角  
 $u_2$ : #2巻線電流消滅角  
 $i_a$ : 架線電流調時値  
 $i_{s1}$ : #1巻線 " "  
 $i_{s2}$ : #2 " " "  
 $i_d$ : 直流電流 " "  
 $v_1$ : #1巻線出力電圧 " "  
 $v_2$ : #2 " " "  
 $v_{dc}$ : 直流側電圧 " "  
 $v$ : 助走重ナリ角  
 $\delta_1$ : #1巻線転流開始角  
 $\delta_2$ : #2 " " "

図 2.9 電圧電流波形  
Fig. 2.9 Voltage and current wave forms.

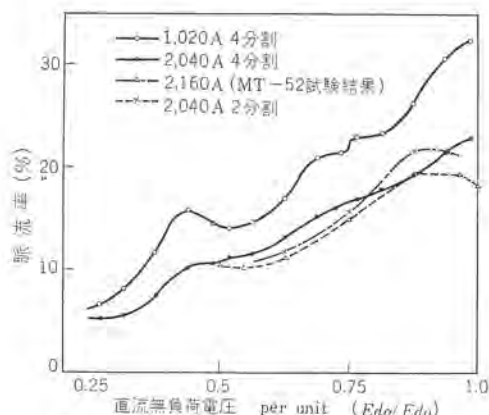


図 2.10 直流電圧—脈流率曲線  
Fig. 2.10 DC voltage-pulsation factor curves.

直流電圧—力率特性は図 2.11 に、直流電圧—誘導障害曲線は図 2.12 に、それぞれ主変圧器二次巻線を 4 分割した場合および 2 分割の場合について示す。また、制御角—電動機電圧特性は図 2.13 に示すことになる。

この結果 ED75S 形交流機関車では脈流率は 30% 以下で問題なく、力率および誘導障害についてはノッチ選択の関係もあり、

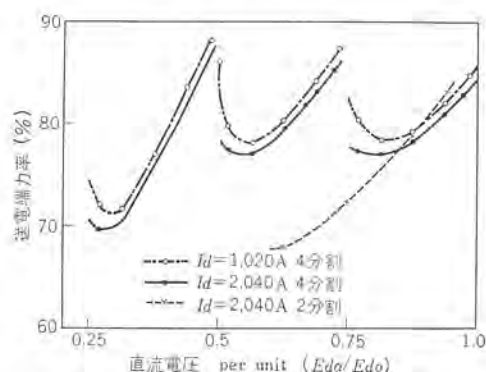


図 2.11 直流電圧—力率曲線  
Fig. 2.11 DC voltage-power factor curves.

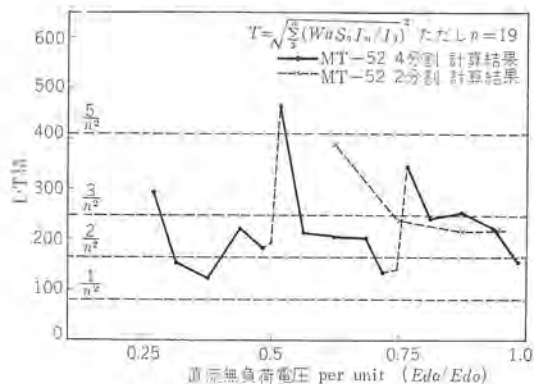


図 2.12 直流電圧—IT 積曲線  
Fig. 2.12 DC voltage—IT product curves.

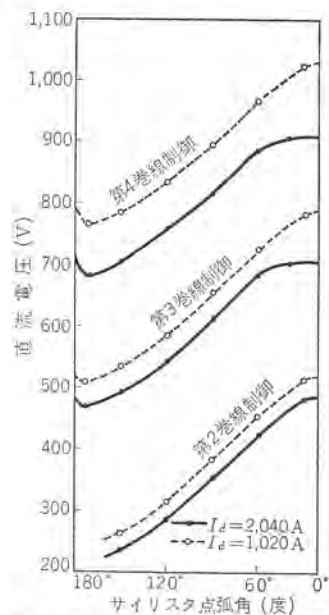


図 2.13 点弧角—直流電圧曲線  
Fig. 2.13 Firing angle—DC voltage curves.

一概にいけないが従来の機関車に比し、少し悪い程度であることがわかった。一方、2 分割制御を行なっても、脈流率については問題なく、力率および誘導障害については低ノッチを除けばすなわち加速時でなく、パルス運転領域であれば問題ないことがわかる。

また、制御特性にて、ほかの巻線が転流するときの電圧降下によるくぼみの特性が表われているがこれを解決するため、この機関車においては AVR 方式が採用された。

### 3. 電圧制御方式

#### 3.1 電圧制御の必要性







検出回路により偏差分を検出できたから直流電圧 1,000 V はそのまま 1,000 V として検出できたこととなり、制御系は増幅する必要はなく抵抗とコンデンサによる受動回路により補償すれば良い。受動回路は下記のような特長がある。

- (1) 正確な演算ができる。
- (2) 堅固である。
- (3) 電源によるドリフトがない。

制御系の動作は図 3.4 に示すとおりで、ゲート信号—出力電圧特性と検出特性の交点④⑤⑥が動作点となる。

### 3.4 移相回路

移相回路としては下記の特性が要求される。

- (1) 移相特性

移相範囲は  $180^\circ$ 、周囲温度・電源電圧変動に対して移相特性が変わらないこと。

$\alpha$  一定の制御を付加する場合移相特性が直線性に富んでいることが望ましい。

- (2) 移相回路の同期電源

移相回路の電源はサイリスタの主電圧に同期している必要があり三次巻線よりとる、電圧波形ヒズミに対しても十分の考慮がいる。

- (3) パルス波形

サイリスタの  $d_i/d_t$  特性を向上させ、並列素子間のターン・オフのバツキを防ぐため点弧時に大電流を与える High Gate Drive 方式とする。

パルス幅は  $\alpha=180^\circ$  まででもたせる必要がある。

- (4) 安全性

車両用では周囲のノイズが相当発生するものと思われノイズに強いこと。

- (5) 速応性

車両の粘着特性を上げるため定電圧制御の速応性が要求されるが、移相回路も時間遅れのないことが望ましい。

以上の点で、レーミ形磁気増幅器を用いた積分形位相器が最適と思われ、採用されることになった。

## 4. 回生ブレーキ形車両への応用

### 4.1 主回路方式とその制御法

回生ブレーキを実施する車両の整流器回路は 2.1 節に述べたごとく、全サイリスタブリッジ接続回路となり、これの複数個の直列接続となる。図 4.1 にその回路図を示す。この制御方法としては次の 2 種がある。

- (1) 対称制御方式

1つの整流器グループたとえば①ブリッジをある大きな制御角で運転しておいて、ほかの整流器グループをそれと対称的な制御範囲で運転する方式である。すなわちこの場合の制御角は  $\alpha_{11}=\alpha_{13}$ 、 $\alpha_{12}=\alpha_{14}$ 、 $\alpha_{12}=\alpha_{11}+\pi$  となる。この場合の各部電圧電流波形を図 4.2 に示す。

- (2) 非対称制御方式

両方の整流器グループは同一であるが非対称に制御されてその出力電圧が互いに  $180^\circ$  位相がずれているように運転する方式である。すなわち、この場合の制御角は  $\alpha_{11}=\alpha_{13}$ 、 $\alpha_{12}=\alpha_{11}+\pi$ 、 $\alpha_{14}=\alpha_{13}+\pi$  となる。この場合の各部電圧電流波形を図 4.3 に示す。

回生ブレーキ制御の場合にも力行制御の場合とどうように電動機電流の脈動率、電源の力率および架線電流高調波分による誘導障害などを考慮する必要がある、これらを定量的には握して、制

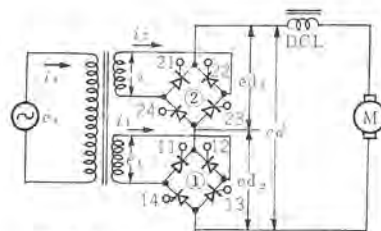


図 4.1 主回路簡略図  
Fig. 4.1 Main circuit diagram for regenerative braking.

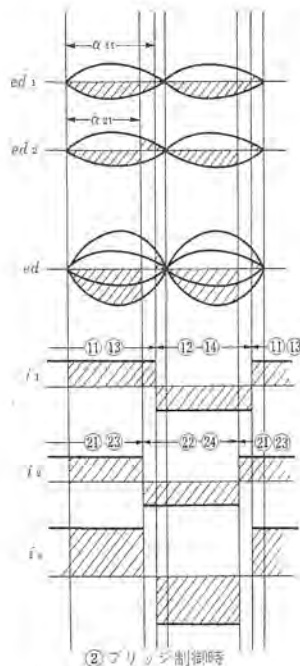


図 4.2 対称制御の電圧電流波形

Fig. 4.2 Voltage and current wave forms when symmetrically controlled.

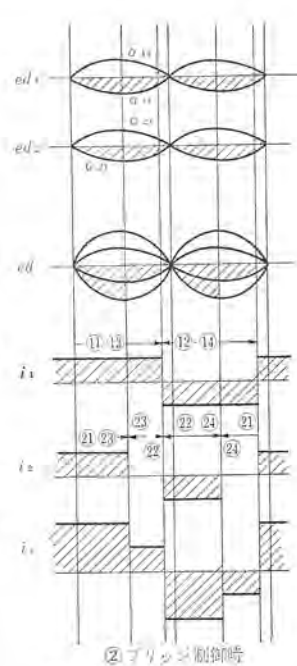


図 4.3 非対称制御の電圧電流波形

Fig. 4.3 Voltage and current wave forms when unsymmetrically controlled.

御方法は決定すべきであり、これについては後に述べるが非対称制御の場合は 2.3 節に述べた方式と同程度であるが対称制御の場合は、主変圧器二次巻線の分割数が  $1/2$  になったのと同程度である。

### 4.2 回生運転とその問題点

回生ブレーキ運転は周知のごとく、変電所あるいはほかの回生車との並列運転となるので、パンタ点電圧変動範囲、周波数の変動範囲そのほか外部条件によって、ブレーキ力が影響され、またパンタの離線、停電などの異常現象も多く、これらについて調査は握のうえ、回生ブレーキの特性決定および機器の設計をする必要がある。以下、回生ブレーキ特性上の問題点およびインバータ運転時の問題点について述べる。

- (1) パンタ点電圧の変動範囲

パンタ点電圧は実際に負荷をとっている個所の電圧 ( $E_g$ )、回生車から負荷までのインピーダンス ( $R \pm jX$ )、および架線を通る電流の実効値とその位相 ( $I_1 \pm jI_2$ ) により決まるが、とくに電流位相はほかの位相制御車両の影響もあって、十分なる検討が必要である。

- (2) 直流電圧、電流の関係

これは電流を方形波と考えれば次の関係式で与えられる。

$$E_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_g \cos \gamma + e_a + e_r + e_a + e_{st}$$

$E_g$ : 主変圧器二次無負荷電圧



- $E_d$ : 主電動機端子電圧
- $\gamma$ : 制御進み角
- $e_d$ : 転流電圧降下
- $e_r$ : 抵抗電圧降下
- $e_a$ : サイリスタ順方向電圧降下
- $e_{st}$ : ストレイ電圧降下

$e_{st}$  は (1) 項に関する値であり、 $e_r$  は安定用抵抗の値によって大きく変る。

### (3) 最小制御進み角 $\gamma_m$ の値

最小制御進み角  $\gamma_m$  すなわち転流のための最小余裕電圧  $E_{u0}$  は次の式で与えられる。位相制御時はこの値を越えてはならない。

$$E_{u0} = \cos \gamma_m = \cos(\gamma_0 + \lambda) - \frac{X(I_{max} + \Delta I_l)}{\sqrt{2} \cdot k_r \cdot E_g}$$

ただし、 $\gamma_0$ : サイリスタターンオフ時間による余裕角

$\lambda$ : 電源電圧変動、周波数変動およびゲート回路精度による余裕角

$k_r$ : 電源電圧の下降率

$E_g$ : 電源電圧

$X$ : 転流リアクタンス

$\Delta I_l$ : 電源電圧急変時の電流増加値

$I_{max}$ : 回生電流最大値

### (4) 安定抵抗の値

サイリスタ転流失敗時の事故電流の大きさとサイリスタ保護用ヒューズの電流耐量および高速度シャ断器の動作時間によって決まる。

### (5) 主電動機界磁率限界

回生運転時は他励発電機となるので界磁率限界を越えないように制御する必要がある。

以上の項目が回生ブレーキ特性決定の問題点であるが、一方整流器のインバータ運転時の転流失敗の要因については次のとおりである。

#### (1) 転流電圧の消失

- (a) 交流側電圧の消失 (停電)
- (b) 点弧失敗 (失弧)

#### (2) $\gamma < \alpha + \gamma_0 + \lambda$

- (a) 直流電流増大による重なり角  $\alpha$  の増加
- (b) 交流側電圧の位相変化による転流電圧不足
- (c) 交流側電圧の低下による直流電流の増大
- (d) 交流側電圧の低下による制御進み角の減少、重なり角の増大

#### (3) 通弧

- (a) 点弧装置の誤動作
- (b) ノイズによる点弧
- (c) サイリスタの破損

また、転流失敗の防止およびその保護方法としては次の対策が必要である。

- (1) 点弧装置の信頼度の向上: (1)—b, (3)—a, (3)—b
- (2) 交流側補助電源の設置 (回転機): (1)—a, (2)—b, (2)—d
- (3) 適切な点弧制御進み角の選定: (2)—a, b, c, d
- (4) 高速度直流シャ断器の採用
- (5) 直流回路インダクタンスの増大または直流回路抵抗の増大とヒューズ溶断時間の協調

## 4.3 制御方式

力行時は直巻電動機を定電圧制御して運転するが、回生制御時車両用サイリスタレオナード装置・横島・矢野・芦谷・有賀

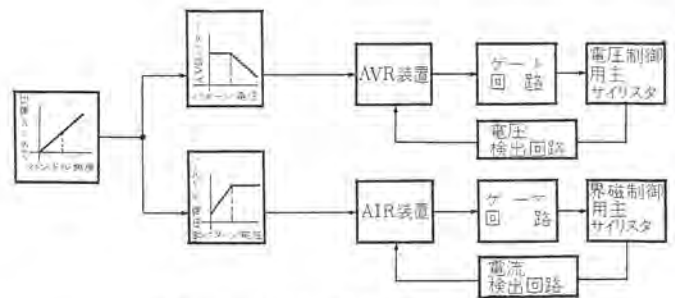


図 4.4 回生ブレーキ制御のブロック線図  
Fig. 4.4 Block diagram of regenerative braking control system.

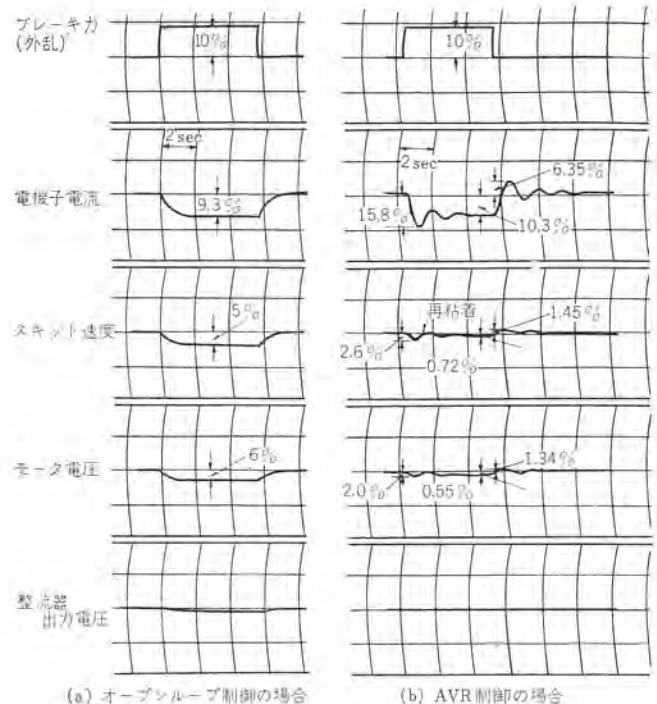


図 4.5 滑走再粘着特性 オシロ, L+P 650t, 25%, 35 km/h  
Fig. 4.5 Oscillograms of skid-readhesion characteristics.

には安定性の面より他励発電機として運転する必要がある。この場合電動機は定電圧制御し界磁電流は定電流制御する方法が最良であり、次の利点がある。

- (1) マスコ指令により列車速度が一義的に決まる。
- (2) 架線電圧の変動、コウ配の変化、列車編成の変更などにかかわらずノッチ位置で定まる速度で走る。
- (3) 電動機のスキッド時回生電流が減少し直流電圧が減少しようとするが、定電圧制御しているため整流器の  $\gamma$  が減少し、ほかの電動機の回生電流を抑制するため他の電動機のスキッドを防止する。

図 4.4 に制御系のブロック線図を示す。

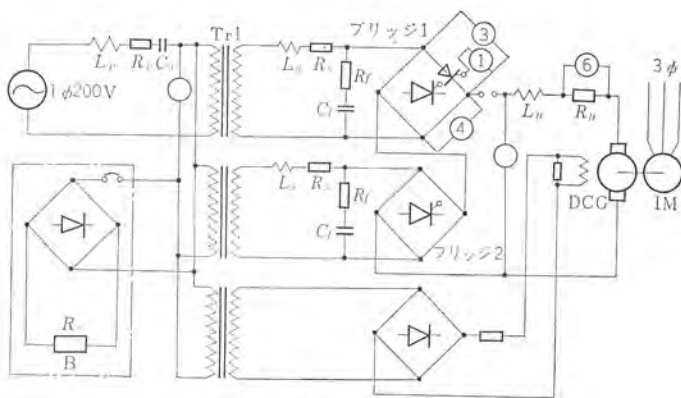
なお定電圧制御に直流回路の電圧降下補償を付加することにより、スキッド再粘着特性をさらに改善させることができる。

図 4.5 にスキッドした場合の再粘着特性をアナコムにて解析した一例を示す。(a) はオープンループ制御の場合で、(b) は AVR 制御に IR 補償した場合である。オープンループ制御ではスキッドは持続するが、AVR 制御では再粘着していることがわかる。

## 4.4 モデルによる試験

ED75S の回路を、図 4.6 のような変圧器 2 分割の回路で模擬して実験した結果を示す。図 4.6 の回路において、直流側抵抗  $R_D$ 、インダクタンス  $L_D$  は可変とし、負荷として直流発電機—誘導電

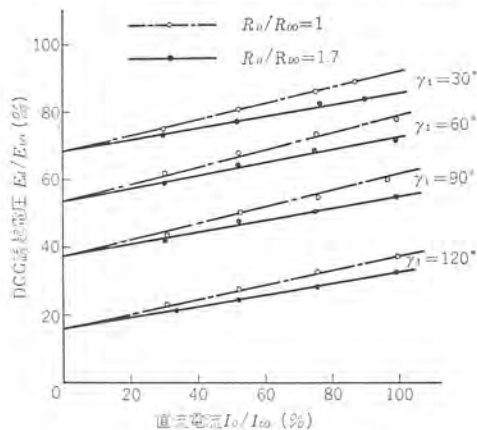




回路定数  $L_P$  0.095 mH  $L_S$  0.03 mH  $L_r$  4~8 mH  
 $R_P$  0.08  $\Omega$   $R_S$  0.01  $\Omega$   $R_D$  0.05~0.1  $\Omega$   
 $R_B$  1.8  $\Omega$   $T_{r1}, T_{r2}$  200 V/45 V

図 4.6 模擬試験回路

Fig. 4.6 Used circuit for the model test.



ブリッジ I 制御角  $r_1 = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$   
 ブリッジ II 制御角  $r_2 = 30^\circ$

$L_{D0} = 4$  mH (模擬回路)  
 : 2.73 mH (ED75S)  
 $R_{D0} = 0.062$   $\Omega$  (模擬回路)  
 : 0.030  $\Omega$  (ED75S)  
 $E_{D0} = 90$  V (模擬回路)  
 : 900 V (ED75S)  
 $I_{D0} = 100$  A (模擬回路)  
 : 2,040 A (ED75S)

図 4.7 直流電流—直流電圧特性

Fig. 4.7 DC voltage vs DC current characteristics.

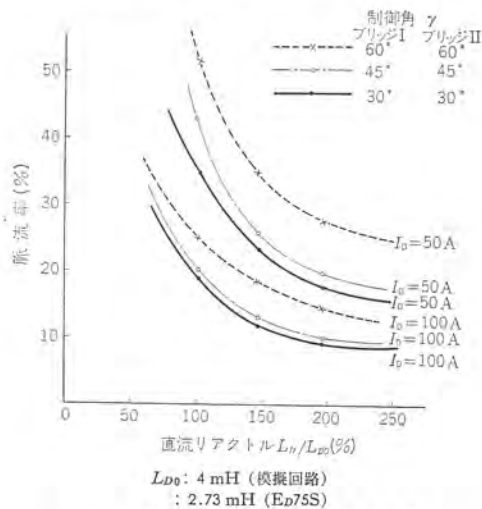
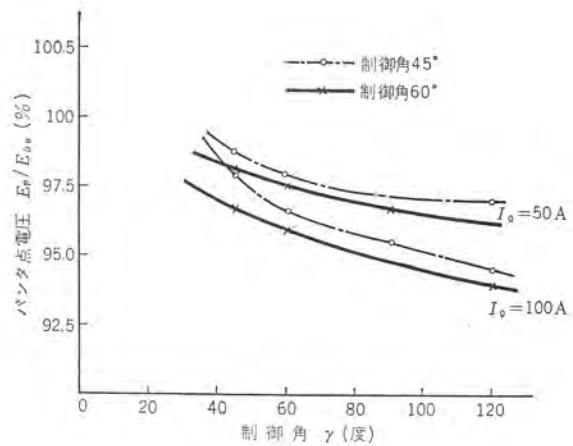


図 4.8 直流リアクトル—脈動率特性

Fig. 4.8 Ripple factor vs DC reactor characteristics.

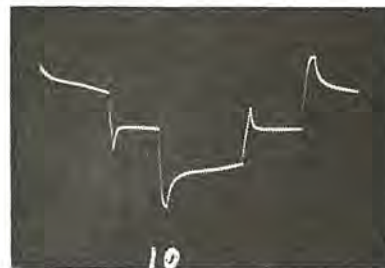
動機を使用した。制御法としては、ブリッジ 1 と 2 の制御角  $\gamma$  をべつべつに制御する分割制御を用いた。図 4.7 はブリッジ 2 の制御角  $\gamma_2$  を  $30^\circ$  一定に保ち、ブリッジ 1 の制御角  $\gamma_1$  と直交側抵抗  $R_D$



ブリッジ I の制御角  $\gamma_1$  変化  
 ブリッジ II の制御角  $\gamma_2 = 45^\circ, 60^\circ$   
 架線抵抗 0.08  $\Omega$  架線リアクトル 0.9 mH  
 $E_{D0} = 200$  V (模擬回路)  
 : 20 kV (ED75S)

図 4.9 制御進ミ角—パンタ点電圧特性

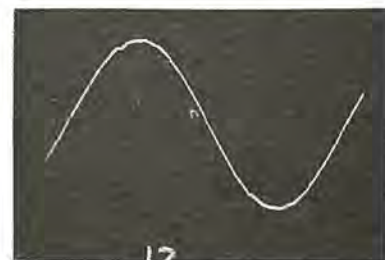
Fig. 4.9 Voltage vs controlled angle characteristics at pantograph collector.



(a) 架線電流



(b) パンタ点電圧



(c) 電源電圧

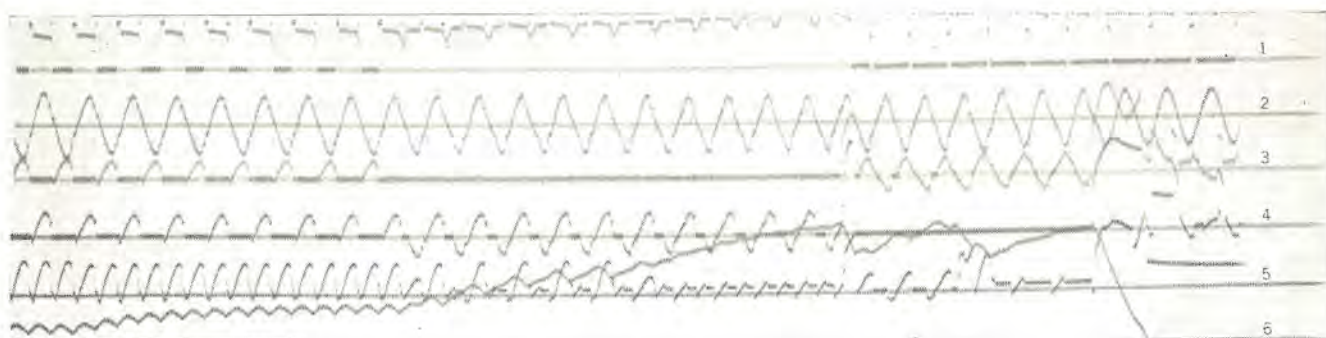
制御角 ブリッジ 1 :  $120^\circ$  ブリッジ 2 :  $45^\circ$   
 架線リアクタンス 模擬回路: 0.21  $\Omega$  ED75S: 9.9  $\Omega$   
 架線抵抗 模擬回路: 0.06  $\Omega$  ED75S: 2.6  $\Omega$

図 4.10 架線電圧と電流の波形

Fig. 4.10 Voltage and current wave form on the stringing.

をパラメータとした電流—電圧特性を示す。図 4.8 はブリッジ 1, 2 の制御角  $\gamma$  を同時に  $30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$  としたときの直流インダクタンス  $L_D$  に対する脈動率の変化を示す。ここで、直流電流は、50 A (ED75S では 1,020 A), 100 A (ED75S では 2,040 A) の 2 種類について測定してある。図 4.9 はブリッジ 1 の制御角を変化させ





(1) ゲートパルス (2) パンタ点電圧 (3), (4) サイリスタアノード、カソード間電圧  
(5) 整流器出力電圧 (6) 直流電流

図 4.11 転流失敗現象

Fig. 4.11 Break-through phenomenon.

て、パンタ点電圧を測定したものである。図 4.10 は、ブリッジ 1 の制御角を  $120^\circ$ 、ブリッジ 2 の制御角を  $45^\circ$  としたときの架線電流、パンタ点電圧、電源電圧の波形である。図 4.11 は定格電流が流れているとき、ブリッジ 1, 2 の制御角を、それぞれ  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  としたとき、同一区間に、ほかの負荷が起動した場合を仮定して、2 倍の負荷 B をパンタ点—軌道間に加えた場合、転流失敗する現象を捕えたオシログラムである。図中の番号は、図 4.6 に記した各番号の部分の波形である。

## 5. む す び

以上、サイリスタレオナード装置を車両用途に適用する場合の特殊性を重点として述べたが、サイリスタレオナード一般としての説明は、主電動機が直巻形か他励分巻形かの相異はあっても、別稿に紹介し

た“サイリスタレオナード装置”とその基本は同一であるのでこれを参照されたい。

鉄道交流電化の進歩の過程における整流器の役割は、従来とも相当大きいものであったが、大電力用サイリスタの製作技術の進歩とそれに伴う信頼度の向上は、今後いっそうその要素を強くすることとなった。サイリスタ技術は、まだ日進月歩の段階を経ており、さらに簡素化された回路構成となるものと思われるので、近い将来交流車両はすべてサイリスタ化されることになる。それにより車両性能の向上はもちろんのこと、タップ切換器がなくなるなど、回路要素に有接点機器が姿を消し、保守の簡便な理想的なものとなることと信ずる。

最後に、関係各位のご援助と協力に感謝の意を表する。

## 電車のチョッパ制御

小原太郎\*・大野栄一\*\*

## Chopper Control of Electric Cars

Itami Works

Tarō OHARA

Central Research Laboratory

Eiichi OHNO

Speed control of electric cars is generally attained by the combination of a number of relays and switches, which, however, is accompanied by disadvantages of wear in contacts. Recent development of semiconductor devices has helped realize the static control of large motors with thyristors (S.C.R.). Of the achievements, chopper control of DC motors is one of the most marked systems to replace the conventional controls of electric cars resorting to contacts and starting resistors. The Thyristor chopper circuit chops the motor current at a high frequency without arcing in controlling the motor torque. The major advantages are: (1) a perfect contactless system, (2) stepless control, (3) high efficiency with no need of starting resistors. Dynamic braking and regenerative braking are also feasible on this circuit. One developed by the Company is rated at 200 kW 600 V and was given the field test with success, furnishing the engineers with firm belief about future applications.

## 1. ま え が き

直流電車の速度制御は、ここ1世紀ちかく起動抵抗制御や電動機の組み合わせによる制御が主体であった。この方式は、最も原始的な方法でありながら簡単なと、ほかに代わるものがなかったためその王座を譲らなかったのである。

すなわち、その制御方式は大小いろいろのカムスイッチやリレーで主回路や制御回路を構成した、いわゆる有接点回路で、ほぼ限度に近い性能を発揮している。

しかしながら、いずれもスイッチやリレー自体の機械的動作によって電流を開閉するため電気接点部の荒損や摩耗を生じやすく保守・点検に相当の手数をわずらわしている。事実、統計によると電車の電機品関係の故障は大半が電気接点に関するものであって、いろいろ対策がなされているが本質的には、無接点化が最も有効であるといえる。

このような見地から、電車制御の無接点化の研究や試みは各方面にわたって行なわれ、別稿のように一部はすでに実用化に供されつつある。

一方、最近の半導体素子—とくにサイリスタ (thyristor) は高電圧・大容量の素子が実用期にはいるなどその飛躍的な発達、電車制御の面においてもいろいろな新機軸をもたらしつつある。

その代表的な方式が、チョッパ制御または直流パルス制御とも称されるもので主回路を含め完全なアークレス・ステッパレス制御が可能で、今後のエポックを画するものといえる。

さいわい、当社はいち早くこの研究に着目して実用化に取り組み、すでに現車試験を実施し、所期以上の成果を納め貴重な資料をうることができた。

以下、このチョッパ制御を主体に電車の無接点化について述べて参考に供したい。

## 2. 無接点化の適用

電車の制御に無接点化を適用する場合の基本的条件は次のとおりである。

(1) 信頼度が高いこと

(2) 構成が簡単で保守の容易なこと

(3) 小形、軽量であること

(4) 安価であること

(5) 耐振、防じん構造であること

(6) 騒音がないこと

(7) 架線電圧、負荷変動などの外乱に対しても動作が確実であること

さらに具体的には電源電圧および駆動電動機の種類により次のように分類できる。

a. 直流電源+直流電動機の場合

b. 直流電源+交流電動機の場合

c. 交流電源+直流電動機の場合

したがって、それぞれに最も経済的で有効な方式を適用すべきことはいうまでもない。

## 2.1 直流電源+直流電動機の場合

電車の大半がこの系列をしており、無接点化の手段としては、電源電圧をサイリスタによる高速度スイッチで制御するチョッパ方式とインバータ方式に大別できる。

## 2.1.1 チョッパ方式

サイリスタにより、電源電圧を截断 (chop) しながら制御するところからチョッパ方式と称するもので、その回路としては各種考えられるが、一例としては次のような内容である。

## (1) 力行運転

力行運転は図2.1の回路で行なり。図2.2は各電流波形を示している。すなわち、チョッパ装置 (以下チョッパという) 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。

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、チョッパ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、 $L_0 \rightarrow A \rightarrow F_L \rightarrow D_W \rightarrow L_0$  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、チョッパ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



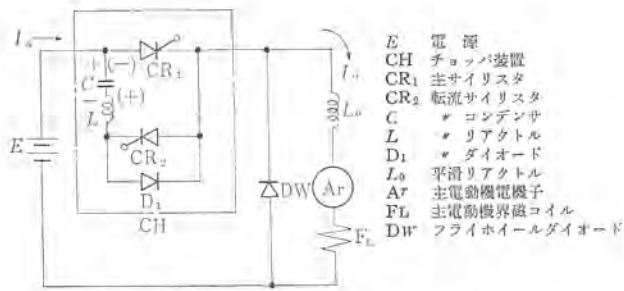


図 2.1 力行主回路ツナギ  
Fig. 2.1 Powering circuit.

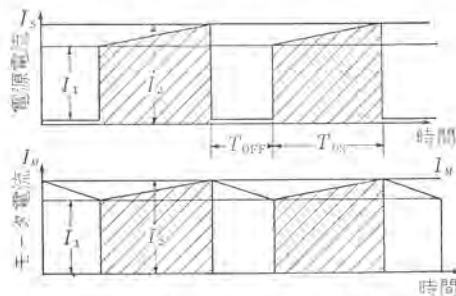


図 2.2 力行電流波形  
Fig. 2.2 Powering current wave.

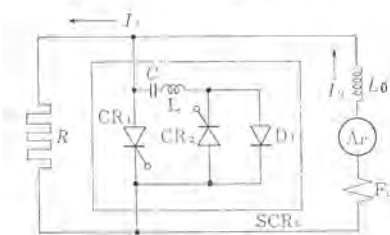


図 2.3 発電制動主回路ツナギ  
Fig. 2.3 Dynamic braking circuit.

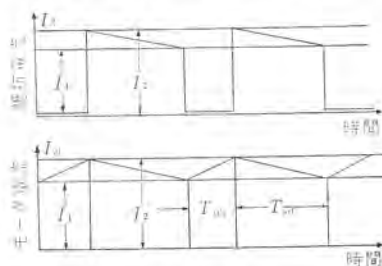


図 2.4 発電制動電流波形  
Fig. 2.4 Dynamic braking current wave.

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 2.2 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。このチョップの動作の詳細は次章に述べている。

## (2) 発電制御運転

発電制御は図 2.3 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  $A_r \rightarrow L_0 \rightarrow CR_1 \rightarrow F_L \rightarrow A_r$  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。

方式	力 行	発 電 制 動
チョップ方式 (A)		
チョップ方式 (B)		
チョップ抵抗併用方式		

図 2.5 チョップ制御方式の一例  
Fig. 2.5 Example of chopper control.

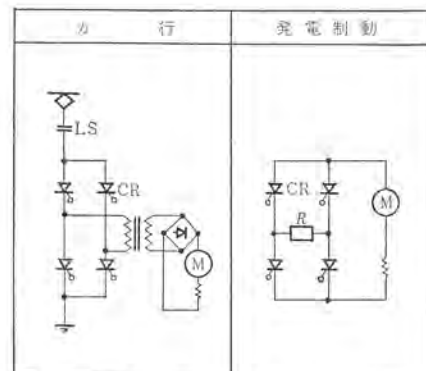


図 2.6 インバータ式主回路ツナギ  
Fig. 2.6 Inverter system main circuit.

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。

このような原理を応用した制御の方法としては図 2.5 に示すようなチョップ④⑤方式とチョップ抵抗併用方式が考えられる。チョップ④⑤方式は最も簡単、効果的な方式であるが、後者については架線停電時、発電制動が不能になるほか、両者とも力行時外部に対し誘導障害を及ぼさぬよう留意する必要がある。

チョップ抵抗併用方式はサイリスタの責務や誘導障害が軽減されるが、力行時の電力消費量が増加する。一方、発電制動の場合は、いずれも抵抗器を必要とするが、電力回生制動を行なう場合は抵抗器を省略しうる。

## 2.1.2 インバータ方式

直流電源電圧をサイリスタ方式インバータ装置によって交流に変換し、ふたたび直流に整流して、直流電動機を駆動する方式で回路例は図 2.6 に示すとおりである。この方式では、電圧制御が比較的簡単である特長を有するが、構成が複雑で直流電動機制御には妙味が少ない。

表 2.1 直流電源+交流電動機制御方式

方式	力 行	制 動	備 考
インバータ パルス変換方式 IM=Induction Motor		回生可能	1.出力波形が変わらない。 2.チョップが必要なので大くなる。 3.回生が複雑となる。 4.出力トランスが必要
インバータ 方式		回生可能	1.波形が少し悪くなる。 2.装置は比較的簡単である。 3.回生が簡単である。 4.出力トランスが必要。
HF インバータ 方式 300c/s		回生困難	1.HFインバータの効率が悪い。 2.出力波形は比較的良好 3.装置は大きくなる。 4.回生は非常に困難である。
抵抗 チョップ 方式		回生困難	1.速度制御範囲が広げられない。 2.電動機が複雑となる。

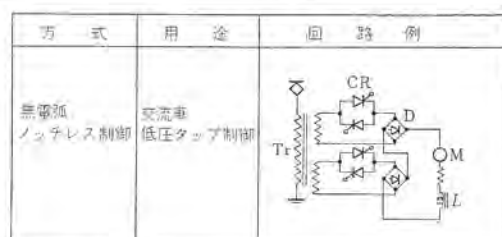


図 2.7 交流電源+直流電動機制御方式  
Fig. 2.7 AC power source+DC motor system.

## 2.2 直流電源+交流電動機の場合

電源が直流であるため、いったん交流に変換する必要がある。

したがって、表 2.1 の方式が考えられるが交流電動機を応用した場合、その制御特性が電車用に適合するよう十分考慮しなければならない。

## 2.3 交流電源+直流電動機の場合

現在、おもに、日本国有鉄道において採用されている交流電気車に対する方式で、すでに ED 75 形交流機関車に実用化されており、続いて各車両にも適用されつつある。その代表例は図 2.7 に示すとおりである。以上のほかにも、いろいろな方式が考えられるが一般の直流電車を対象とした場合は、チョップ制御が主体となるであろう。

## 3. チョップ制御の基本

### 3.1 理想スイッチによる直流電力制御

前述のように、チョップの基本回路は図 3.1(a) に示すようなスイッチ回路と考えることができる。今抵抗負荷  $R$  を考えてこのスイッチ  $S$  を同図 (b) に示すように開閉したとすると、出力電圧波形は電源電圧  $E_s$  と  $0$  の間を変化する方形波パルスとなり、その平均値は、

$$E_L = \bar{e}_L = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \cdot E_s = \alpha \cdot E_s \quad (3.1)$$

$$\text{ただし } \alpha = T_{on} / (T_{on} + T_{off}) \quad (3.2)$$

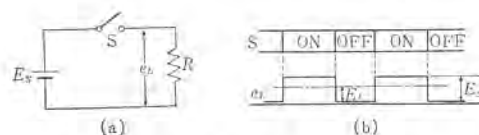


図 3.1 理想スイッチによるチョップ (抵抗負荷)  
Fig. 3.1 Chopper control by ideal switch.  
(Resistor load)

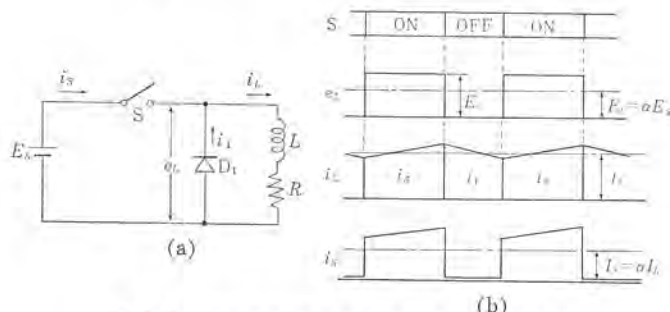


図 3.2 理想スイッチによるチョップ (誘導性負荷)  
Fig. 3.2 Chopper control by ideal switch.  
(Inductance load)

となり、スイッチ  $S$  の閉じた時間の比率によって変化する。スイッチ  $S$  が理想的であれば、この開閉動作中損失を生ずることはなく効率は 100% となるが、サイリスタなどを用いた場合には開時の漏れ電流・閉時の順電圧降下および開閉に伴う過渡現象によって損失を生ずるが、その量はきわめて少なく、効率の高い制御が可能となる。

ところで、一般の負荷は誘導性であるので、図 3.2 (a) のように、フライホイールダイオード  $D_1$  を負荷と逆並列にそう入してスイッチ  $S$  の開放により生ずる異常電圧を吸収するとともに負荷電流をなめらかにする。

したがって電流は電圧と違って負荷には連続的、電源には断続的に流れる。今  $S$  および  $D_1$  の損失はないとするとエネルギー保存則から定常時には入力・出力の平均値もほぼ等しくなり、

$$P_i = E_s \cdot I_s = E_L \cdot I_L = P_o \quad (3.3)$$

したがって、

$$I_s = \frac{E_L}{E_s} \cdot I_L = \alpha \cdot I_L \quad (3.4)$$

式 (3.1) と (3.4) の関係は交流の変圧器における一次と二次の電圧・電流の関係に等しく、チョップは、オン・オフ時間の比で変圧比の変わる直流変圧器と考えることができる。

電流脈動率は負荷の  $L/R$  による時定数とチョップの動作周期の比にほぼ比例するため、脈動率を小さくするためには  $L$  を大きくするかまたはチョップ動作周波数を高くすることが必要となる。

### 3.2 サイリスタ・チョップの転流

3.1 節ではチョップを理想スイッチで説明したが、実際にサイリスタを用いた場合に最も問題となるのはサイリスタ消弧、すなわち転流である。サイリスタは周知のように微小なゲート信号によってターンオンできるが、これをターンオフするためにはそのアノード・カソード間に短い (通常、数十  $\mu s$ ) 逆電圧を加える必要がある。このための回路を転流回路と呼び、その特性がチョップの信頼性、効率、経済性などの諸問題に関連し重要なものであるため、いろいろの方式が考案実施されている。

これらについての全般的な解説は別の機会に譲って、ここでは以下に述べる試作装置に採用した方式について転流回路の動作と原理を説明する。



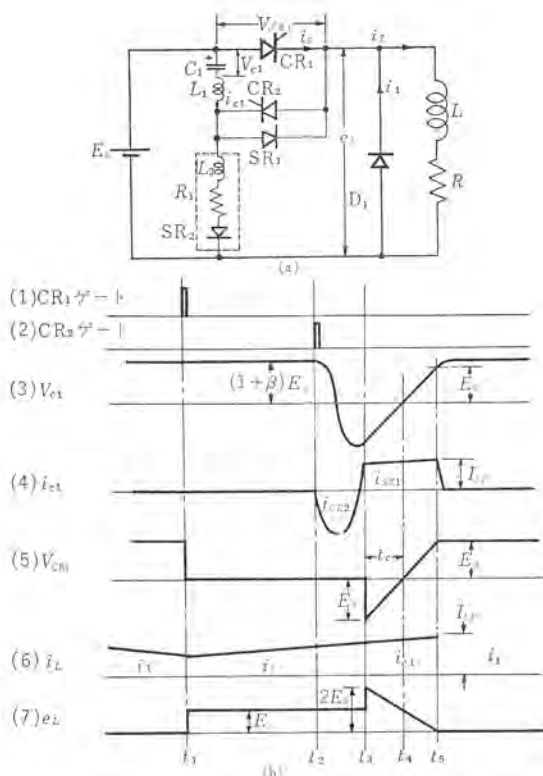


図 3.3 サイリスタチョップ回路  
Fig. 3.3 Chopper control circuit.

図 3.3 (a) はその回路を、(b) は各部の動作波形を示すものである。ここで  $CR_1$  が主サイリスタ、 $CR_2$  は補助サイリスタで、 $C_1$ 、 $L_1$  および  $SR_1$  とともに転流回路を形成する。 $L_1$ — $R_1$ — $SR_2$  は転流コンデンサ  $C_1$  の補助充電回路で、 $V_{c1}$  が  $E_s$  以下に低下することを防止して動作を確実にする。

今同図 (b) の波形にしたがってこの回路の動作を説明しよう。時刻  $t_1$  で  $CR_1$  が点弧すると負荷電流  $i_L$  は  $i_1$  から  $i_s$  に切り換わり、出力電圧  $e_L$  は  $E_s$  となる。 $C_1$  は前のサイクルの終わりに  $E_s$  よりやや高い  $(1+\beta)E_s$  に充電されたままの状態を保つ。負荷電流  $i_L$  は  $L/R$  の時定数によって徐々に増加する。

つぎに  $CR_1$  の電流を転流させるために  $t=t_2$  で  $CR_2$  にゲートパルスを与えると  $C_1$  の電荷は  $CR_1$ — $CR_2$ — $L_1$ — $C_1$  の回路で振動を生じ、 $V_{c1}$  は極性が反転する。 $i_{c1}$  は引き続いて  $CR_2$  から  $SR_1$  に電流が移って逆方向に流れるが、 $i_{c1}=i_s$  となる  $t_3$  で  $CR_1$  はターンオフし、以後負荷回路を流れる。このとき  $CR_1$  にはほぼ  $E_s$  に等しい逆電圧が印加されるが、 $V_{c1}$  の低下とともに  $t_4$  でゼロとなり以後正方向の再印加電圧となる。 $V_{c1}$  が  $E_s$  に等しくなると負荷電流はさらに  $SR_1$  に移り、 $i_{c1}$  はゼロとなって転流動作は完了する。

転流が成功するための必要条件は  $V_{CR1}$  が負の期間である  $t_c=(t_4-t_3)$  が、 $CR_1$  のターンオフ時間  $t_{off}$  より長いことである。この期間の  $i_c$  はほぼ  $I_{LP}$  で一定であるから、 $V_{CR1}$  は、

$$V_{CR1}=V_{c1}=-E_s+\frac{I_{LP}}{C_1}(t-t_3) \quad (3.5)$$

ただし  $t_3 \leq t \leq t_5$

となり、 $t_0$  は  $V_{CR1}=0$  から求めることができ、

$$t_0=C_1 \cdot E_s / I_{LP} \quad (3.6)$$

これから必要なコンデンサ容量が求められる。

$$C_1 \geq T_{off} \cdot I_{LP} / E_s \quad (3.7)$$

$L_1$  は  $t_2-t_3$  間の  $i_{c1}$  のセン頭値を適当な値に制限するように

電車のチョップ制御・小原・大野

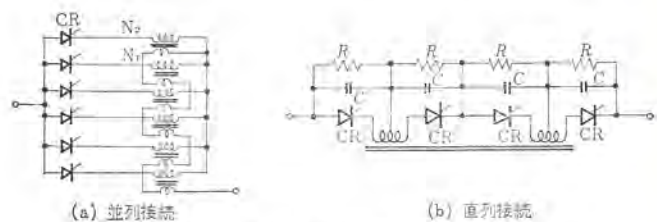


図 3.4 サイリスタの直並列接続  
Fig. 3.4 Series-parallel connection of thyristor.

決定することができる。

このようにして、 $CR_1$  および  $CR_2$  に交互にゲート信号を与えることによりチョップのオン・オフを容易に制御できることがわかる。この方式では転流を実際に生ずるのが  $CR_2$  にゲート信号を加えてから  $(t_3-t_2)$  だけ遅れるが、補助充電回路を組み合わせて転流を確実にし動作の信頼度がきわめて高い特長をもっている。

### 3.3 サイリスタの直並列接続

最近の半導体技術の進歩は単体で 1,000 V 以上数百 A のサイリスタを生み出しているが、実用に際してはさらにこれを直並列接続して大容量化する必要がある。

並列接続には電流平衡リアクトルを用いて図 3.4 (a) のように接続することにより多数の素子の並列接続を行なうことができる。このリアクトルの巻数比は  $n$  個のサイリスタを並列接続するとき、 $N_1/N_2=1/n$  とすればよい。

直列接続は一般に並列接続より問題が多い。とくにチョップやインバータのように  $dV/dt$  の大きい場合の電圧分担がむずかしくなるが、われわれは図 3.4 (b) に示したように  $CR$  の分圧回路のほかに電圧平衡リアクトルを導入してこの問題を解決した。このリアクトルは各アームにつねに等しい過渡電圧を分担させる働きをするため、のちに実測結果からもわかるように、各サイリスタの端子電圧波形はきわめてよく一致している。

この方式はチョップ以外に電鉄用の高圧インバータにも用いられて成果をあげている。

### 3.4 チョップによる制動

チョップを用いて負荷へ供給する電力を制御する場合の特性は、3.1 節で考察したが、ここでは回生制動および発電制動について考えることにしよう。

#### 3.4.1 回生制動を行なう場合

図 3.5 に回生制動を行なう場合の基本を示した。最初チョップをオンすれば、残留磁束または予備励磁による初期電圧によりチョップを通じて電流が流れ、この電流の増加とともに電圧も急激に立ち上がる。そこであらかじめ定められた電流値に達したときチョップをオフすれば、回路のインダクタンスのために電流は同一方向に流れ続けようとしてダイオード  $D_w$  を通って電源を充電することになり、電力の回生が行なわれる。インダクタンス（主として  $L_0$ ）に蓄積されていたエネルギーが電源に帰還されるにしたがってこの電圧は減少するから、ふたたびチョップをオンして電流を増加させる。

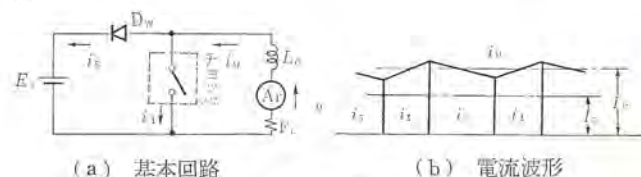


図 3.5 回生制動の原理  
Fig. 3.5 Principle of regenerative braking.

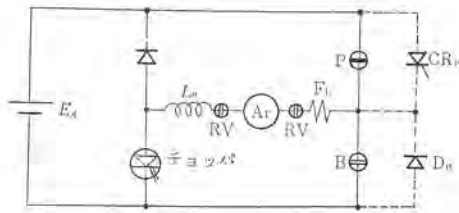


図 3.6 力行回生切換用主回路ツナギ  
Fig. 3.6 Circuit connection for powering and regenerative braking.

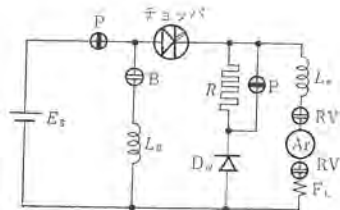


図 3.7 発電制動用主回路ツナギ  
Fig. 3.7 Circuit connection for powering and dynamic braking.

今、電動機電流  $i_M$  のチョップのオン・オフによる変化は小さいとしてその平均値を  $I_M$  とすると、電源に回生される電流  $i_S$  の平均値  $I_S$  は、

$$I_S = \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} \cdot I_M = (1 - \alpha) \cdot I_M \quad (3.8)$$

ただし  $\alpha$  は式 (3.2) で表わされるチョップのオン時間の比  
また定常時のインダクタンスの平均電圧はゼロとなるから、電動機の平均電圧  $E_M$  はチョップ端子電圧に等しく、

$$E_M = \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} E_S = (1 - \alpha) E_S \quad (3.9)$$

となり、前述の電力供給時と違って回生制動時はチョップの開いた時間の比率によって変圧比の変化する昇圧直流変圧器と考えられ、電動機電圧より高い電圧の電源へ電力回生ができることがわかる。

図 3.6 は力行時のチョップと共用することを考慮した主回路接続で、スイッチ P を閉じたときが力行、スイッチ B を閉じたときが回生制動となる。図に点線で示したサイリスタ  $CR_P$  とダイオード  $D_B$  を用いればスイッチ P および B の側きが無接点化することができる。また回生時には電動機電圧を反転するため逆転器 RV によって電機子の極性を反転させる必要がある。

この回生制動の実用には帰還電流を受け入れる電源にも問題があり、さしあたってはバッテリーを電源とする電気バスやフォークリフトあるいは坑内ロコなどに多く採用され電源の使用効率を上げることができる。

#### 3.4.2 発電制動を行なう場合

発電制動を行なう場合の回路は図 2.3 に示した。動作は回生制動の場合とどうであるので省略するが、電流波形は図 2.4 のようになる。そこでどのように抵抗  $R$  に流れる電流の平均値  $I_R$  を求めると、

$$I_R = \frac{T_{\text{off}}}{T_{\text{on}} + T_{\text{off}}} \cdot I_M = (1 - \alpha) I_M \quad (3.10)$$

また  $R$  の端子電圧の平均値  $E_R$  は、

$$E_R = I_R \cdot R \quad (3.11)$$

一方この  $E_R$  は定常状態では電動機起電力  $E_M$  に等しいから、式 (3.10)、(3.11) の関係も用いて、

$$E_M = E_R = (1 - \alpha) \cdot R \cdot I_M = R_{\text{eff}} \cdot I_M \quad (3.12)$$

$$\text{ただし } R_{\text{eff}} = (1 - \alpha) R \quad (3.14)$$

すなわち、発電制動時の制動抵抗は実効的には式 (3.14) のようにチョップのオン・オフ時間によって抵抗値が  $R$  から 0 まで変化する可変抵抗と考えることができる。

図 3.7 は図 3.6 とどうように力行時をも考慮した発電制動を行なう主回路接続であると同時に下記のような二つの特長をもつ。

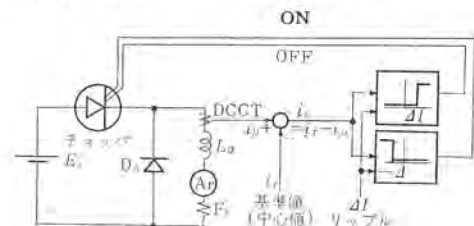
第一は力行時のフライホイールダイオード  $D_W$  を制動抵抗  $R$  と直列に用いることによってチョップの主サイリスタ転流時の転流コンデンサの  $R$  を通じての放電を防止し、転流特性を改善していることであり、第二はチョップオン時の回路中にリアクタ  $L_B$  を入れて、チョップオフ直後の転流コンデンサの再充電の速度を高め、転流を確実にするとともにチョップの動作周波数限界を高めて特性の改善を行なっていることである。

#### 3.5 電動機の電流制御

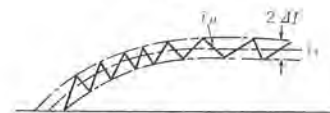
チョップは直流変圧器として電力制御が効率よくできることは前に示したが、実際にチョップのオン・オフを制御するのはここに述べる電動機電流によるのが第一であろう、電流制御にも大別して二つの方法があり以下簡単に説明しておこう。

##### 3.5.1 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。図 3.8 にこの方式の概要を示す。



(a) 回路構成



(b) 電流波形

図 3.8 限流制御方式  
Fig. 3.8 Current control under constant ripple.

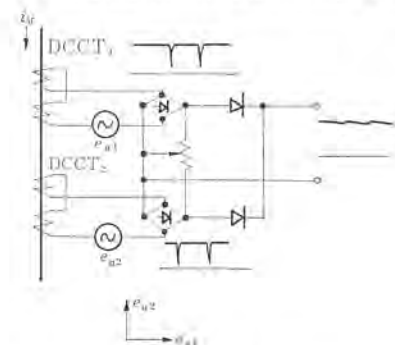


図 3.9 2 台の DCCT による瞬時値検出  
Fig. 3.9 Instantaneous detection of DC current by two DCCT's excited from two phase AC source.



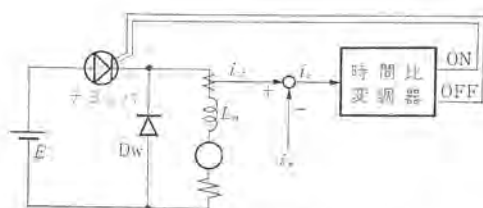


図 3.10 時間比変調方式  
Fig. 3.10 Current control by time ratio modulator.

ここで最も問題となるのは瞬時値電流の検出である。抵抗分流器を用いれば制御回路の絶縁が不可能となるばかりか、検出電圧も低く、主回路よりの誘導雑音も入りやすい。他方、直流変流器 (DCCT) を用いれば上述の点は解決するが、検出出力のリプルが誤動作の原因となる。これを防ぐため平滑回路を用いると時間遅れを生じて瞬時値検出にならない。

図 3.9 はこれを解決するもので、2 台以上の DCCT を多相電源で駆動して、これらの整流出力の包絡線を取り出すことによって、比較的簡単に性能のよい瞬時値検出を行なうことのできるものである。実際にこれを使用した結果については 4.2.2 項 (5) に示した。

### 3.5.2 時間比変調方式 (平均値制御方式)

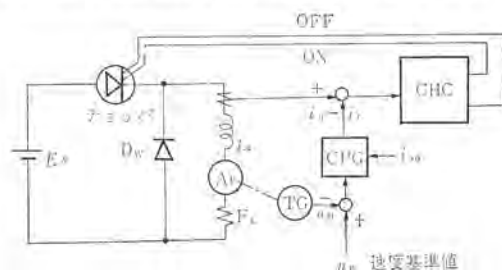
図 3.10 は時間比変調方式の構成を示す。この方式では平均値を検出すればよく、平均値の偏差に応じて時間比変調器がチョップのオン・オフを制御するパルスが発生する。この方式にも周期を一定としてオン・オフ時間比を変化させるパルス幅変調方式、オン時間を一定としてその周期を変化させるパルス周波数変調方式および両者ともに変化させる混合変調方式がある。

電流検出が瞬時値方式に比べて容易であるほか、電流以外の制御ループからの入力も付加することができるのが特長である。

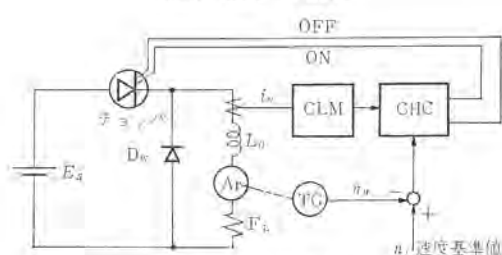
### 3.6 電動機速度制御

速度制御を行なう方法にも図 3.11 に示したように基本的には二つの方法が考えられる。

(a) は上述の電流制御ループを構成したうえで、さらに速度偏



CPG: 電流基準値発生器  
CHC: チョップ制御回路  
TC: 速度発電機  
(a) カスケード制御



CLM: 電流制限回路  
CHC: チョップ制御回路  
(b) 電流制限付速度制御

図 3.11 速度制御方式  
Fig. 3.11 Speed control system using chopper.

差によって電流制御の基準値を制御する方式で、カスケード制御の一種である。電車の場合、通常まず電流制御によってトルク、すなわち加速度の制御を行ない、速度制御はむしろ第二義的に考えられるから、この方式をさらに簡単化して速度制限のみ必要に応じて行ない定速度運転を行なうことが実用的と考えられる。

(b) は速度制御を主体と考え、これに電流制限ループを設けた方式で、負荷変動が多い場合にも正確な速度制御を必要とする場合に用いられる方式である。

## 4. 電車における実施例

今回当社が試作した方式は一般の直流電車を対象としたチョップ制御装置で、力行運転はもとより発電制動制御もすべてアークレス・ステップレス制御で行なうもので、今後の実用化を促進するため現車試験の機会が与えられた。

### 4.1 特長

おもな特長は次のとおりである。

(1) ステップレス制御である。

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

(2) アークレス制御である。

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

(3) 電力消費量が少ない。

とくに力行時は抵抗器などで消費しないため電力損失がなく、一方再生制動も容易である。

(4) レスポンスが高い。

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

(5) 定電流制御である。

一定加減速度を得よう従来と同じような定電流制御である。

(6) 波形率一定の制御である。

主電動機電流の波形率は速度域に無関係につねに一定である。

(7) 装置はコンパクトである。

サイリスタを主体に構成するためコンパクトな装置である。

(8) 従来車との連結運転も可能である。

### 4.2 現車試験内容

現車試験は帝都高速度交通営団のご指導により昭和40年9月6日から14日まで実施した。

電車はMM編成で直流600V区間の荻窪線で営業ダイヤの間を縫って力行運転、発電制動制御を各種の条件のもとに行なった。その要目は次のとおりで図4.1に試験回路を示している。

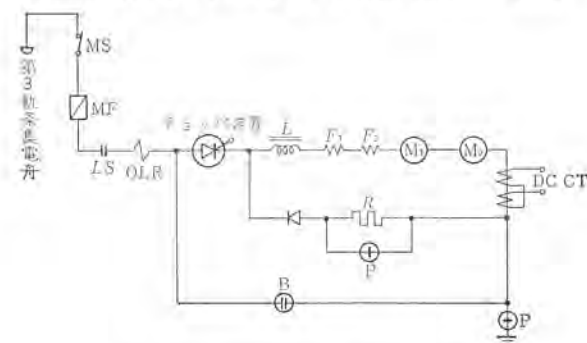


図 4.1 主回路 ユニテ (現車試験車)  
Fig. 4.1 Main circuit of test car.

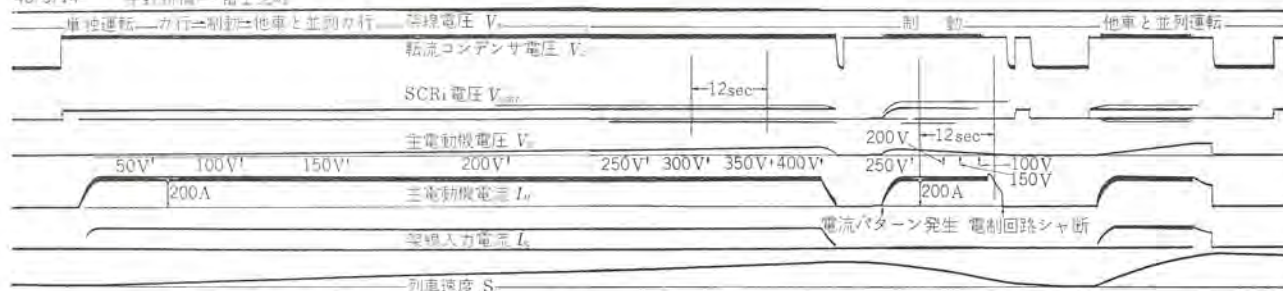


図 4.2 現車試験 オシロ の一例

Fig. 4.2 Oscillogram of running test.

車両番号	2121 号車 + 2122 号車
車両重量	36 t/車
主電動機	MB 3047 A 形 55 kW DC 300 V 210 A
駆動装置	WN 形
制御方式	チョップによる アークレス・ステップレス プログラム 自動加減速制御

## 4.2 現車試験結果

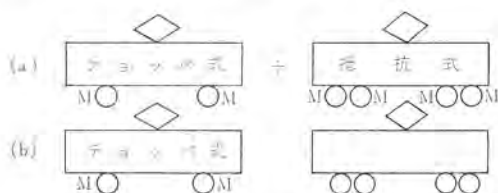
### 4.2.1 一般

力行、制動運転とも正常に動作し、主電動機電流波形率、転流時間などほぼ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 4.2 のとおりである。

#### (1) 力行運転

力行は次の 2 ケースについて行なった。



(b)の場合、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。

(a)の場合は抵抗進段のショックが感じられ、両者の特性差を容易に判断しうる。

#### (2) 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。

### 4.2.2 試験結果からの考察

#### (1) チョップによる制御効率

在来の抵抗および直並列制御に比べ、その制御効率は理論的には 100% であり、実測結果ではチョップ制御の場合の電力消費量は永久並列の 54.5% という経済性が立証された。

また、力行時の速度—効率曲線を回路定数をパラメータとして実測した結果は図 4.3 のとおりである。

#### (2) 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。

実測した速度—チョップ周波数の一例は図 4.4 のとおりで、この場合の脈動率は全速度域にわたって ±5~7% で完全なステッ

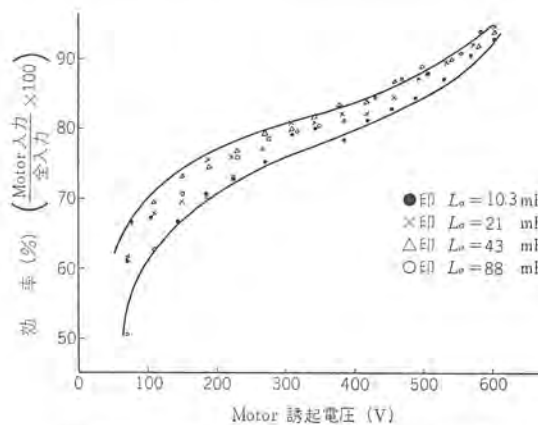


図 4.3 力行時の速度—効率曲線

Fig. 4.3 Speed-efficiency curves of powering.

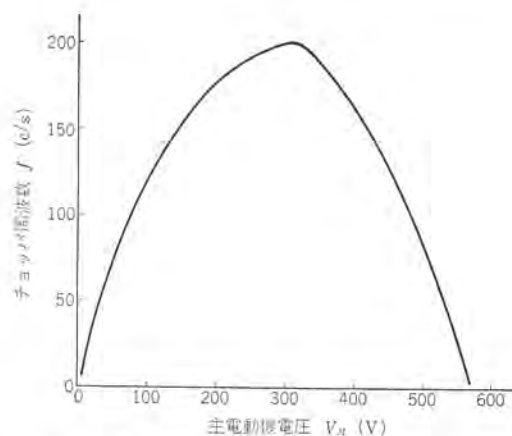
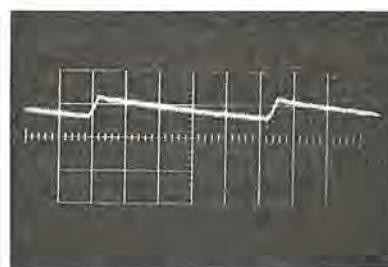


図 4.4 速度—チョップ周波数特性(力行時)

Fig. 4.4 Speed-chopper frequency curve of powering.



5 ms/div 33.3 A/div

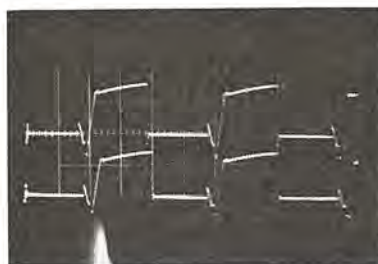
図 4.5 電動機電流波形

Fig. 4.5 Motor current wave.

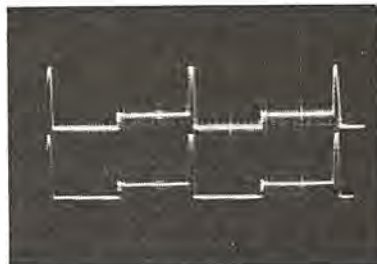
レス制御といえる。

図 4.5 は力行運転中の電動機電流波形を示している。





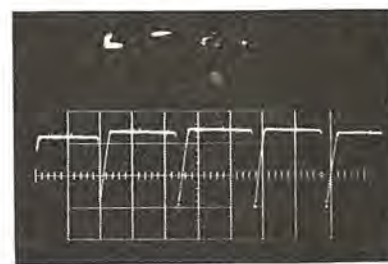
(a) サイリスタ 電圧波形



(b) サイリスタ 電流波形

図 4.6 サイリスタ 直列接続における電圧・電流波形

Fig. 4.6 Voltage and current waveforms of series connected thyristors.



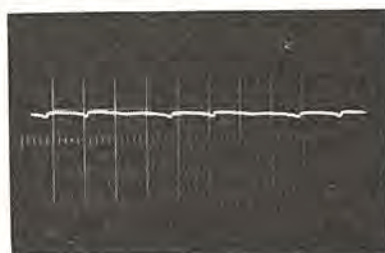
2ms/div 675v/div

図 4.7 チョップ 転流 コンデンサ 電圧波形

Fig. 4.7 Commutation condenser voltage.



(a) 単相時出力波形



(b) 二相時出力波形



(c) 三相時出力波形

図 4.8 主回路検出電流波形

Fig. 4.8 DCCT output current waveform.

### (3) サイリスタの特性

比較的高電圧大容量の負荷であるため チョップ 装置に用いる サイリスタ は直並列に接続する必要があった。ここで問題となるのは直並列接続における素子の特性 パラッキ と負担容量の差であるが、今回は当社独自の パラッキ 効果を適用し、図 4.6 に示すとおり、各 サイリスタ が平等に電圧・電流を分担することができた。

この結果は今後 DC 1,500 V 用としても サイリスタ 素子の特性を必要以上に制約することなく実用化しうる。

### (4) 転流限界

チョップ 装置の転流限界は主として サイリスタ 自体の ターンオフ 時間および主回路検出時間などに左右されるが、その転流能力を発揮する転流 コンデンサ の電圧波形は 図 4.7 に示すとおりで、最大制御電流に対しほぼ 200  $\mu$ s の転流裕度をもっている。

### (5) 主回路電流の検出

主回路電流は瞬時値を検出する必要があり、かつ絶縁上から直流変流器 (DCCT) が適当である。しかしながら単純に DCCT を使用すると交流電源の半 サイクル ごとに切欠き、すなわちリップルを生じ、一方平滑回路を設けると瞬時値を検出できないし、またレスポンスが悪くなる。

これらの点を考慮して今回は三相電源を流用し、3 個の DCCT をそれぞれ位相差をつけて駆動し主回路電流を検出する方式とした。

その回路は 図 3.9 のとおりで 図 4.8 に単相、二相、三相電源の各場合についての検出電流を示している。

### (6) 誘導障害

電車主回路制御を サイリスタチョップ で行なうと直流線路に方形波電流が流れるために線路に高調波が発生し、通信線に対して妨害電圧を発生せしめることになる。

今回は変電所の高調波電流・電圧を測定し、チョップ 車を運転しない場合と比較して チョップ 運転によりどの程度妨害電圧が増加するかを検討した。

電話器の周波数感度および人間の聴覚感度特性を考慮した通信線の総合妨害電圧の増加は静電誘導による妨害電圧が 3 dB、電磁誘導による妨害電圧が最大 12 dB 程度であった。

したがって実用化に際してはこれらの対策としてつぎの各方式が考えられる。

(a) 多相 チョップ 制御方式として電源電流の平滑化を行なう。たとえば、8 個電動機の場合は 4 個電動機を 1 ユニットとして 2 組位相差をもたせて制御する。

(b) 地上変電所、または所定間隔ごとに Low pass filter を設置する。

(c) 前記を組み合わせる。

## 5. む す び

電車の制御方式も従来の抵抗制御から サイリスタ を応用した画期的な無接点方式に脱皮しつつある。

このときにあたり、直流電車の チョップ 制御を完成し、与えられた現車試験においても予想以上の好成績を取ることができたことは今後の実用化に大きな エポック を画したものだといえよう。ただこのような完全な無接点制御は緒についたばかりで信頼度・経済性など残された問題も少なくないが、これを機会に大きな進展を遂げるであろう。

最後にこの製作にあたりご指導、ご協力くださった帝都高速度営団関係者はじめ各位に深い謝意を表する次第である。

(昭 40-12-13 受付)

## 参 考 文 献

- (1) K. Heumann : "IEEE Trans." Comm. & Electronics 83, No. 73, 390 (1964)
- (2) 大野, 赤松 : サイリスタ DC チョップ による直流電動機速度制御, 第 4 回計測自動制御学会 237, 40 年 7 月
- (3) 特許出願中のもの多数あり。



## 車両用高圧インバータ

小原 太郎\*・山村 隆司\*・太田 幹雄\*・赤松 昌彦\*\*

## High Voltage Static Inverters for Rolling Stock

Itami Works Tarō OHARA・Takashi YAMAMURA・Mikio ŌTA  
Central Research Laboratory Masahiko AKAMATSU

For auxiliary power sources of electric cars (such as for fluorescent lights and for controls) motor generators have been used for a long time, but because of rotating machines they have many disadvantages such as having a number of wearing points to need continual inspection and maintenance in addition to noises, and a long life can hardly be expected with them.

To take their places, static high voltage inverters as applications of thyristors are now taken into consideration. This, however, met with much difficulty in practical application since they must operate on vehicles at high voltage. Mitsubishi, however, has solved these problems and built DC 600 V and DC 1,500 V inverters ahead of other manufactures with marked success better than expected. This article deals with their operating principle, problems, example of applications and results in the actual field tests.

## 1. ま え が き

直流高電圧を交流電圧に変換する電気車用電力変換装置としては、電動発電機がもっとも代表的な存在であるが、回転機であるため電氣的機械的の摩耗部分が多く、騒音があり、かつ保守点検がやっかいで長寿命を期待し得ないほか、安定にして良質な出力をうるため電力変換効率が悪くなるという難点があった。

一方、インバータ装置の入力は高電圧であっても比較的小電流でよいという特性があるため、最近急速に発達したサイリスタを応用することは技術的にも、経済的にもきわめて合理性があることは衆目の一致するところである。

このようなサイリスタ応用の利点を有効に活用したのがサイリスタ式高圧インバータ装置で、今後電動発電機に代わって実用化されるといっても過言ではない。

当社はすでに低圧入力の車両用インバータを数多く納入する実績を有するが、今回直流 600 V、あるいは 1,500 V という高電圧に対するインバータ装置を他に先がけて製作し、所期以上の成果を納めることができたので、それらの内容について報告しご参考に使いたいと考える。

## 2. 基本 原 理

## 2.1 出力電圧制御

DC-AC インバータを使用する場合、かならずといってよいほど出力電圧を安定化しなければならない。この出力電圧制御法にはいろいろの方式が考えられるが、装置の小形化などの点で、インバータ自体に電圧制御機能を有するパルス幅変調 (PWM) 形方形波インバータを用いる方式が有利である。以下この方式の原理について簡単に説明する。

図 2.1 (a) のブリッジ形スイッチ回路において、同図 (b) のごとく  $S_{11} \sim S_{22}$  を ON-OFF 制御すると交流出力側には振幅  $E_s$ 、パルス幅  $\theta$  なるパルス幅変調された出力電圧が得られる。すなわち  $S_{11} \cdot S_{12}$  グループと  $S_{21} \cdot S_{22}$  グループ間のスイッチング位相差  $\theta$  を変えることにより、出力電圧を連続的に制御できる。

今電源電圧すなわち出力電圧の波高値を  $E_s$  とし、出力電圧  $e_L$  をフーリエ展開すると次のようになる。

$$e_L = \frac{4E_s}{\pi} \left[ \sin \frac{\theta}{2} \sin \omega t + \frac{\sin \frac{3\theta}{2}}{3} \sin 3\omega t + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{\sin \frac{2n-1}{2}\theta}{2n-1} \sin (2n-1)\omega t \dots \right] \quad (2.1)$$

式 (2.1) から、 $E_s=1$  として各周波数成分の実効値を表わすと図 2.2 のようになる。

同図からわかるように、パルス幅  $\theta=2\pi/3$  付近において第 3 高調波が最も少なくなり、 $\theta=5\pi/6$  以上では高調波が大きくなる割に基本波の増加率は小さい。したがって 1 台の PWM インバータで安定化正弦波インバータを得る場合、パルス幅を  $2\pi/3 \sim 5\pi/6$  の範囲で制御し、必要に応じてのちにフィルタを接続するのが有利である。

## 2.2 サイリスタ PWM インバータ基本回路

サイリスタ PWM インバータにはいろいろの方式があるが、それらは別稿に譲るとして、ここでは上述の PWM インバータとして、

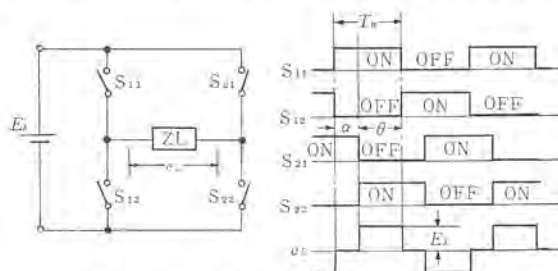


図 2.1 PWM インバータ 基本原理  
Fig. 2.1 Fundamental principle of PWM inverter.

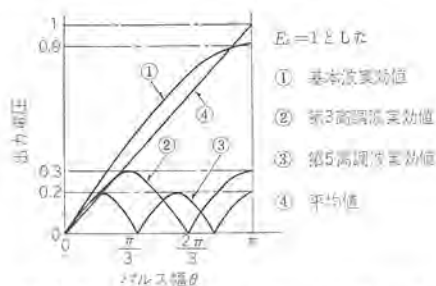


図 2.2 PWM インバータ 出力の各調波成分  
Fig. 2.2 Higher harmonic component of PWM inverter.



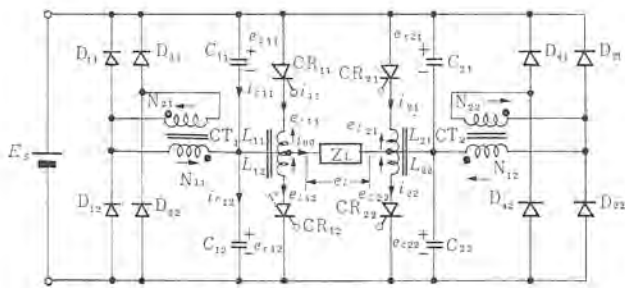


図 2.3 サイリスタ PWM インバータ 基本回路  
Fig. 2.3 Fundamental circuit of thyristor PWM inverter.

図 2.3 の基本回路について説明する。

図 2.3 において、今  $CR_{11}$  と  $CR_{22}$  とが導通し負荷  $Z_L$  に出力電流  $i_{00}$  が流れていたとする。このとき  $e_{c11}=e_{c22}=0$ ,  $e_{c12}=e_{c21}=E_s$ ,  $i_{11}=i_{00}$  である。つぎに  $CR_{12}$  を点弧すれば、このとき  $L_{12}$  に印加される電圧  $e_{L12}$  および  $L_{11}$  に誘起する電圧  $e_{L11}$  は次式で表わされる。

$$e_{L12}=e_{L11}=e_{c12}=E_s-e_{c11} \quad (2.2)$$

他方負荷  $Z_L$  に直列インダクタンスを有し、転流インダクタンス  $L_{11}=L_{12}=L$  が十分大きいとき、極短時間（数十  $\mu s$ ）の消弧期間中に負荷電流  $i_{00}$  および転流リアクトル電流  $i_{12}$  が変化しないものとする。

$$i_{12} \doteq i_{00} \quad (2.3)$$

となる。したがって転流コンデンサ電流  $i_{c11}$  および  $i_{c12}$  は、

$$(i_{c11}+i_{c12})=i_{12}+i_{00} \doteq 2i_{00} \quad (2.4)$$

ところで、この間  $CR_{11}$  に印加される電圧は、

$$e_{CR11}=e_{c11}-e_{L11} \quad \text{であるから、}$$

$$e_{CR11}=e_{c11}-e_{L11}=e_{c11}-e_{c12} \quad (2.5)$$

また、コンデンサ電流はそれぞれの容量に比例して分流するから、

$$\left. \begin{aligned} i_{c11} &= \frac{C_{11}}{C_{11}+C_{12}} \cdot 2i_{00} \\ i_{c12} &= \frac{C_{12}}{C_{11}+C_{12}} \cdot 2i_{00} \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

上式と  $e_{c11}=0$ ,  $e_{c12}=E_s$  なる初期条件とから、

$$\left. \begin{aligned} e_{c11} &= \frac{1}{C_{11}} \int_0^t i_{c11} dt = \frac{2}{C_{11}+C_{12}} \cdot i_{00} \cdot t \\ e_{c12} &= E_s + \int_0^t i_{c12} dt = E_s - \frac{2}{C_{11}+C_{12}} \cdot i_{00} \cdot t \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

ゆえに、式 (2.5) と上式とから  $CR_{11}$  の電圧は、

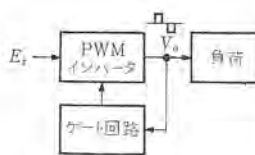
$$e_{CR11} = \frac{4i_{00}}{C_{11}+C_{12}} \cdot t - E_s \quad (2.8)$$

となる。すなわち、上式が負の期間中  $CR_{11}$  は逆バイアスされて消弧する。したがって、サイリスタのターンオフタイムを  $t_{OFF}$  とすると、所要転流コンデンサ容量は次式で与えられる。

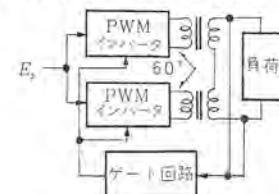
$$(C_{11}+C_{12}) = \frac{4i_{00}}{E_s} \cdot t_{OFF} \quad (2.9)$$

以上のようにして、 $CR_{11}$  消弧後負荷電流は  $D_{12}-N_{11}-Z_L-L_{22}-CR_{22}$  を通って貫流する。また、前述の転流期間中に蓄積されたエネルギーは、 $D_{12}-N_{11}-L_{12}-CR_{12}$  を通るとともに、変成器  $CT_1$  の作用で  $D_{12}-N_{21}-D_{31}-E_s$  を通って電源に帰還される。

つぎに、逆方向に出力電圧を出す場合、 $CR_{21}$  を点弧すれば前記とどうようにして  $CR_{22}$  が消弧する。このとき、まだ負荷電流  $i_{00}$  が図示方向であれば、 $D_{12}-N_{11}-Z_L-L_{12}-D_{21}-E_s$  を通って負荷無効電力が帰還される。以後どのような動作を繰り返す、前述の原理とどうようなパルス幅変調出力が得られる。

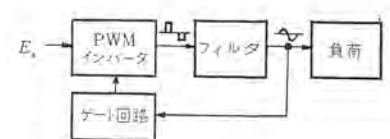


(a) 単一インバータ方式

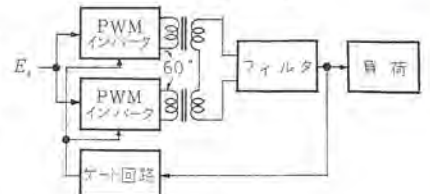


(b) 多重インバータ方式

図 2.4 方形波出力インバータ  
Fig. 2.4 Square wave inverter.



(a) 単一インバータ方式



(b) 多重インバータ方式

図 2.5 正弦波出力インバータ  
Fig. 2.5 Sinsoidal wave inverter.

## 2.3 出力電圧調整および波形改善

前述のようにこの PWM インバータは、サイリスタの点弧位相、すなわち ゲートパルス の位相差制御により出力電圧を変えられるから、出力電圧を検出して上記位相制御を行えば自動電圧調整を容易にできる。この構成図を図 2.4 および図 2.5 に示し、前者は方形波出力、後者は正弦波出力の場合である。同図において (b) の方式は 2 台の PWM インバータ を設け、互いに  $\pi/3$  の位相差で運転し交流出力側で直列接続している。したがってこの合成出力  $e_{LT}$  は式 (2.1) と、これに対して  $\pi/3$  だけ位相を有するものと和になり次式で表わされる。

$$\begin{aligned} e_{LT} &= \frac{4E_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^{2n-1}\theta}{2n-1} \sin(2n-1)\omega t \\ &+ \frac{4E_s}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin^{2n-1}\theta}{2n-1} \sin(2n-1)\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \\ &= \frac{4E_s}{\pi} \left[ \sqrt{3} \sin \frac{\theta}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{\sin \frac{5\theta}{2}}{5} \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sqrt{3} \sin \frac{7\theta}{2}}{7} \sin\left(7\omega t - \frac{\pi}{6}\right) + \dots \right] \quad (2.10) \end{aligned}$$

すなわち  $\pi/3$  なる位相差をもつ PWM 波を重ねると基本波と  $(6n+1)$  次高調波とは 3 倍に、 $3(2n-1)$  次高調波は 0 に、 $(6n-1)$  次高調波は変化なしというようになり、高調波が大幅に軽減される。

なお、2 台のインバータは直流側に対して並列接続の場合と直列接続の場合とがあるが、各インバータに対する負荷力率角が  $\pi/3$  も異なるため直列接続では直流電圧の分担がむずかしくなる。

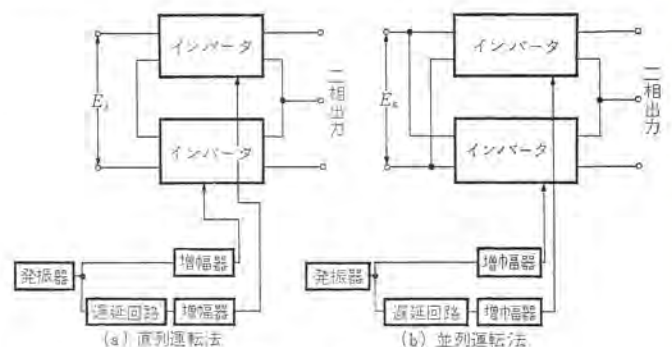


図 2.6 多相インバータ構成図  
Fig. 2.6 Block diagram of polyphase inverter.



## 2.4 多相出力インバータ

多相インバータにするには、以上に述べたようなインバータを相数だけ使用して所定の位相差で動作させればよい。(図2.6)この場合も電源側に対し並列接続する場合と直列接続する場合とがあるが、高圧のインバータである点と、各相間の負荷不平衡も大きくなる点を考慮すると、直列接続する方が有利になると考えられる。この直列運転法については次章で詳述する。

## 3. 高圧化の問題点

### 3.1 サイリスタの直列接続

サイリスタ製造技術の発達が著しく、1,000 V以上の耐圧を有する素子が増えるようになり、今後いっそうのサイリスタ耐圧の向上があるものと考えられるが、回路条件によってはなおサイリスタを複数個直列接続して使用せねばならない場合がある。

インバータに使用する場合、サイリスタの耐圧の決定は、

$$\frac{2\sqrt{2}E_s}{V_{BO}} \approx 1$$

$E_s$ : 回路のスイッチングサージ電圧 (rms)

になるように、すなわち回路に現われるサージ電圧の約2倍の $V_{BO}$ を有するように、サイリスタ素子の選定および複数直列接続数を決定する必要がある。

しかし、サイリスタを直列接続する場合には逆方向電圧分担のほかに、点弧・消弧期間中の順方向の電圧分担を考慮する必要がある。

サイリスタを複数個直列接続する場合の問題点として大きく分類すると、

(1) 逆方向電圧分担および点弧・消弧期間を含めた順方向電圧分担

(2) 点弧方法

の二つの問題に集約することができる。

#### 3.1.1 電圧分担法

インバータにおいて、転流時の急しゅんな過渡電圧をスイッチング特性に差異のあるサイリスタに対して確実に分圧させることは非常に困難とされていた。

すなわちターンオン、またはターンオフ時のサイリスタインピーダンスはきわめて低く、これに対して従来から用いられている図3.1のようなコンデンサと抵抗による分担方法では、非常に大きなコンデンサときわめて低い抵抗を必要とする。この方式では直流電圧分担、サージ電圧分担、ホール蓄積効果の除去に対して有効であるが、一方非導通時の漏れ電流による損失と並列コンデンサの充放電損失とがきわめて大きくなり、しかも上記コンデンサの蓄積エネルギーはほとんどターンオン時にサイリスタ内で消費され、サイリスタの過熱を招く欠点がある。

したがって、従来は素子のスイッチング特性のよく一致したものを選別して用いなくてはならず、3個以上の多数の直列接続は実用上不可能と考えられていた。

これに対し、われわれは図3.2に示すような転流リアクトル分割法を考案しこの問題を解決した。

この方法ではリアクトルの変成器作用により、端子電圧は巻数に比例して分圧され、また分圧コンデンサ $C_1$ は転流コンデンサ $C_{11} \sim C_{12}$ と同じ転流効果をもつため、自由に大容量とすることができる。したがってサイリスタのスイッチング特性に差異があり、ターン・オフの早い素子があってもその並列コンデンサの放電電流により、ターン・オンのおそい素子のリアクトルの逆方向電圧を生ぜしめ、電圧分担

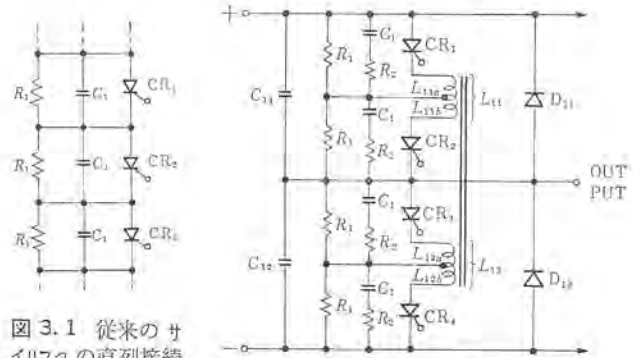


図 3.1 従来のサイリスタの直列接続  
Fig. 3.1 Conventional thyristor series connection.

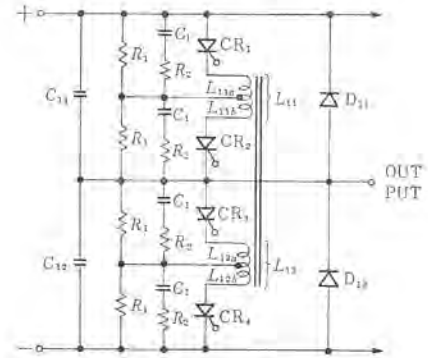


図 3.2 サイリスタの直列接続  
Fig. 3.2 Thyristor series connection.

は点弧期間のほぼ全体にわたって等しく保持される。これは消弧の場合もどうようである。

なお、分圧コンデンサ $C_1$ に直列接続された抵抗 $R_2$ は、分割されたリアクトル間の漏れインダクタンスによる振動を抑えるため、きわめて低抵抗であり、したがって損失も小さい。また定常的な電圧分担はもちろん従来とどのように並列高抵抗 $R_1$ により行なわれる。

この方法によりとくに素子の選別を行わずに多数の直列接続が容易となったのである。

#### 3.1.2 点弧方式

直列接続したサイリスタを点弧する場合、信号の与え方が問題になってくる。

ゲート信号の与え方を大別すると下記の2種類になる。

- (a) ゲートパルス発生器より同時に複数個パルスを出す方法
- (b) 従属点弧法

(a)の方法は各サイリスタにそれぞれ絶縁されたゲート信号を送る方法として、直列数と同じ個数の二次巻線を有したゲート回路を設ける方法であり、最も好ましいものであるが高圧絶縁を施す必要があり、またパルス変圧器を分布巻きにし、二次側各巻線の漏れリアクタンスを同一にする必要がある。

(b)の方法は直列に接続したサイリスタのうち1個にゲートパルスを与え、他の素子は1個が点弧する際に生ずる回路電圧、電流の変化によって従属的に点弧させる方法である。

しかし、この点弧方式については最後に点弧するサイリスタのスイッチング損失を規定値以下に抑えるよう考慮する必要がある。

### 3.2 インバータの直列運転

多相インバータにする場合などにおいては、電源が高圧であるから各相インバータを直流電源に対して直列接続することが得策である。しかし、各ユニットインバータの負荷が不平衡になると直流側の見かけの抵抗に差異を生じ、したがって各インバータの入力電圧は直流側見かけ抵抗に比例して分圧され不平衡を生じる。

このような現象をなくすためにわれわれは図3.3に示すように三次巻線 $N_3$ を設け、これを整流して直接直流電源に帰還した。

同図において直列台数を $M$ 、一次巻数を $N_1$ とすると、

$$N_3/N_1 = M \quad (3.1)$$

に選択されている。

したがって各ユニットインバータに印加される電圧 $E_{su}$ は

$$E_{su} \leq E_s \cdot N_1/N_3$$

である。

他方各ユニットインバータ印加電圧の和は $E_s$ でなければならないから、その電圧安定点では、



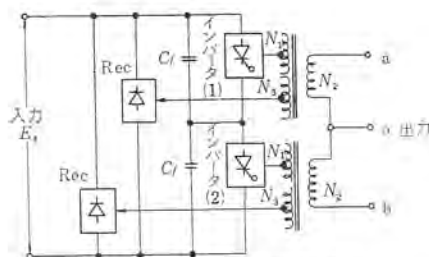


図 3.3 インバータの直列運転法  
Fig. 3.3 Inverter series operation.

$$E_{SD} = E_g \cdot N_1 / N_3 \dots\dots\dots (3.2)$$

となり正確な分圧点に限定される。

また上記三次巻線整流帰還回路は負荷無効電力の帰還作用をも兼ねることができる。

以上のようにして交流負荷側に不平衡のある場合でも インバータの直列運転が可能となり、高圧インバータに適したものとして実用することができる。

### 3.3 サージ対策

インバータを車両に应用する場合、外雷サージおよび電車の内部機器によって発生するスイッチング・サージに対する保護を考える必要がある。

サージ対策としてはいろいろのものが考えられるが、図 3.4 に示すものもその一例である。

同図において  $L_i$  は架線のインダクタンスを等価的に表わしたものであり、 $Th$  はセレン・アレスタでサージ電圧を制限するものである。 $C_f$  はサージ吸収コンデンサであるとともに、インバータの電源インピーダンスを低くしてインバータの高調波電流の供給を容易ならしめるものである。 $Di$  はシリコン整流素子で、これは上記コンデンサ  $C_f$  と架線のインダクタンス  $L_i$  との振動をよく制するものである。

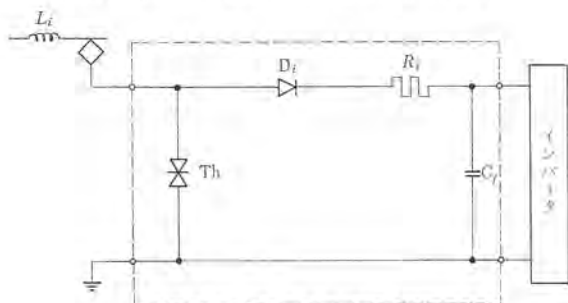


図 3.4 サージ吸収回路  
Fig. 3.4 Surge absorber.

## 4. 車両への応用

以上インバータの基本原理および高圧化の問題点について概説したが、車両用としてこれを応用する場合、特殊な条件のため制約されその実用化への進展が妨げられてきた。最近サイリスタ応用技術の発展により、これらの困難な障害も取り除かれつつある。

以下車両用としてインバータを応用した場合の問題点、および当社が従来の車両用電動発電機に代わるものとして開発した DC 600 V、3 kVA サイリスタインバータについて述べる。

### 4.1 車両用としての条件

車両用インバータとしては、入力直流電源が DC 100 ~ 200 V でバッテリー源であるような低圧回路にはすでに実用化され、DC-DC コンバータとして新幹線などにおいて実施されている。

しかしながら電源が DC 600 V、または DC 1,500 V で、しかも架線よりその電力の供給を受ける場合は、以下述べるような

車両用高圧インバータ・小原・山村・太田・赤松

いろいろの困難な条件を満足するものでなければならない。

(1) 入力電圧が高い。

架線電圧は直流 1,500 V、または 600 V の 2 種が一般的であるためインバータとしてはこれらの電圧に十分耐える必要がある。

(2) 電源電圧の停電や変動に対してもつねに安定であること。電車の走行に伴い電源電圧が大幅に変化する。これはほか列車の運転や変電所との距離間隔に基因するもので、その値は公称電圧に対し +10%、-40% 前後である。また変電所より架線への給電系統の関係上架線にはデッドセクションが設けてあるが、このセクションを通過する場合、あるいはパンタグラフの離線などにより短時間の停電を生じることがある。

このようないわゆる外乱に対してもインバータとしては正常な動作を行なう必要がある。

(3) サージに対して十分耐えること。

入力に変電所より架線を介して受ける関係上、変電所のほか、線路インピーダンスが存在する。変電所の内部定数の一例は図 4.1 のとおりであり、また線路定数は抵抗 0.04  $\Omega$ /km、インダクタンス 1mH/km といわれている。このようなインピーダンスに対しても、また外雷や内部機器の開閉サージに対してもサイリスタの損傷をきたさないよう保護する必要がある。

(4) 耐振性が必要である。

起動・走行・停止をひんぱんに繰り返すほか、新幹線電車のように最高 200 km/h(55 m/sec) で走行する場合もあるので、振動に対しては十分な対策を施すべきである。

(5) 重量・スペースの制限がある。

電車の軽量化をはかるため装置は極力小形、軽量でなければならない。

(6) 騒音のないことが望ましい。

(7) 防じん・防水が確実であること。

電車床下につり下げられる関係上、とくにブレーキシュアの粉末やそのほかのほこりの侵入を防止する必要がある。

(8) サイリスタの冷却方式は自冷式が望ましい。

防じん、そのほかを考慮してサイリスタの冷却方式は自冷式が望ましい。

(9) 保守点検が容易であること。

これは車両以外でもどうようであるが損耗部分がない利点を生かし日々の点検、保守を省き安定な動作が期待される。

### 4.2 回路方式

インバータの回路方式としてはその転流方式、主回路構成、帰還方式などによりいろいろに分類されるが、その詳細は別稿に譲るとして車両用高圧インバータとしての回路方式について述べる。

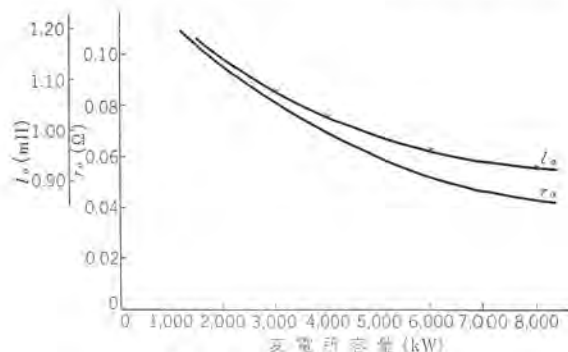


図 4.1 変電所内部定数  
Fig. 4.1 Impedance of substation.

### (1) 主回路方式

車両用としてとくに重要な問題である高圧化の問題を解決するための方式としては3章で述べた。

#### (a) サイリスタ直列接続法 (3.1.1項, 図3.2)

#### (b) ユニットインバータ直列接続法 (3.2節, 図3.3) のほかに

#### (c) DCチョップパインバータ方式

が考えられる。

(c)の方式は図4.2に示すようにDCチョップパによってある電圧に降圧したのち、インバータによって直流—交流変換する方式である。しかしDCチョップパが転流失敗時インバータに高圧が侵入するという問題点がある。

一方高圧インバータは従来の電動発電機に比べて離線、またはデッドセクション通過時瞬時停電するという欠点がある。この欠点を取り除く方法として図4.3に示すような方式がある。

#### (d) インバータインバータ方式

この方式は高圧インバータで低圧交流に変換した後整流しバッテリーを充電し、停電時このバッテリー源により低圧インバータを駆動し、必要最少限の点灯および交流電源を供給するものである。

### (2) 制御方式

車両用としてとくに離線およびデッドセクション通過時においても正常動作するような制御方式とするため次の点をとくに考慮する必要がある。

#### (a) 確実な起動であること。

#### (b) 出力変圧器を飽和させないこと。

一般にインバータの出力変圧器は飽和を防ぐために鉄心の最大磁束密度を通常の1/2~1/3に低く選ぶか、または空ゲキを入れるかするがこのためきわめて大形になる欠点がある。したがってゲート制御方法によってこれを防ぐ必要がある。

#### (c) 過渡応答が十分早いこと。

入力電圧変動および負荷変動がきわめて大きいのでこれらに対し応答が早く、かつ安定であることが必要である。

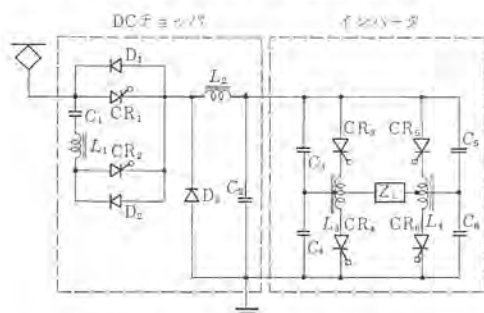


図 4.2 DC チョップパインバータ方式  
Fig. 4.2 DC chopper+inverter system.

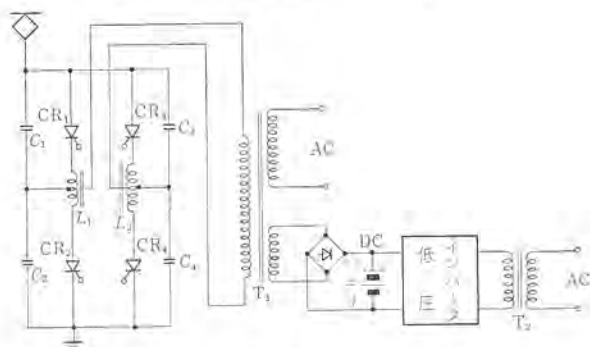


図 4.3 インバータインバータ方式  
Fig. 4.3 Inverter+inverter system.

### 4.3 特長

車両用高圧インバータは従来の電動発電機に代わるものであり、サイリスタをスイッチング素子として使用するため次のような特長を有している。

#### (1) 電力変換効率がきわめて高い。

静止形インバータは本質的に損失がきわめて少ないため、電動発電機の50~60%に比べ70~85%の効率を発揮できる。

#### (2) 安定な出力電圧が得られる。

架線電圧の急変や負荷変動に対しても、定電圧制御装置により電圧変動率はつねに±2~3%の安定な出力が得られる。

#### (3) 寿命が長く信頼度が高い。

電動発電機の電気ブラシや軸受部のような電氣的、機械的摩耗部分が少ないため寿命が長く高い信頼度を期待しうる。

#### (4) 振動や騒音がない。

回転運動部分がないので振動や騒音がなく、近代的車両用として好個のものである。

#### (5) 小形、軽量である。

入力電流が少なく、かつブリッジ回路で構成しているため比較的小容量のサイリスタを用い装置を小形軽量化している。

#### (6) 自冷式である。

冷却方式は自冷式であるためコンパクトな構造となっている。

### 4.4 DC 600 V, 3 kVA インバータ

#### 4.4.1 装置の仕様

入力電圧	DC 600 V	+10% -40%
出力電圧	AC 200 V	±5% (ケイ光灯用)
	AC 100 V	+10% -0% (電灯用)
	DC 36 V	+10% -0% (制御、放送、無線用)
定格出力	3 kVA 連続	
出力相数	単相	
周波数	120 c/s	
周波数精度	±5%	

#### 4.4.2 装置の構成

この装置の構成を図4.4、簡略主回路図を図4.5に示している。すなわちDC 600 V 架線から供給される電力はNFB、入力過電流検出回路を通ったのち、サージ吸収回路により内雷、外雷サージを吸収し、PWM式高圧インバータにより直流から交流に変換され、それぞれの負荷に供給される。

この装置の写真を図4.6に示す。

#### (a) 過電流検出

インバータが転流失敗した場合、または過負荷になった場合サイリスタなどにより構成された過電流検出回路によって検出し、NFBの分路トリップコイルを励磁し回路をシャ断する。

過電流検出からNFBシャ断までの時間は20~30 msである。

#### (b) サージ吸収回路

3.3節で述べたようにセレンアレスタ、コンデンサ、ダイオードによって構成され、外雷サージおよび車両内部機器によるスイッチングサージを吸収するとともに、電源のインピーダンス減少の役割も果している。

#### (c) PWM 高圧インバータ

サイリスタをブリッジ回路に組んだ変流器帰還式PWM方形波インバータである。その原理は2章において詳述したので省略する。

図4.5においてサイリスタは20 A, 400 V 素子であり、1アーム4個直列接続している。

使用サイリスタの外観写真を図4.7にその特性を表4.1に示す。



(d) 制御回路

図 4.4 に示すように発振器、増幅器、磁気増幅器、整形増幅器により構成され、インパタの出力電圧を検出し、整流後磁気増幅器の帰還巻線にフィードバックすることにより出力電圧を定電圧制御するものである。

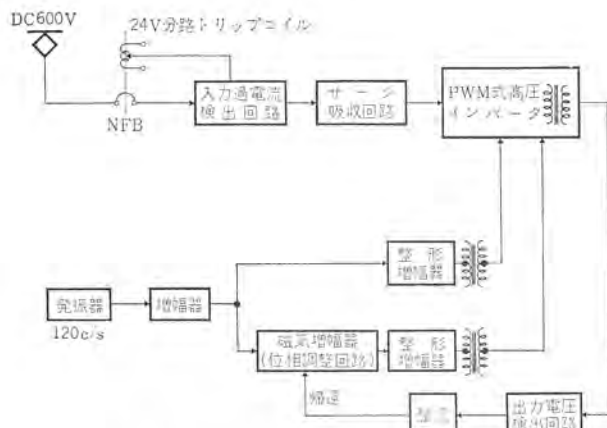


図 4.4 高圧インパタ回路構成  
Fig. 4.4 Block diagram of high voltage inverter.

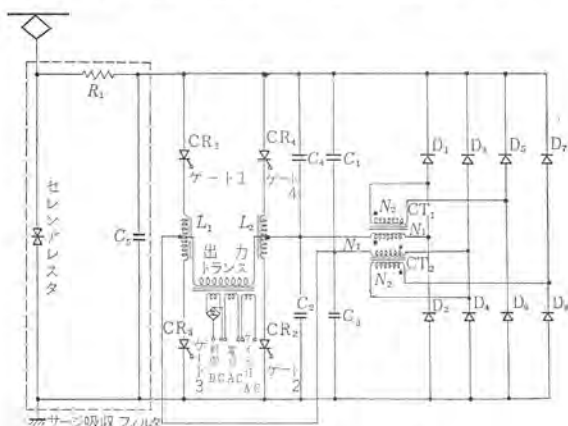
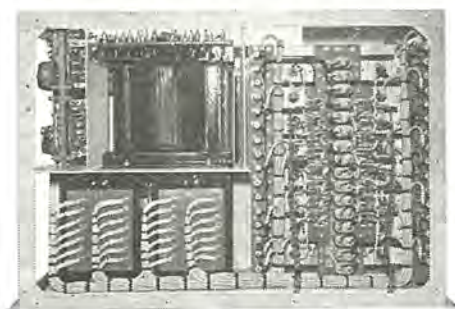
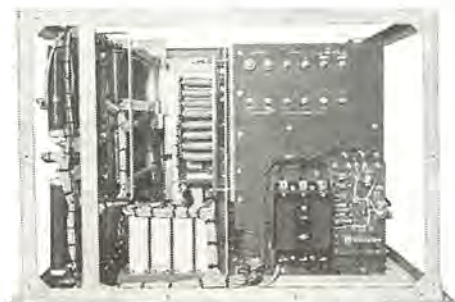


図 4.5 簡略主回路  
Fig. 4.5 Simplified main circuit diagram.



(a) 前面



(b) 裏面

図 4.6 高圧インパタ装置内観  
Fig. 4.6 High voltage inverter apparatus.



図 4.7 使用サイリスタ外観  
Fig. 4.7 Thyristor used for high voltage inverter.

すなわち図 4.8 に示すように入力電源電圧の上昇、および負荷電流の減少時は帰還量が増大し出力パルス幅が小さくなり、逆に入力電源電圧の減少、および負荷電流の増大時は帰還量が減少し出力パルス幅が大きくなる。

4.4.3 現車試験結果

以上述べたように当社が開発した高圧インパタはかすかすの新機軸を有しているが、これらの特性について確認するための現車試験を帝都交通丸の内線において行ない、きわめて良好な結果が得られた。

(a) 定常特性

定常特性はきわめて良好で、設計条件を上まわる結果が得られた。

図 4.9 に AC 出力特性（入力電圧変動に対する諸特性）を、図 4.10 に AC 出力変動特性を示す。

これらの結果からも明らかなように架線変動、負荷変動に対する出力電圧変動率は +3%～-1.0% できわめて良好であった。

(b) 出力波形

100% 負荷時にて直流入力電圧  $E_d$  が 660 V, 600 V, 360 V のおのおのにつき方形波出力電圧  $E_{out}$  および出力電流  $I_{out}$  の波形は図 4.11 のとおりである。

(c) 過渡応答

図 4.12 に現車試験波形を示す。この波形結果からもわかるように負荷の急変 (0%→100%) および電源電圧変動に対してもきわめて安定である。負荷 100%→0%→100%, 急変直後の

表 4.1 使用サイリスタ特性

最大定格	2SF 298
セシ頭逆耐電圧 (V)	400
過渡セシ頭逆耐電圧 (V)	480
セシ頭順阻止電圧 (V)	400
平均電流 (A)	20A (180度通電 ケース温度58°C)
過電流耐量 (A)	300A 1 サイクル
セシ頭ゲート入力 (W)	5
平均ゲート入力 (W)	0.5
セシ頭ゲート電流 (A)	2
セシ頭ゲート順電圧 (V)	10
セシ頭ゲート逆電圧 (V)	5
動作温度 (°C)	-30~+100
維持トルク (kg・cm)	30

変動 (電源電圧 および負荷)	方形波出力
$E_d \rightarrow$ 大	
$E_d \rightarrow$ 小	
$I_o \rightarrow$ 大	
$I_o \rightarrow$ 小	

図 4.8 PWM 方形波インパタの定電圧動作  
Fig. 4.8 Constant voltage regulation of PWM square wave inverter.

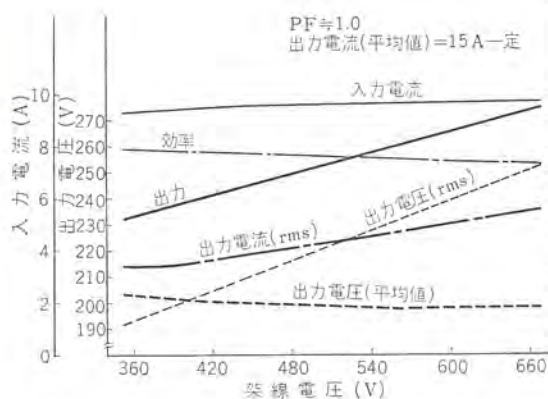


図 4.9 AC 出力特性  
Fig. 4.9 AC output characteristic curves.

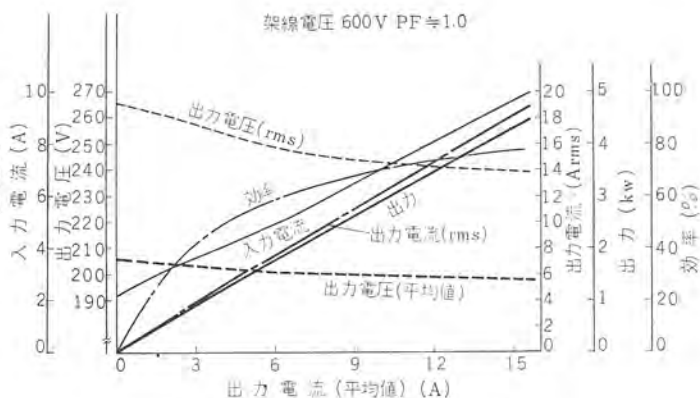
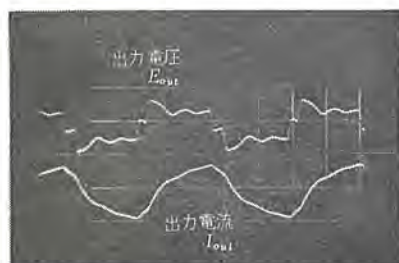
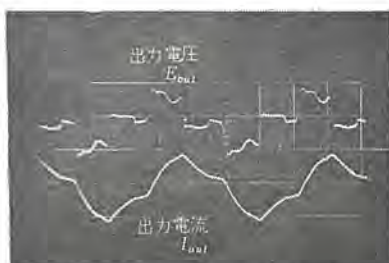


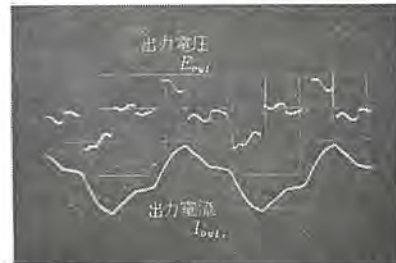
図 4.10 AC 出力変動特性  
Fig. 4.10 AC output voltage regulation curves.



(a) 架線電圧 DC 360 V 時



(b) 架線電圧 DC 600 V 時



(c) 架線電圧 DC 660 V 時

ヨコ軸 2 ms/div タテ軸 電圧 400 V/div  
電流 20 A/div

図 4.11 高圧インバータ出力波形 Fig. 4.11 Output waveforms of the high voltage inverter.

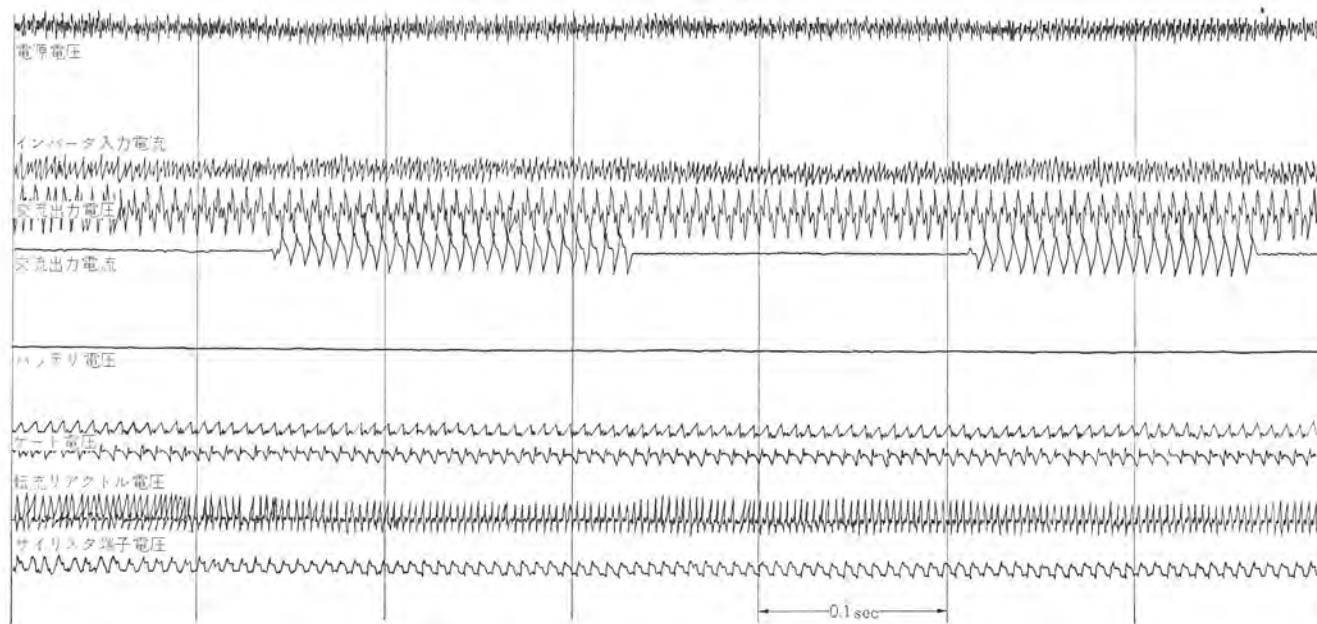


図 4.12 現車試験 オシログラム (AC 負荷 0% ↔ 100%) Fig. 4.12 Typical oscillogram.

出力電圧変動は 20% 程度であるが、1 c/s 後には 15% に減少し、3 c/s 後には完全に回復する。

(d) 離線およびデッドセクション通過時

離線時の短時間停電およびデッドセクション通過時の長時間停電に対しても特殊な離線保護回路により完全な保護を行ない、転流失敗はまったくなかった。

(e) サージ対策

外雷サージおよび内雷スイッチングサージによる転流失敗は一度もなく、サージ吸収装置は十分その働きをなしている。

(f) 誘導障害

その影響はまったくなかった。

## 5. む す び

新しい高電圧、大容量のサイリスタ素子の出現は各方面にわたっ



ていろいろと新しい技術の発展を促がした。その一つの分野として直流高電圧を電源とするインバータ装置があるがとくに電気車用は電源、環境など高電圧以外の外的条件に左右され最も実現困難なものとされていた。さいわい当社は各種の問題点を新しいアイデアで解決し、直流 600 V, 3 kVA のインバータ装置を完成し現車試験で所期以上の好成績を収め貴重な資料をうることができた。これらをもとに設計した直流 1,500 V, 12 kVA, あるいは 5 kVA インバータもすでに工場試験を行ないつつあり、実用化に大きな拍車を

をかけている。

最後にこの装置の研究、試験にいろいろご指導下された社内外の各位に深い謝意を表する次第である。

#### 参 考 文 献

- (1) 大野：「三菱電機技報」39, 824 (昭 40)
- (2) 清水、蒲生：「三菱電機技報」37, 612 (昭 38)
- (3) 本文記載の各方式などについて多数特許出願中。

### 最近における社外講演一覽

年 月 日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所屬場所
39-10-16	大阪大学	アナログ 計算機の最近の進歩 パネルディスプレイ	柴谷 浩二	鎌 倉
39-10-20	電子機械工業会	利益管理と購買業務	山口孝逸	伊 丹
39-10-20	計測制御学会 日本自動制御協定会	最大原理における補助変数の求め方について	国方敏行	中央研究所
39-10-21	阪大 R. C. 研究会	クセノンランパイメージ 炉による帯融	荒居 徹	中央研究所
39-10-23	関電企画	ダイオード SCR の構造特性応の概要	船川 繁	北 伊 丹
39-10-31	電気計算	電源関係の制御装置	谷口敬一朗・民井精三	鎌倉伊丹工場
39-11- 3	機械学会	熱可塑性 プラスチックインサート 部の強度	土方明躬	中央研究所
39-11- 4	原子力学会	原子炉計装用トリップ 回路	川島克彦	中央研究所
39-11- 5	応用物理学会	Cs を用いた原子力振器形磁力計	安東 滋・大川清人 久保高啓	中央研究所
39-11- 5	応用物理学会	オプティカルペンシック 技術を使ったアルカリ 金属 原子の磁気共鳴変調	安東 滋・久保高啓 大川清人	中央研究所
39-11- 5	応用物理学会	En の発光	伊吹順章	中央研究所
39-11- 5	応用物理学会	Eds; Ag の発光	吉沢達夫	中央研究所
39-11- 5	応用物理学会	Ga As 単結晶中の不純物分布	岡田和夫	中央研究所
39-11- 5	日本 OR 学会	指数平滑法による受注予測と生産計画	服部 寛・徳山 長	本 社
39-11- 5	日本 OR 学会	機械工場半自動機職場における機械干渉問題と標準時間	徳山 長	本 社
39-11- 6	電気四学会九州支部連合大会	電子計算機による突極同期発電機的设计	林 弘幸	長 崎
39-11- 6	応用物理学会	InP P-n 接合の発光その 2: レーザ 作用	須崎 涉	中央研究所
39-11- 6	応用物理学会	レニウム 針状陰極の特性 (1)	青木正夫	中央研究所
39-11- 6	原子力学会	中性子の寄生散乱	柳下和夫・宮下恭一 岩岸 聡	中央研究所
39-11- 9	中央労働災害防止協会	照明と色彩	小堀富次雄	中央研究所
39-11- 9 ・ 10	日本工業技術協会	金形計加工技実務 セミナー	下野義祐	京 都
39-11-10	関西電子計算機 センタ	「シミュレーションセミナー」稿「ジョブジョブシミュレーション」および「機械干渉問題」	服部 寛	本 社
39-11-11	絶縁材料研究会	油入変圧器の冷却	山村隆司	伊 丹

# 電気車制御の無接点化

三橋 英一\*・永岡 栄\*

## Solid State Control of Electric Cars

Itami Works Eiiti MITSUHASHI・Sakae NAGAOKA

Two cars having the sequence control circuit completely turned to solid state were built for trial and tested in the field with success. For the present they are being operated commercially for a long period and compared with the contact type controls. It is aimed at doing away with much labor needed for the prevention of malfunction caused by poor contact or other mechanical troubles in the conventional design by changing it to contactless with simple composition and high reliability.

The newly built control circuits have features, besides 100 V DC solid state control, a cam motor of inverter system with steady operation, the limit current being controlled with PN PN semiconductor elements, the step position being detected by the combination of a proximity relay and thyristors, thus simple composition and excellent performance being assured.

### 1. ま え が き

動く機器から動かない機器への大きな移り変わりは、電気車の制御装置にも大きく影響を及ぼし、半導体制御素子の発展とともに急速に無接点化が促進されるようになった。

在来の継電器や小形カムスイッチによるシーケンス制御では、接点の接触不良や、機械的な事故による誤動作の防止に多くの時間と労力ならびに熟練を要するために、これを無接点によって解決しようとする要求が強く、無接点化の絶対的な条件として、信頼性の向上と長寿命が課せられている。

シーケンスにおいては、一用品の誤動作は全装置を停止させ、さらには暴走や焼損に至る重大な事故となりうることを考えれば当然の要求である。

電気車のシーケンス制御でも、カムモータと限流値の無接点制御はすでに一般化され、すぐれた成績を納めているが、制御回路全部の無接点化を行なうには、在来車と重連してどちら側からでも一括制御をしろることとか、制御電圧は DC 100 V 以外使用不可とかのいろいろな制約が多くて、これを満足する適当な制御素子が得られないために実用化が遅れているようである。

もちろん現在の豊富な制御素子を駆使して、電気的には制御を複雑にし、制御に消費する電力を多くすれば、ほとんどの要求を満足する無接点化をうることができるが、単に満足するシーケンスとするのみでなく、信頼性と経済性と保守能力の限界を考え、さらにはほかの制御機器と協調のとれたものとしなければならないというむづかしさがある。

このたび、古い電車の制御装置の更新に際し、制御回路を完全に無接点化した装置を製作する機会に恵まれたので、概要を報告する。

電車の制御回路は次のように大別できる。

- (1) 断流器制御回路
- (2) カムモータ制御回路
- (3) 限流値制御回路
- (4) ステップ位置検出回路

この制御装置でも、指令入力 DC100 V のオン、オフであり、制御される電磁弁・カムモータなどは定格 DC 100 V ものである。

今回の装置は電気的機械的に堅牢なサイリスタを主制御素子と

し、これにシリコントランジスタと磁気増幅器を補助的に使用する方式を採用した。

カムモータもサイリスタで制御する直流無接点方式であるが、ゲートの制御を小形インバータを備えた交流無接点で制御する方式を採用しており、動作が安定であるところが特長である。

現在、工場組み合わせ試験、現車試験も好成績で終了し、長期実用に供しつつ、その効用を在来車の制御装置と比較される状態にある。

図 1.1 は主制御器箱の正面よりの外観である。右半分に起動抵抗器短絡用の主回路カムスイッチ群と逆転器を、左半分には無接点としたステップ位置検出器と、各制御素子およびカムモータを納めてある。

図 1.2 は箱左側面にある無接点素子用のトレイ群を正面から見たもので、上段に左から論理回路・限流値制御・カムモータ制御の各トレイに分けて納めてある。下段は予備トレイとインバータになっている。

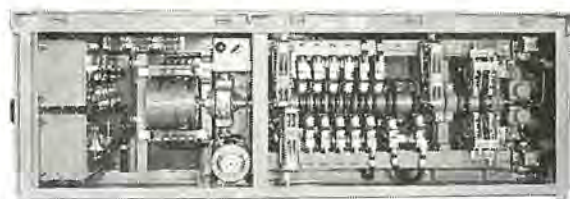


図 1.1 主制御器箱正面  
Fig. 1.1 Front view of main control box.



図 1.2 主制御器箱側面  
Fig. 1.2 Side view of main control box.



表 2.1 試作車の仕様

諸 基 架 車	元 成 綫 電 同 重 量	MT DC 1,500V	MT DC 1,500V
		M車 T車	M車 T車
		48.53 t 31.70 t	43.20 t 31.15 t
		66人 55人	82人 68人
加 減 最 主	速 迴 高 電 度 度 動 機	2.0 km/h/s	2.2 km/h/s
		約 95km/h(SF)	約 80km/h(SF)
		4 個	4 個
		HS-356 形	WH-536-JP-5 形
		150kW 750V 225A	127kW 750V 190A
		860mm (計算)	860mm (計算)
		61/26=2.35	74/24=2.55
		—	SC-1020
車 輛 滿 主	輛 車 電 動 機 特 性	2 個永久直列のもの2群 直並列制御	同 左
制 御 方 式	制 御 方 式	交互進段方式	
		5 kg/cm <sup>2</sup>	5kg/cm <sup>2</sup>
		DC 100V	同 左
		空氣ブレーキのみ	同 左

## 2. 試作車の仕様

## 2.1 諸元

表 2.1 のとおりである。図 2.1 は力行ノッチング曲線である。

## 2.2 制御方式の特長

(1) 直並列抵抗制御および界磁制御を行なう.

抵抗制御は2群の交互進段とし、界磁制御は南大阪線用のみ。

界磁 コイルタップ 切換えで行なう.

(2) 主幹制御器とステップ数の関係は次のとおりである。

ノッチ 1	全界磁起動	
ノッチ 2	直列制御	9 段
ノッチ 3	並列制御	8 段
ノッチ 4	界磁制御	1 段

(3) 主電動機故障の場合は1群2個単位で開放運転ができる。

(4) 力行 時: 断流器 (LS<sub>1</sub>, LS<sub>2</sub>) により主回路をシャ断す

る。

(5) 渡り方式 ブリッジ渡り方式である。

### (6) 保護裝置

- a. 主回路ヒューズ
- b. 高速度減流器

(7) 制御回路は保護回路関係以外はすべて無接点回路である。

(8) シーケンスドラム の位置検出は近接 リレー で行なっている.

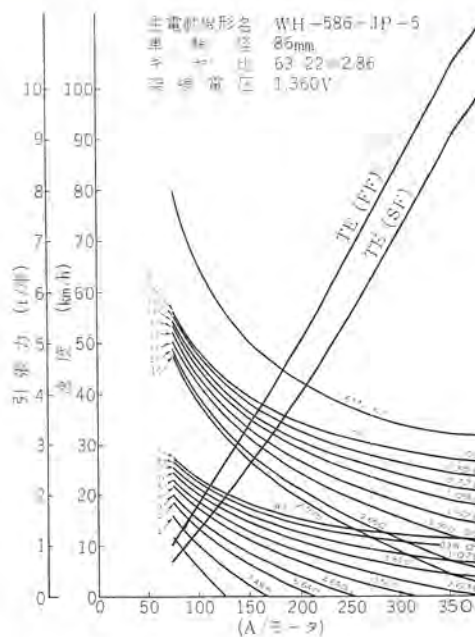


図 2.1 カ行ノッチング曲線

Fig. 2.1 Notching curve. (powering)

(9) 主回路電流は直流変流器で検出している.

(10) 限流値比較は PNP 半導体スイッチング素子で行ない、  
操作電動機駆動サイリスタのゲートは磁気増幅器で行なっている。

(11) 電流は直流のみであるが直流変流器、磁気増幅器用の交流電源は小形のインターパで供給している。

3. ツ ナ ギ

図 3.1 に主回路、図 3.2 に制御回路のツギを示す。主回路の構成は在来車とどのように単位スイッチとカムスイッチを用いた有接点制御である。

制御回路はサイリスタを主制御素子として使用し、これに近接リレーを組合わせて全体の無接点化を行なっている。この制御回路は在来の補助接触指を近接リレーとサイリスタに置き換えた構成にしてあり、在来のツナギの知識で今回の無接点化されたシーケンスがただちに読み取れるところに特長がある。

DCCT および カムモータ 制御用 サイリスタ の ゲート 制御の交流電  
源は数 W 程度でよいので ロイヤ 方式による簡単な トランジスタ 発振

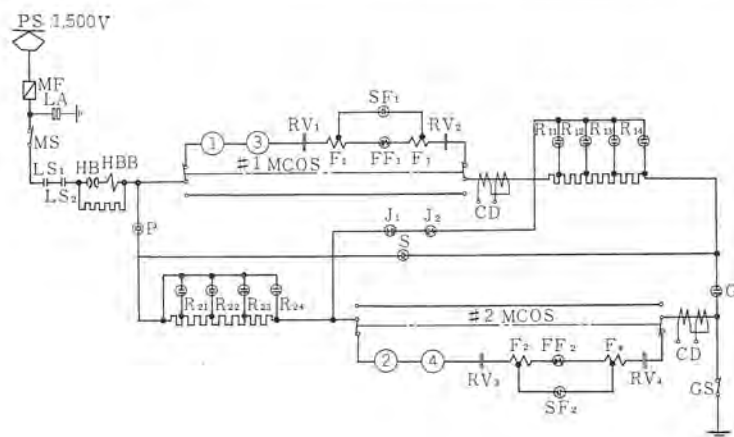


图 3.1 主回路

Fig. 3.1 Main circuit.

		断片 <sup>32</sup> analysis		抵抗の軸										
ソ ナ ギ テ	メ テ ラ	LS <sub>1</sub> HB LS <sub>2</sub>	P	S G	R <sub>17</sub>	R <sub>21</sub>	R <sub>12</sub>	R <sub>13</sub>	R <sub>23</sub>	R <sub>14</sub>	R <sub>24</sub>	FF <sub>1</sub> FF <sub>2</sub>	SF <sub>1</sub> SF <sub>2</sub>	J <sub>1</sub> J <sub>2</sub>
切	切	切	○	○								○		
直 列	1	○	○	○								○		
	2	○	○	○		○						○		
	3	○	○	○		○	○					○		
	4	○	○	○		○	○	○				○		
	5	○	○	○			○	○	○			○		
	6	○	○	○				○	○	○		○		
	7	○	○	○					○	○	○	○		
	8	○	○	○						○	○	○	○	
	9	○	○	○							○	○	○	○
並 列	10	○	○	○	○	○						○		○
	11	○	○	○		○	○					○		
	12	○	○	○		○	○	○				○		
	13	○	○	○			○	○	○			○		
	14	○	○	○				○	○	○		○		
	15	○	○	○					○	○	○	○		
	16	○	○	○						○	○	○	○	
	17	○	○	○							○	○	○	○
	18	○	○	○		○						○	○	○

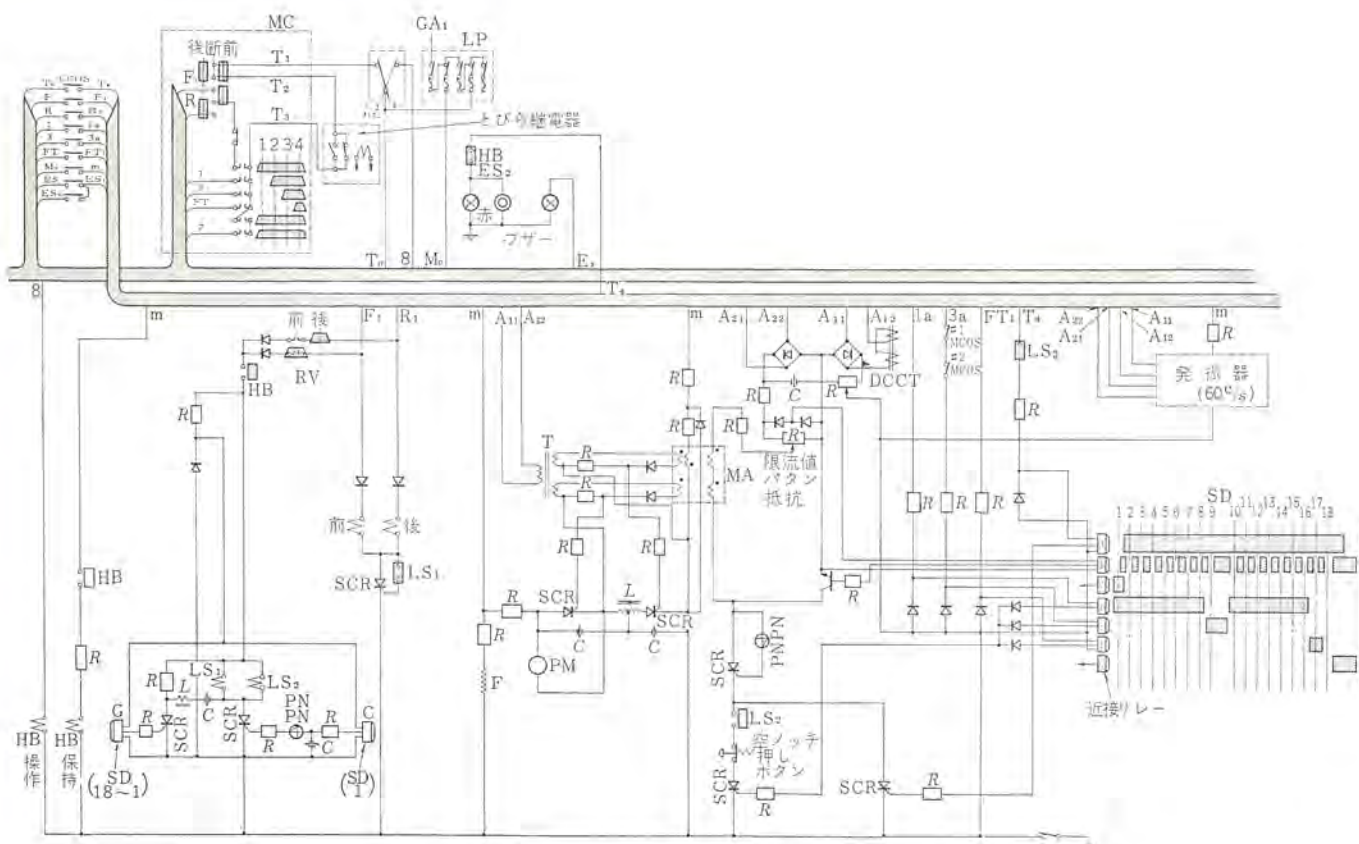


図 3.2 制御回路 Fig. 3.2 Control circuit.

器から与えている。

断流器群は旧品をそのまま流用しているので、この運動接点は有接点のまま用いている。

#### 4. カムモータ制御

カムモータ制御には、短絡継電器に代わり、サイリスタ制御が一般化されつつある。サイリスタを使用する場合、電源の種類から次の2方式に分類される。

(a) 交流電源によるサイリスタ制御

(b) 直流電源によるサイリスタ制御

そのほか直流電源からカムモータ用の交流電源をインバータで発生させる方式もあるが、起動停止のひん度の多いカムモータでは、突入電流が大きく、インバータの容量も突入電流に左右され、大きく得策でない。したがって現在この方式は行われていない。

##### 4.1 交流電源によるサイリスタ制御

電源の性質上サイリスタには、半周期ごとにかならず逆電圧が印加され、サイリスタのスイッチング動作は確実安定である。したがって

交流電源を有する電車のカムモータ制御にはこの方式が採用されている。

##### 4.2 直流電源によるサイリスタ制御

交流電源が存する場合、比較的簡単にサイリスタのカムモータ制御への適用は行なわれるが、交流電源をもたない電車では、直流電源によるサイリスタ制御方式を適用せねばならない。

この方式の特長として、架線電圧停電時でも、制御電源用蓄電池でカムモータを制御できることである。

直流電源によるカムモータ制御用としてのサイリスタ、オン、オフ制御方式は従来、いろいろ検討され使用されてきたが、今回行なったものはインバータ方式である。

回路は図 4.1 に示す。SCR<sub>1</sub> および SCR<sub>2</sub> は停止および起動用サイリスタで、SCR<sub>2</sub> 導通時、C<sub>1</sub> は充電される。SCR<sub>1</sub> が点弧し、操作電動機が停止作用を行なうと同時に C<sub>1</sub> の電荷は L を通って放電する。このとき、SCR<sub>2</sub> には L の誘起電圧が逆方向に印加して SCR<sub>2</sub> を消弧する。したがって動作が非常に安定している。

回路定数 L、C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub> は次式を使用した<sup>(2)</sup>、

$$C_1 = C_2 = \frac{2.2 \times I_0 \times T_{OFF}}{E} \quad (4.1)$$

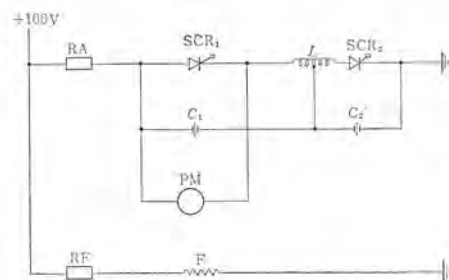


図 4.1 カムモータ制御回路

Fig. 4.1 Connection diagram of the circuit controlling pilot motor.

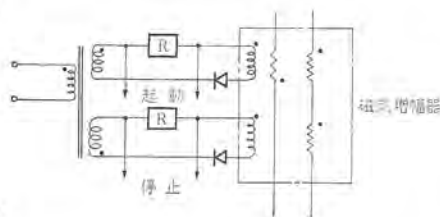


図 4.2 ゲート指令回路

Fig. 4.2 Control circuit of gate signal.

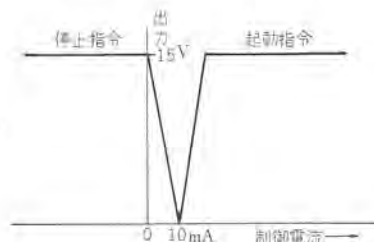


図 4.3 ゲート指令回路特性

Fig. 4.3 Characteristics of control circuit of gate signal.





図 4.4 カムモータ制御  
トレイ外観  
Fig. 4.4 View of pilot  
motor control unit.



図 4.5 カムモータ制御  
トレイ内観  
Fig. 4.5 Interior view of  
pilot motor control circuit.

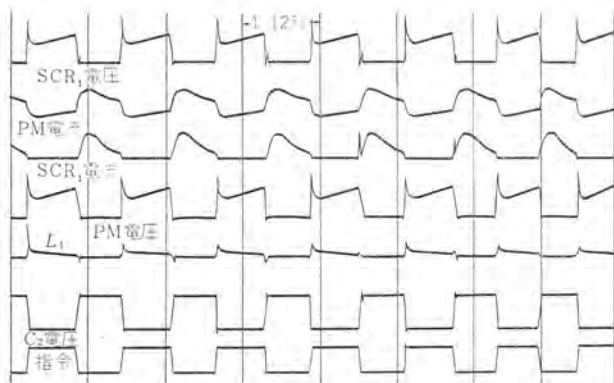


図 4.6 カムモータ制御部の各波形  
Fig. 4.6 Each wave form of pilot motor control circuit.

$$L = 2 \times \frac{2.2 \times E \times T_{OFF}}{I_0} \dots\dots\dots (4.2)$$

$I_0$  は電流,  $E$  は電源電圧,  $T_{OFF}$  はサイリスタのターンオフ時間をおのおのあらわす。

#### 4.3 ゲート指令回路

起動停止 ゲート 指令は、制御巻線回路を共用した 2 個の磁気増幅器で行なった。したがって起動指令、停止指令が同時に与えられることがなく、非常に安定な起動停止を行なう。

図 4.2 は ゲート 指令回路を示す。起電停止は別々の磁気増幅器を用いているが、起動指令は電源の一方の半周期間で行ない、停止指令は別の半周期期間で行なっている。したがって起動停止指令の間にはかならず電源の半周期時間の遅れが存在することになる。そのため起動用停止用 サイリスタには、同時に指令を与えることなく確実な起動停止ができる。

図 4.6 は起動、停止の早い繰り返し指令を与えたときの、各部の波形を示す。

### 5. 限流値制御

限流値制御の機能は次の 2 点である。

(1) 指示限流値と制御対象である主回路電流とを比較し、その大小によって次段の カムモータ 制御に指令を与える。

(2) 運転手の指令する ノッチ まで カム 軸 ステップ を進段させる指令 ノッチ と カム 軸 ステップ の比較論理を行なう。

従来行なわれている限流値制御は、限流継電器を利用し、その継電器の主回路 コイル、指示限流 コイル、ノッチ 指令と カム 軸 ステップ 位置比較 コイル などの電磁力の大小により接点を開閉し カムモータ 制御に指令を与えるものである。

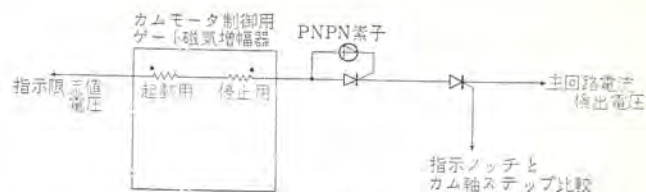


図 5.1 限流値制御回路図  
Fig. 5.1 Comparing and checking control circuit diagram.

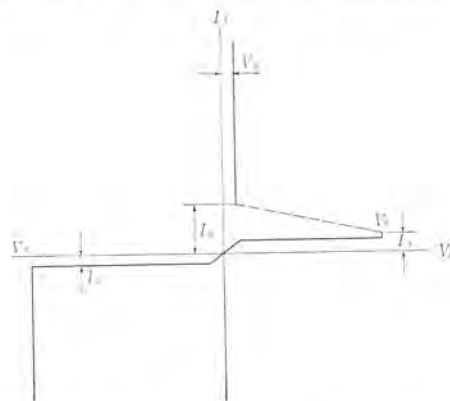


図 5.2 PNPN 素子のスイッチング特性  
Fig. 5.2 Switching characteristics of PNPN element.

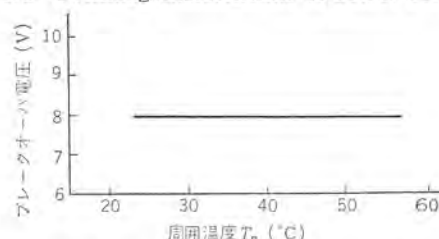


図 5.3 PNPN 素子の温度特性  
Fig. 5.3 Thermal characteristics of PNPN element.



図 5.4 限流 制御トレイ外観  
Fig. 5.4 View of pattern  
control unit.



図 5.5 限流制御トレイ内観  
Fig. 5.5 Interior view of  
pattern control unit.

今回行なった限流値制御回路は、サイリスタ・PNPN 素子・磁気増幅器で構成されている。これを図 5.1 に示す、主回路電流は小容量の直流変流器を使用し、指令限流値と主回路電流との比較は PNPN 素子の導通電圧を利用している。

PNPN 素子の出力はサイリスタで増幅し、カムモータ制御に指令を与える。指令 ノッチ と カム 軸 ステップ 位置との比較論理はサイリスタを利用している。

図 5.2 は PNPN 素子のスイッチング特性であり、図 5.3 はこれの温度特性である。

#### 特 長

(1) 限流値制御装置は電圧、電流的に限流継電器に比べて小形になった。

(2) 電圧比較に PNP 素子を使用したため、比較精度が向上した。

(3) 低電圧、小電流量になったため、定電圧用としてゼナダイオードが利用できた。

(4) 電源電圧変動の影響はなくなった。

(5) 回路構成が簡単である。

図 5.4 にトレイ外観、図 5.5 に内部の部品配置を示す。

## 6. ステップ位置検出と断流器制御回路

### 6.1 ステップ位置検出器

起動抵抗器をカムスイッチで短絡する制御方式をとる限り、カム軸のステップ位置を検出するものが必要である。これは、1ステップにあり全起動抵抗ははいっていることを確認して断流器を投入したり、マスコンの直列ノッチあるいは並列ノッチの指令により、そのステップにすればカム軸の回転を止める必要があるからである。

従来の制御装置では、所定の位置に銅片をはった絶縁円筒上に接触指でシュウ動し、あるいは小形のカムスイッチとカム板の組合わせでこのステップを検出していたが、摩耗やほこりによる接触不良から生ずる事故をなくするために、点検と保守に多くの労力を要している。

今回もこの部分の無接点化が最も問題となり、いろいろな方式を検討したが、近接リレーを利用することにより簡単な構成にまとめることができるので、信頼性の高い近接リレーを開発し、これを利用することにした。

この近接リレーは、図 6.1 に示す構成のものをモールドに成形してあり検出コイルのインダクタンスの変化を発振の停止の形で捕え、これを増幅成形して出力とするものである。

ステップの位置検出では1度の角度誤差も問題にされるので、近接リレーも細かい角度偏位が検出しうる能力が必要である。

図 6.2 は検出片とのすき間が変わった場合の検出位置の変わり

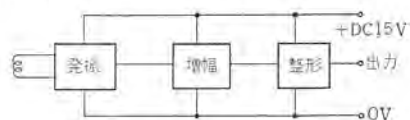


図 6.1 近接リレーの構成図  
Fig. 6.1 Block diagram of proximity switch.

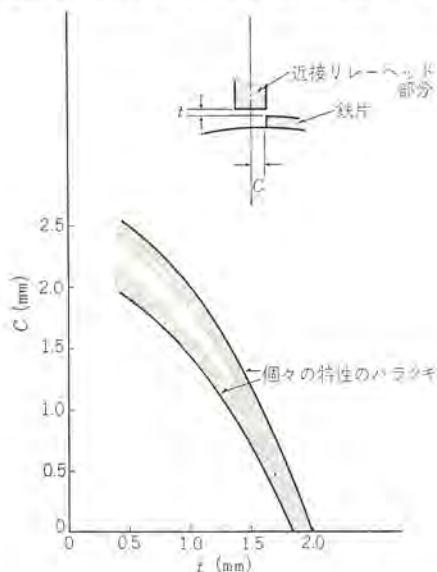


図 6.2 近接リレーの感度特性  
Fig. 6.2 Sensitivity characteristics of proximity switch.

方を示したものである。検出コイルは圧粉鉄心を利用しているので検出部は4mm径の小さいものである。感度範囲の領域が小さく、隣の検出片に感ずる恐れはまったくないため、電車制御装置のように狭い部分に多数個を詰めて取り付けるのにつごうがよい。この近接リレー式の場合次の特長をあげることができる。

(1) 検出部が鉄心入りのために指向性がよく、隣の検出片に感ずる恐れはまったくないので、小さくまとめることができる。

(2) 行きと帰りにおける動作点のヒステリシスが微少で無視しうるので検出片の設計が容易である。

(3) 検出片上を接触指のようにシュウ動しないので摩耗の問題がなくドラム径を箱の収納限度まで大きくして、細かい角度偏位を検出させることができる。

この近接リレーはすべてシリコントランジスタで構成され、ほかの部品とともに一体のものにモールドしてあるので、周囲温度の変化や激しい振動に対しても特性が安定している。

電源電圧は DC 15V であり、出力として 50 mA を連続供給しうるので 5 A 定格のサイリスタを直接制御するに十分な能力をもっている。

図 6.3, 6.4 はシーケンス論理回路部品を納めたトレイの外観および箱内部である。

### 6.2 断流器制御回路

電車運転の信頼に重要な役目を負っている断流器の制御には、運転手がオフ動作を行なったときは、断流器はかならず開放され



図 6.3 論理回路トレイ外観  
Fig. 6.3 View of logic circuit unit.



図 6.4 論理回路トレイ内観  
Fig. 6.4 Interior view of logic circuit unit.

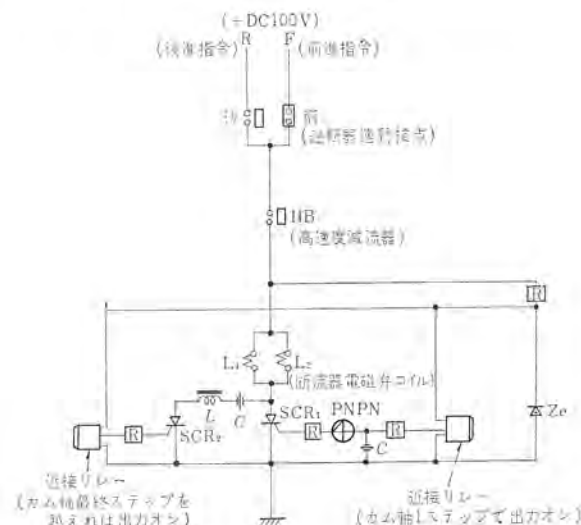


図 6.5 断流器回路  
Fig. 6.5 Control circuit of line breaker.



る構成になっていることが必要である。このため、主幹制御器からの オン・オフ 指令をこの断流器回路の電源とし、制御部品の状態に関係なく確実に開放されるようにしてある。図 6.5 はこの部分の簡略 ツナギ である。逆転器の前後の位置確認の連動のみは簡単で 100% 確実な無接点化が得られなかったので動作回数も少く、電流を投入したりしないところから従来どおりの有接点のまま残すことにした。

この断流器は次の条件がすべて満足されたときに投入されるものである。

- (1) 運転手为主幹制御器を操作して投入指令を出した。
- (2) 逆転器が指示どおりの位置にある。
- (3) カム軸がステップにある。

シーケンス制御に異常を生じた場合の断流器回路のバックアップとして次のものを備えている。

(1) 最終ステップでカム軸が停止するように指令されているにもかかわらず、これを回り過ぎた場合、主回路のカムスイッチで電流を切る前に断流器が開放する。これはツナギ図のSCR<sub>2</sub>の回路がこれに相当するもので指令を近接リレーの電源とし、最終ステップ以上の部分にある近接片を検出してSCR<sub>2</sub>を点弧させ、LとCによる転流によってSCR<sub>1</sub>を流弧するようになっている。

(2) カム軸が連続回転状態となり、停止しなくなったときは1ステップにきてても断流器は投入しない。これはSCR<sub>1</sub>のゲートにあるPNPN素子とR、Cでこの特性をもたせている。この素子のためコンデンサがある電位に充電されるまでSCR<sub>1</sub>は点弧しないので、連続回転状態で短時間1ステップ信号が出るような状態では断流器は投入されないことになる。

また、この回路構成は外来サージに対しても安定していることを示すもので、この容量の大きいコンデンサを高い電位まで充電するほどの強大なサージでない限りSCR<sub>1</sub>は点弧することはない。

## 7. 過電流検出器

前述の制御装置とは別途に開発した機種に過電流検出器がある。これは制御回路が無接点化されたときにその偉力を発揮するもので、長期間の使用や環境の変化に対してセット値の狂いを生じないことを特長としている。

この部品構成は図 7.1 に示すように、きわめて簡単である。補助CTでインピーダンス変換を行ない、負荷抵抗に発生する電位差を低電圧、高速度スイッチング作用を有するPNPN素子で検出し、サイリスタを点弧させるようにしたものである。内蔵のサイリスタにより、ほかのDC 100 V 負荷をオンしうる両機能が同時に得られるようにしてある。入力側の補助CTは限流値制御に使用される主回路用DCCTの二次側に結合させるように選んであ

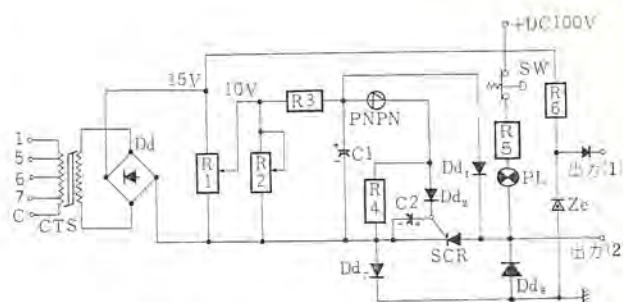


図 7.1 過電流検出器のツナギ図  
Fig. 7.1 Circuit diagram of over current detection.

り、また入力側のコンデンサにより適当な時限をうることができ

る。PNPN素子のすぐれた特性により、周囲温度の変化によるセット値の狂いは考慮する必要がない。

## 8. 現車試験結果

現車においては、外部からのノイズによる誤動作が心配されたが、現車試験結果では、誤動作は認められず通常の制御装置とどうように、シーケンス動作、近接スイッチ、位置検出状態、限流値刻み、ステップ進段状態、カムモータ制御状態などは、きわめて安定した動作を示し、とくにPNPN素子を使用した限流値比較制御は良好であった。

## 9. む す び

大容量サイリスタの発展によりチョップ制御方式による主回路の無接点化が在来の制御装置にとって代わる日もそう遠くないと考えられているが、断流器、高速度シャ断器、逆転器、制動転換器などの器具が依然必要であり、シーケンス制御の無接点化はますます重要なものとなってくる。

今回の制御回路の無接点化は長年の念願であった完全無接点化の第一歩に突入したものとして、信頼性と寿命の成果を大いに期待されている。

この経験をもとに、さらにシーケンス制御回路の簡素化をはかり、信頼性をいっそう高めたいと念願している。

終わりに今回の試作に際し、いろいろご教授と便宜をはかっていただいた近畿日本鉄道の各位に対して厚くお礼申し上げる。

## 参 考 文 献

- (1) オーム社：シーケンス自動制御便覧
- (2) 大野：「三菱電機技報」39, 824 (昭 40)

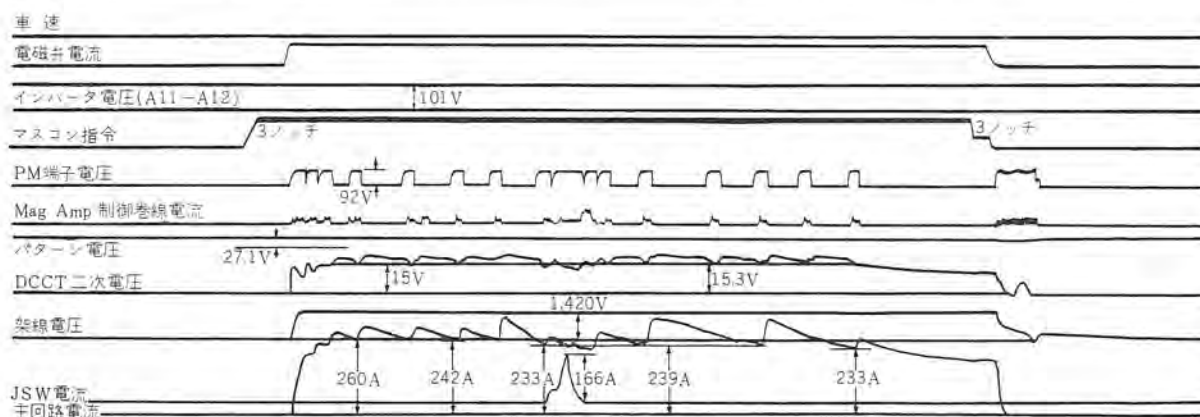


図 8.1 現車運転中のオシログラム

Fig. 8.1 Oscillogram in test running.

名 称	登 録 日	登録番号	発 明・考 案 者	関 係 場 所
編機支持装置	40- 4-15	766013	佐藤善男・篠原良二	都 山
蓄冷枕	40- 4-15	766014	村山悦朗	商品研究所
コードバンド	40- 4-22	766599	神谷昭美・田口幹雄	中 津 川
コード吊下げ装置	40- 4-22	766600	三津沢武夫	和 歌 山
ステップモーターの固定子装置	40- 4-24	766716	林 正之・佐藤安俊	福 山
電流制限器	40- 4-24	766717	入 江 厚	福 岡
静電フィルタ装置	40- 4-24	766718	上田時芳	福 鐘 倉
磁性物除去装置	40- 4-26	766907	高島秀二・山下源一郎 柳下儀兵衛	大 船
防湿形ランプホルダ	40- 4-26	766908	田中民雄	大 船
電気毛布の温度制御装置	40- 4-26	766908	祖父江常雄・中村富家	群 馬
電気毛布の温度制御装置	40- 4-26	766910	柴山一郎・東 邦弘	群 馬
温度調節器	40- 4-26	766911	加藤義明	群 馬
ちょうつがい装置	40- 4-26	766912	野畑昭夫・村岡和典	群 馬
石油ストーブ用燃焼芯体	40- 4-26	766913	根岸宣匡	群 馬
トースタの自動装置	40- 4-26	766914	加藤義明・町原義太郎	群 馬
自動温度制御装置	40- 4-26	766915	加藤義明・岡上 廉	群 馬
除鉄装置	40- 4-26	766916	諏訪 寧・柳下儀兵衛	大 船
回転ドラム形磁気選別機	40- 4-26	766917	諏訪 寧・柳下儀兵衛	大 船
ケイ光灯スタンド器具の取付装置	40- 4-26	766918	岩崎善敏	商品研究所
回路シヤ断器用応動装置	40- 5-22	769421	{松尾昭二・宮川 孝 兼本成則	福 山
電気計器用平衡装置	40- 5-22	769422	岡崎 昭・小野達男	福 山
電力用開閉器の操作装置	40- 5-22	769424	太田 忍・小山 貢	伊 丹
直線偏波の偏波面旋回装置	40- 5-22	769425	河村 孝	無 線
目盛装置	40- 5-22	769426	{高島 登・小野達男 寄森正樹	福 山
油圧押し上げ装置	40- 5-22	769429	杉山正司・岩田鋼二	名 古 屋
機関始動開閉装置	40- 5-22	769430	浅野哲正	姫 路
ポータブルテレビの電源トランス	40- 5-22	769431	杉多重雄・柳川 滋	無 線
刃形開閉器	40- 5-22	769432	小沢靖彦	名 古 屋
パイロット継電装置	40- 5-22	769433	三上一郎・森 健	神 戸
エレベータ用ガイドレール	40- 5-22	769434	瀬原田三郎・田中邦雄	名 古 屋
フック支持装置	40- 5-22	769435	田中正徳	福 岡
フック支持装置	40- 5-22	769436	田中正徳	福 岡
フック支持装置	40- 5-22	769437	田中正徳・田中政和	福 岡
誘導電動機の並行運転装置	40- 5-22	769438	尾畑喜行・生駒鎮郎	神 戸
フライホイールマグネット	40- 5-22	769440	三木隆雄	姫 路
直流電動機の起動装置	40- 5-22	769442	細野 勇	伊 丹
記録紙送り装置	40- 5-22	769444	小野達男・寄森正樹	福 山
マグネット付属器具の取付装置	40- 5-22	769445	藤田隆徳・三好 栄	姫 路
配電器の軸受部潤滑装置	40- 5-22	769446	黒岩利明	姫 路
機関着火用自動進再装置	40- 5-22	769448	市川 和・荒州利弘	姫 路
機関着火用自動進角装置	40- 5-22	769449	荒川利弘	姫 路
内圧防爆形電気機器の保護装置	40- 5-22	769450	大石憲昭	長 崎
内燃機関点火配電装置	40- 5-22	769451	浅山嘉明	姫 路
放射線照射装置	40- 5-22	769462	菰原 智・津田栄一	中央研究所
静電フィルタ装置	40- 5-22	769467	上田時芳	鎌 倉
静電フィルタ装置	40- 5-22	769468	上田時芳	鎌 倉
温度ヒューズ	40- 5-22	769423	祖父江常雄・内田武士	群 馬
デイスボーズ	40- 5-22	769428	岩田尚之・藤崎滋昭	群 馬
ジュース	40- 5-22	769439	{武井久夫・服部信道 岩田尚之	群 馬
扇風機保護ワフ	40- 5-22	769443	吉村 勉・牛越 涼	中 津 川
電気釜の自動温度制御装置	40- 5-22	769447	加藤義明・岡上 廉	群 馬
天井扇首振旋回装置	40- 5-22	769452	増田元明	中 津 川
扇風機俯仰角調節装置	40- 5-22	769453	市岡 洋	中 津 川
扇風機俯仰角調節装置	40- 5-22	769454	長瀬卯三郎・市岡 洋	中 津 川
ショーケース庫内冷気循環装置	40- 5-22	769455	池沢勝郎	岡 静





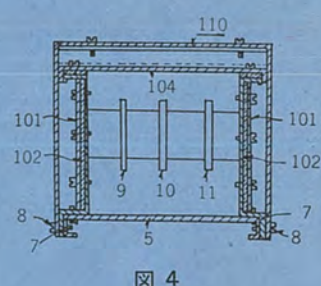
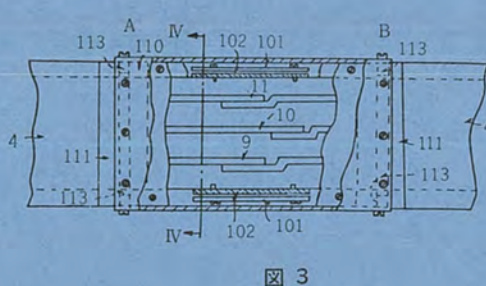
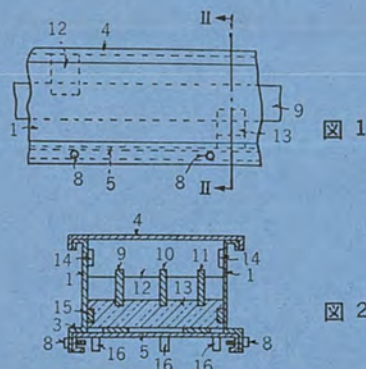
# 特許と新案

パ ス ダ ク ト

発 明 者 堀 田 滋 矩

この発明は屋外に使用される パスダクト に関し、その目的とするところは パッキング を使用せず長期間にわたってすぐれた防水性能を保持し得る製作容易な パスダクト を得るにある。

図 1, 2 において、(1) (1) は下部水平部 (3) (3) が下方に折り曲げられた両側板、(4) は上記両側板 (1) (1) の上部に溶接手段によって固着された上板、(5) は上記両側板 (1) (1) の下部折り曲げ部内面と係合するように折り曲げられ、かつ両側板に着脱自在に取り付けられた底板、(9) ~ (11) は三相導体、(12) (13) は導体支持物でおのの両側板 (1) (1) に設けられた突部 (14) (15) に係合保持されている。(16) は ダクト 内壁に発生する水滴を排出する排水パイプ、(8) は ボルト である。上記のように構成されたこの発明による パスダクト は、雨水が上方および側方から当たっても内部に侵入することがなく、また下方からの雨水の飛マツ (沫) をも完全にシャ断することができ、従来のように パッキング を防水手段としていないから半永久的に防水性能を保持し得るものである。



また、上記のような単位 パスダクト を複数個機械的に連結する場合は図 3, 4 に示すごとく連結部を防水保護する。すなわち図 3, 4 において A, B は単位 パスダクト、(101) は上記単位 パスダクト の衝合部を パッキング (102) を介して連結する連結板 (110) は上記単位 パスダクト A, B の連結部分におけるそれらの上板および側板の外周部のみをおおうようにしたコ字形の外被板であって、その上部両端は上板 (4) に取り付けられた腕金 (111) にネジ (112) により固着され、かつ下部両端部は側板 (1) の下部垂直部 (7) にボルト (8) により固着されており、さらに側板 (1) (1) との間 ギ ン を側板に取り付けた シ ン 板 (113) で密閉している。したがって上記の連結構造によれば単位 パスダクト 相互間の連結部分は外被板により二重構造となっているから、連結部分も完全に防水性能を備えるものである。またこの発明による パスダクト によれば、底板を取りはずして容易に内部の点検を行なうことができる。(特許第 441024 号)

(松岡記)

## ス イ ッ チ ン グ 回 路

発 明 者 川 島 克 彦

この発明は原子炉において安全棒を制御するといったように、常に安全側に動作を行なう フェイル・セーフ なスイッチング回路に関する。従来のこの種のスイッチング回路は、リレー・接点、シュミット回路などが使用されているが、リレー・接点はこれが溶着すると安全棒が引き上げられたままの状態を保持し、原子炉が危険な状態に至ることがある。シュミット回路を使用した場合には前段のトランジスタのエミッタ・コレクタ間が短絡すると、これまた安全棒を引き上げたままの状態を保持する欠点があった。この欠点を改善するためこの発明では、図 1 に示すように、電離箱のような直流出力を出す検出装置 (21) の出力を方形波発生回路 (22) の出力とともに直流増幅器 (24) に導き、これをシュミット回路 (25)、交流増幅器 (26) を介し

て電磁石装置のような制御装置に導入する。なお図において (23), (29) はそれぞれ電源である。したがって図 2 に示すように、検

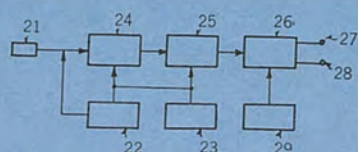


図 1

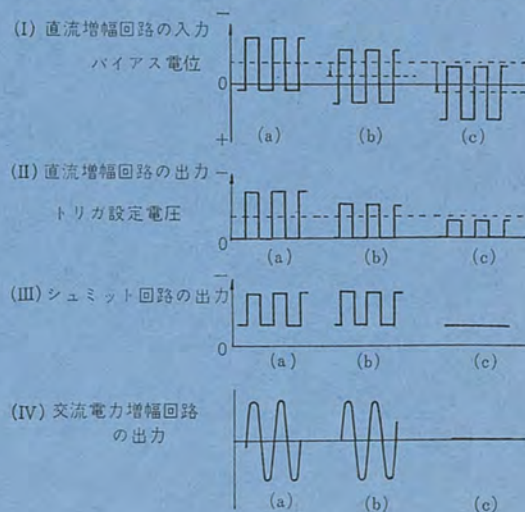


図 2



出装置(21)の出力がないときには(I)の(a)のようなパルス入力が入り(IV)の(a)の交流出力が交流増幅器(26)から生じ、たとえば安全棒を引き上げた状態を保持する。また(b)のように検出装置(21)の直流出力が安全領域にあるときにはこれまた交流出力が得られ安全棒は引き上げられている。そして(c)のように検出装置(21)の直流出力が増大して危険領域に入ると直流増幅回路(24)の

出力はシュミット回路(25)のトリガ設定電圧以下となり、交流出力は0となり安全棒を落下させることになる。もしシュミット回路が故障するとその出力は直流分のみとなり、交流増幅器(26)の出力はなく安全棒を落下させることになる。したがっていかなる故障によっても安全棒が落下する。つまりフェイル・セーフな動作を行なうことになる。  
(特許第 432041) (伊藤記)

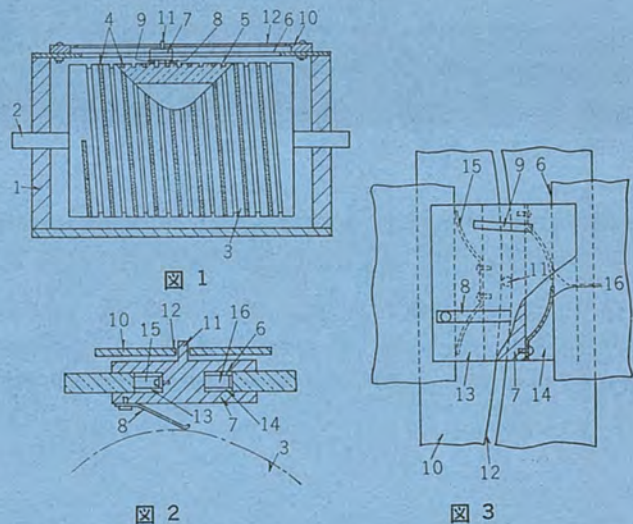
## 可 変 抵 抗 器

考案者 近藤 敬吉・森 川 洋

この考案は多回転形可変抵抗器の改良、とくに高精度の可変抵抗器を得ようとするものである。

多回転形可変抵抗器は、図に示すように、ドラム(3)にラセン案内ミゾ(5)を設け、このラセン案内ミゾ(5)間にこれと同一ピッチでラセン抵抗体(4)を設け、上記ラセン案内ミゾ(5)に遊合する突出片(9)と上記抵抗体(4)上をシュウ動する換触子(8)とを有する可動体(7)を回転ドラム(3)の長手方向に移動し得るように案内ミゾ(6)にはめ込み、ドラム(3)の回転から可動体(7)を移動させ、そのときのドラム上の抵抗体(4)の一端と上記換触子(8)との間の抵抗値を可変にするものである。

この考案は以上の構造の多回転形可変抵抗器において、上記可動体(7)と案内ミゾ(6)との間に板(15)(16)をそう入するとともに、可動体(7)を板(15)に抗して横方向に動かすためのカムミゾ(12)を設け、これに可動体(7)のピン(11)に係合させたものである。このような構造によれば、ドラム(3)を回転して可動体(7)を移動させれば、可動体(7)はカムミゾ(12)に規制されて移動するため、その抵抗値はドラム(3)の回転角とカムミゾ(12)の形状とによって変化することになる。したがってこのカムミゾ(12)の形状により抵



抗体(4)の抵抗値の局所的なバラツキを補正することができ、また逆に複雑な抵抗値変化を行なう可変抵抗器を得ることができる。

(実用新案登録第 729778 号) (竹歳記)

## 可 変 抵 抗 器

考案者 近藤 敬吉・森 川 洋

この考案は多回転形可変抵抗器の改良、とくに高精度の可変抵抗器を得ようとするものである。

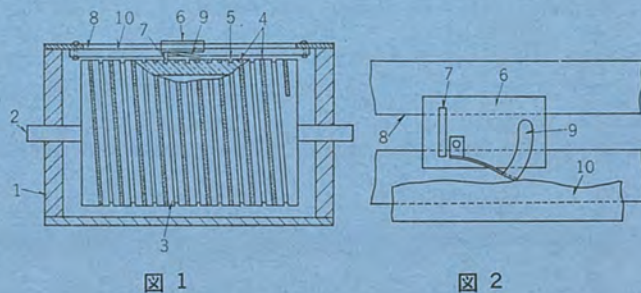
多回転形可変抵抗器は、ドラム(3)にラセン状案内ミゾ(5)を設け、このラセンミゾ間にこれと同一ピッチでラセン状抵抗体(4)を設け、上記案内ミゾ(5)に遊合する突出片(7)と上記抵抗体(4)上をシュウ動する接触子板(9)とを有する可動体(6)を上記回転ドラム(3)の長手方向に移動し得るように案内(8)にはめ込み、ドラム(3)の回転により可動体(6)を移動させ、そのときのドラム上の抵抗体(4)の一端と接触子板(9)との間の抵抗値を可変にするものである。

この考案は、以上の構造の多回転形可変抵抗器において、案内(8)と並行してカム板(10)を設け、このカム面を上記接触子板(9)の一部と接させたものである。

このような構造によれば、ドラム(3)を回転して可動体(6)を案内(8)に沿って移動させたとき、接触子板(9)はカム板(10)のカム面により動かされるため、その抵抗値はドラム(3)の回転角とカム板

(10)の形状によって変わることになる。したがって、抵抗体(4)の抵抗値の局所的な不均一を補正するようにカム板(10)の形状を定めておけば、得られる抵抗値はドラム(3)の回転角に正確に比例したものとなり、また逆にドラム回転角に対して複雑な抵抗値変化を得るようにカム板(10)の形状を定めることができる。

(実用新案登録第 729777 号) (竹歳記)





# 新形 24 kV 1,000 MVA C 形空気シャ断器

米沢克昌\*・信崎泰秀\*・藤原八郎\*

## Newly Developed Type "C" Air Blast Circuit Breakers Rated 24 kV 1,000 MVA 1,200/2,000 A

Itami Works Yoshimasa YONEZAWA・Yasuhide SHINOZAKI・Hachirō FUJIWARA

A number of type "C" air blast circuit breakers have been put into service for these ten years. In the meantime rationalization of facilities has been demanded even for switching stations and cutting down the dimensions and weight of apparatus is becoming vital requisite, particularly when the site is in the metropolitan area. To cope with the trend extensive improvements have been worked out with 24 kV 1,000 MVA air blast circuit breakers and new type "C" units have been developed having the weight and occupying space reduced to one third of the old design. They are of horizontal blast type, simple and sturdy in construction with easy handling. Various tests on them verify that they will meet severe duty called for against the latest breakers.

### 1. ま え が き

C形空気シャ断器は横吹付け形シャ断方式で、過去10年余多数が実用されてきたが、都心部の開閉所では、とくに寸法の縮小化が強く望まれるにいたったので、最も需要の多い24 kV, 1,000 MVAのシャ断器に対して徹底的な検討を加え、高性能でかつ重量、占有空間とも従来品の約 $\frac{1}{3}$ に減小し、空気消費量も約 $\frac{1}{2}$ にした新形シャ断器を開発、製品化した。

図1.1は新旧24 kV 1,000 MVA シャ断器の寸法を比較したものである。その主要な定格は下記のとおりである。

形 式	20-C-100L
電 圧	24 kV
電 流	1,200/2,000 A
シャ断容量	1,000 MVA II号
シャ断時間	5 c/s
操作圧力	15 kg/cm <sup>2</sup> -g
絶縁階級	20号B
重 量	500 kg

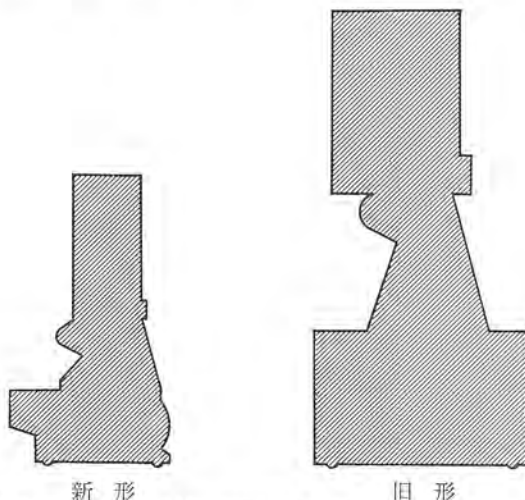


図 1.1 新旧 24 kV 1,000 MVA C形空気シャ断器の比較  
Fig. 1.1 Comparisons of dimensions of 24 kV 1,000 MVA type "C" air blast circuit breaker between new and old design.

このシャ断器はすでに東京電力株式会社角筈変電所ほかに納入され、標準品としてロット生産にはいっている。

以下にこのシャ断器の従来品に対する改良点、および主要な試験結果について報告する。

### 2. 構造および特長

図2.1に新形24 kV 1,000 MVA C形シャ断器の外観、図2.2にその側面図を示す。

動作は従来のものでどうよう空気タンク内の圧縮空気が操作シリンダに送られ、操作軸を回転して操作棒により可動接触子を開くと同時に操作軸に連動したカムにより吹付弁を開き、絶縁管を通して圧縮空気を送り、接触子間に生じたアークを消弧室内に押し上げて消弧する。可動接触子はシャ断後そのままの運動を続け最終位置で断路する。

投入はどうよう操作シリンダに圧縮空気を送り、操作軸を回転して可動接触子を投入する。

操作機構、吹付弁、可動、固定接触子などの主要構造部は従来品の実績を詳細に検討して小形軽量化を行なったが、さらに厳重な試験を行なって、従来以上の実用性能を有することが確かめら

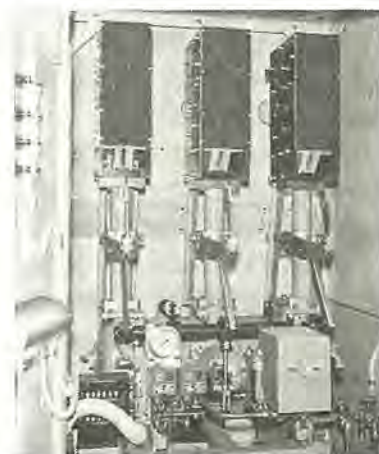


図 2.1 キュービクル内に納められた新形24 kV 1,000 MVA II号1,200 A C形空気シャ断器  
Fig. 2.1 24 kV 1,000 MVA 1,200 A New type "C" air blast circuit breaker in cubicle.

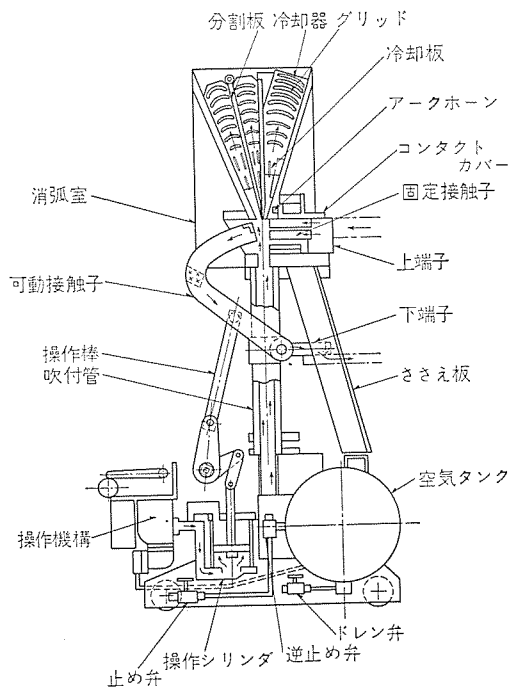


図 2.2 C形空気シヤ断器側面図

Fig. 2.2 Side view of type "C" air blast breaker.

れた。また小形化されたため加工精度をあげ、部品の互換性があることはもちろん、ほとんど無調整で組み立てることができるように留意した。

#### (1) 消弧室

図 2.3 に消弧室の断面を示す。

寸法は従来のものの約  $\frac{1}{3}$  となった。開発にあたり空気消費量をできるだけ少なくし、消弧室を小さくすることを目標に数種の消弧室について試験した結果、固定接触子側の冷却器容量を大きくし、冷却器上部の排気ガス冷却能力を強化することによりシヤ断性能を大幅に改良できた。

これは構造上、固定接触子側の冷却器が最も長時間 アーク にさらされるためこの冷却を強化すれば性能が向上するのは当然のことでもある。空気消費量も従来の約  $\frac{1}{2}$  で後述のように十分余裕のあるシヤ断性能があることが検証された。

#### (2) 吹付弁

図 2.1 に示すように、従来の各相に設けていたものを三相共通にした。この場合当然吹付弁径が大きくなり、これを開く際の操作力が大になるので滑動シールを使用し操作力の軽減をはかった。図 2.4 に組み立てられた吹付弁を示す。このようにブロック化されているので組立、点検は非常に簡単に行なえる。

#### (3) 操作機構

従来のシヤ断器は継電器による電氣的な自己保持、およびポンピング防止方式を採用していたが、図 2.5 に示すような機械的な自己保持、およびポンピング防止機構のついた操作機構を使用した。この機構は 60kV 以上の高電圧空気シヤ断器にも用いられており、部品の統一化をはかるとともに、瞬間励磁時の完全な動作も保証されることになった。

#### (4) 接触子

可動接触子を小形軽量化するとともに、固定接触子の一部にも導電性の良好な耐弧性合金をはり、シヤ断アークがアーク接触子に移行するまでの主接触部の消耗を防止し、多ひん度開閉用シヤ断器としても良好な特性を発揮するようにした。そのほか可動部の

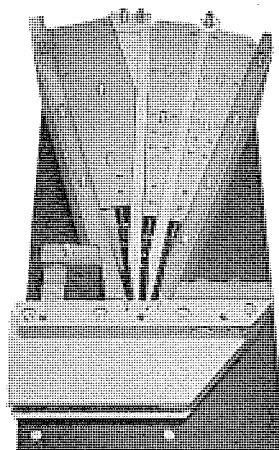


図 2.3 消弧室  
Fig. 2.3 Arc shut assembly.

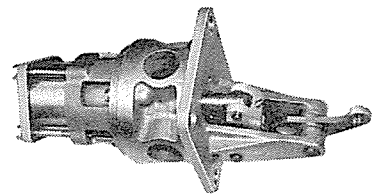


図 2.4 吹付弁  
Fig. 2.4 Blast valve assembly.

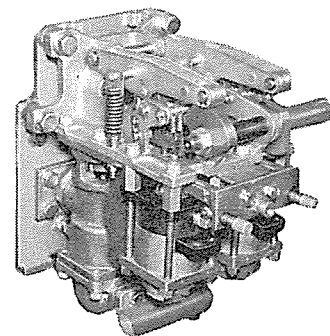


図 2.5 操作機構  
Fig. 2.5 Operating mechanism.

軽量化により操作シリンダ、緩衝器も小形化された。空気タンクも電力会社統一規格により 36kV 以下の屋内用空気シヤ断器は CO 一回分の空気タンクを有すればよいことになり、著しく小形化することが可能となった。

以上のように各部が小形化、ブロック化されたばかりでなく、横吹付け形空気シヤ断器のため下記のような特長を有している。

#### (a) 構造が簡単である。

ノズル形空気シヤ断器の直列断路器に相当する構造部分だけで JEC II 号のシヤ断性能を発揮できるので、再起電圧抑制用の並列抵抗、抵抗シヤ断点などの複雑な付属物がない。

消弧室、接触子、操作機構、操作シリンダ、吹付弁、緩衝器、空気タンクだけの非常に少ない構成要素からなり、各要素はブロック化されているため、なんら特別な知識を必要とせず容易に保守点検を行なうことができる。

#### (b) 接触部がシヤ断器を分解することなく点検できる。

シヤ断器の最も点検を要する部分の一つである可動接触子がシヤ断器開位置で消弧室をとりはずすことなくそのまま点検できる。

#### (c) シヤ断器を引き出すことなく保守点検ができる。

接触部、吹付弁、操作機構、操作シリンダはすべてシヤ断器前面から点検できる。またブロックごとに取りはずして点検できるため、シヤ断器を主回路、制御回路、空気配管など切り離して保守する必要がなく点検時間および床面積の減少が大きい。

また寸法、重量が軽減されたので、JEM 1114 単位閉鎖配電盤の E~G の完全引き出し形も要求によって製作可能である。

### 3. 試 験

JEC 145 相当の諸試験はもとより、縮小化を行なったため収納するキューピクルと組み合わせて徹底的な試験を行なった。

図 3.1 に示すように JEC 145, 24 kV 1,000 MVA II 号定格を裕度をもってシヤ断できることが検証された。

#### 3.1 短絡試験

##### 3.1.1 三相実負荷試験

新設された大容量短絡設備により 100% 短絡容量に対して十分な検証が行なわれた。



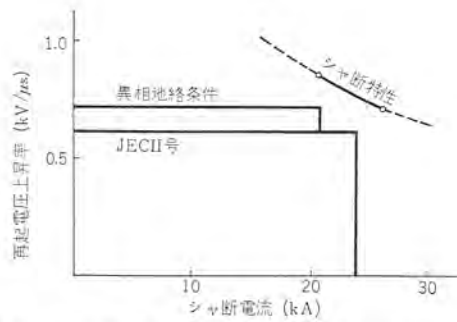
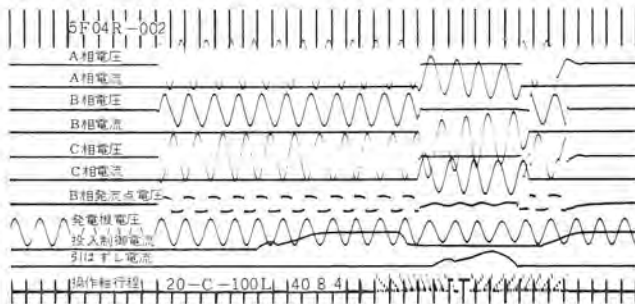


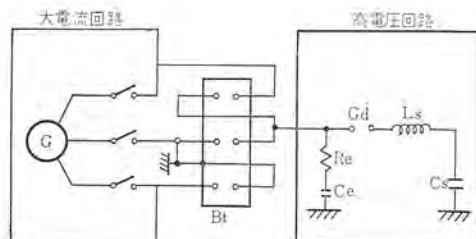
図 3.1 新形 24 kV 1,000 MVA II号 C 形空気シャ断器  
シャ断特性

Fig. 3.1 Natural frequency characteristics of new type "C"  
air blast breakers rated at 24 kV 1,000MVA.



試 験		三 相 実 負 荷 全 容 量 短 絡 試 験										
		試験 動作 責務	試験 操作 圧力 (kg/ cm <sup>2</sup> -g)	試 験 相	シャ断電流 対称分 (kA)	直流分 (%)	回復 電圧 (%)	給与 電圧 k V	固有再起電圧 周波数 振幅 上昇率 (kC/s) (kV/ μs)		投入 電流 (kA)	アーキ 時 間 (~)
5F04R- 001	O (1分)	12	A	23.5	18	97	24	6.7	1.3	0.35	—	0.6
			B	29	31						—	0.4
			C	23.5	30						—	0.6
5F04R- 002	CO (3分)	12	A	22.5	26	93	24	6.7	1.3	0.345	55	0.4
			B	28	20						70	0.75
			C	22.5	12						46	0.75
5F04R- 003	CO	15	A	22.5	25	95	24	6.7	1.3	0.345	53	0.65
			B	28	29						69	0.5
			C	22.5	0						40	0.65

図 3.2 三相実負荷短絡試験結果  
Fig. 3.2 Three phase interrupting test results.



G : 短絡発電機 Cs : 高電圧回路のキャパシタ  
Ls : 高電圧回路のリアクタ Gd : 放電ギャップ  
Ce : 再起電圧波形調整用キャパシタ Re : 再起電圧波形調整用抵抗  
Bt : 供試シャ断器

図 3.3 三相合成等価試験回路

Fig. 3.3 Circuit diagram of three-phase combined test.

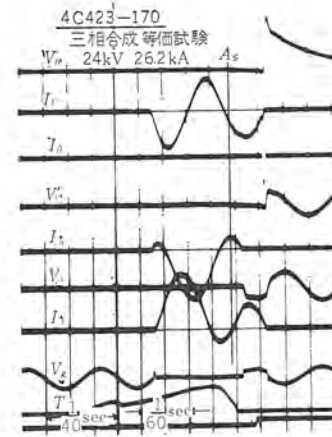
図 3.2 に 24 kV 1,000 MVA II号動作責務甲号の結果の オシロ  
グラムを示す。

### 3. 1. 2 三相合成等価試験

開発時には等価試験による設計試験が実施された。

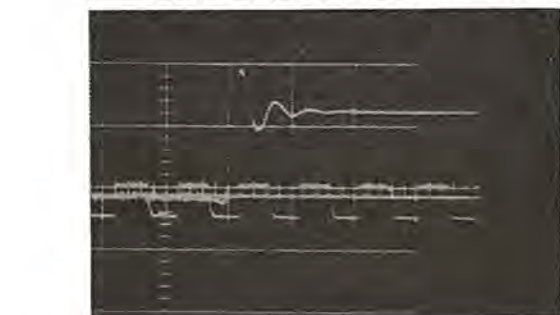
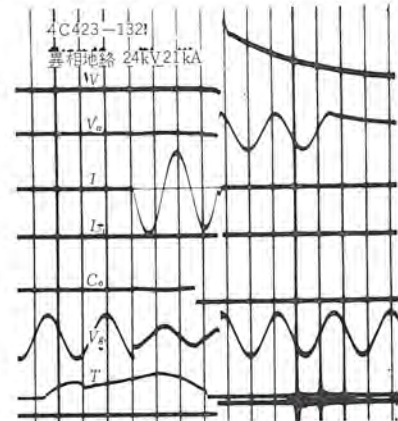
C 形空気シャ断器は キューピル 入り、または単独据付の場合で

新形 24kV 1,000 MVA C 形空気シャ断器・米沢・信崎・藤原



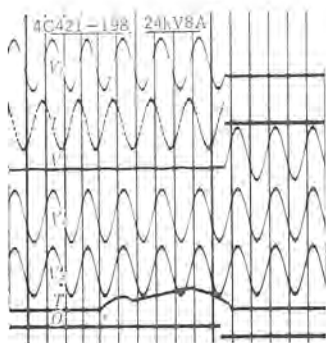
試 験 番 号		三相 JEC-II号 110%シャ断容量 24kV 26.2kA(三相合成等価)											
		試験 動作 責務	試験 操作 圧力 (kg/ cm <sup>2</sup> -g)	試験 相	シャ断電流		回復 電圧	給与 電圧	固有再起電圧		投入 電流	アーキ 時 間	
					対称分 (kA)	直流分 (%)	(%)	(kV)	周波数	振幅 振 幅 率	上昇率 (kV/ μs)	(kA)	(~)
4C423- 170	O	12	A										0.2
			B	26.5	—	93	24	9	1.5	0.72	—	0.6	
			C									0.6	

図 3.4 三相合成等価試験結果  
Fig. 3.4 Results of three-phase combined tests.



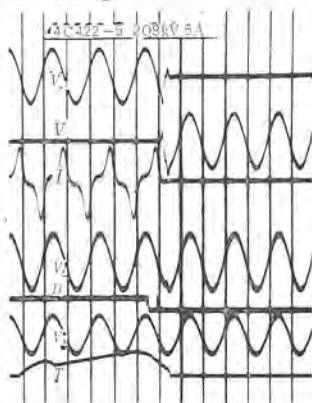
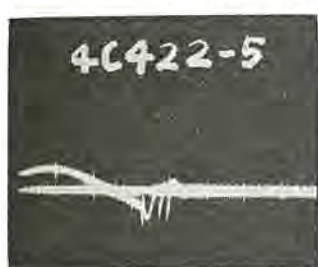
試 験  番 号	単相 24kV (定格電圧) 21kA (定格シャ断電流の87%) の条件におけるシャ断結果										
	試験 動作 責務	試験 操作 圧力 (kg/ cm <sup>2</sup> -g)	試 験 相	シャ断電流 対称分 直流分 (kA) (%)		回復 電圧 (%)	給与 電圧 (kV)	固有再起電圧 周波数 振幅 上昇率 (kC) (kV/μs)			アー ク 時 間 (~)
4C423- 132	O	12	A	21	—	93	24	9.1	1.5	0.86	0.5

図 3.5 単相地絡シャ断試験結果  
Fig. 3.5 Single phase ground interrupting test  
results inter phase voltage.



試験 番号	1 線地絡条件における健全相のシャ断相当 24kV 8A キャパシタ電流シャ断結果							
	試験 動作 責務	試験 圧力 (kg/cm <sup>2</sup> -g)	試験 電流 相 (A)	シャ断 電流 (A)	給与 電圧 (kV)	回復 電圧 (%)	再点弧回数 再点弧 再点弧	シャ断時 の過渡電 圧(倍数)
4C421-198	O	80	A	8	24	100	0 0	※ 1 以下

図 3.6 線間電圧による充電電流 シャ断試験結果  
Fig. 3.6 Capacitive current interrupting test results at inter phase voltage.



試験 番号	1 φ 20.8kV 5A 無負荷変圧器の励磁電流シャ断試験結果							
	試験 動作 責務	試験 圧力 (kg/cm <sup>2</sup> -g)	試験 電流 相 (A)	シャ断 電流 (A)	給与 電圧 (kV)	回復 電圧 (%)	シャ断 位相	シャ断時 の過渡電 圧(倍数)
4C422-5	O	16.5	A	5	20.8	100	φ 5	※ 1.5

※給与電圧波高値に対する倍数で表示

図 3.7 励磁電流 シャ断試験結果  
Fig. 3.7 Test results of exciting current interruption.

も比較的狭い場所に据え付けられることが多いため、シャ断時の対地セン絡なども検証することを目的に図 3.3 に示すように当所独自で行なっている三相合成等価試験回路により試験を行なった。この等価試験の等価性は 3.1.1 項の実負荷試験により最終的に確認され十分信頼度の高いことが判明した。

図 3.4 はこの結果のオシログラムである。

### 3.1.3 異相地絡シャ断試験

この種の定格電圧のシャ断器は、使用状態も過酷なことが多く、実用に際して単相地絡をシャ断することも考えられる。

図 3.5 はその試験結果であり、最低保証気圧 12kg/cm<sup>2</sup>-g においてシャ断に成功している。

### 3.1.4 充電電流シャ断試験

従来、単相充電電流 シャ断試験は相電圧の 1.25 倍で実施されてきたが、一線接地時の充電電流 シャ断の場合を考慮して線間電

表 3.1 24KV 1,000MVA 2,000A 温度上昇試験結果

試験条件	通電電流(A)	測定位置	温度上昇(°C)
10,000回操作試験前	2,000	上部端子	20
		固定接触子	22
		可動接触子	22
		下部端子	19
10,000回操作試験後	2,000	上部端子	22
		固定接触子	23.5
		可動接触子	23
		下部端子	21

表 3.2 24KV 1,000MVA 2,000A  
C 形 シャ断器 10,000 回操作試験結果

回数	操作	投入時間(ms)	開極時間(ms)
0	C	127	52
	CO	128	48
1,000	C	128	52
	CO	128	48
5,000	C	128	52
	CO	127	49
10,000	C	128	52
	CO	128	50

圧による単相充電電流 シャ断試験を実施した。

最低保証気圧 12kg/cm<sup>2</sup>-g において試験を行ない無発弧無再点弧であった。

図 3.6 はその結果の一例である。

### 3.1.5 励磁電流シャ断試験

図 3.7 は励磁電流 シャ断試験結果である。

試験は最も電流サイ断現象の生じ易い最高圧力 16.5kg/cm<sup>2</sup>-g で行なったが異常電圧倍数は給与電圧波高値の 1.9 倍以下であった。

### 3.2 温度上昇試験

表 3.1 に定格電流 2,000A の 10,000 回連続開閉試験前後の温度上昇試験結果を示す。

### 3.3 連続開閉試験

表 3.2 は 10<sup>4</sup> 回連続開閉試験の結果である。

## 4. む す び

以上新形 24 kV 1,000 MVA C 形空気 シャ断器の概要を説明した。すなわち

- (1) 旧形に比較して占有空間、重量は 30 % に減小した。
- (2) 各部分をブロック化し保守点検を容易にするとともに、部品の互換性はもとより、ほとんど無調整で組み立てができる。
- (3) ノズル形 シャ断器の断路部だけに相当する簡単な機構で、JEC 145 再起電圧規格 II 号に合格するきわめてすぐれたシャ断特性を発揮するほか、異相地絡 シャ断、一線地絡時の充電電流 シャ断など最近の過酷な使用条件を十分満足することが検証された。
- (4) シャ断時のアーク時間が短くなり、また可動、固定接触子の先端に耐弧性合金を使用しているため、接触子の損耗が著しく少なくなった。
- (5) 空気消費量が少なくなったので圧縮空気発生装置を経済的に選ぶことができるようになった。

本文では 24 kV 1,000 MVA のみについて報告したが、このシャ断器を基本として、主要部品をすべて共用した定格電圧 12 kV、36 kV 用新形横吹付形 シャ断器のシリーズも開発を完了し、すでに生産にはいっている。



## 神戸電鉄納め回生電車

## — 急コウ配線用新方式抑速回生 —

小原 太郎\*・久山 研一\*・太田 幹雄\*

## New Cars with Regenerative Brake of Kōbe Electric Railway

## — New Regenerative Brake System for Steep Gradient —

Itami Works Tarō OHARA・Kenichi KUYAMA・Mikio ŌTA

Security of safety is the primary requisite of electriccars running on a steep gradient section. But saving of electric power spent in enormous quantities when the cars are running on a upgrade is a problem not to be overlooked. Regenerative braking has been considered appropriate to cars running on steeply inclined tracks, but many problems are involved with it to hamper practical application with ease up to present. Mitsubishi has developed safe regenerating brake by making effective use of the features of DC series motors, putting is to a practical operation as brake for stopping. On the basis of it, electric apparatus provided with speed suppressing regenerating braking capability have been built and delivered to Kōbe Electric Railway, now operating with a regenerative rate of 28%.

## 1. ま え が き

日本は山国であり、しかも人口が多いという風土・地形のために山間部を走る電車の路線がきわめて多い、最近ではかなりのへき地にまで宅地造成 プーム が及び、観光事業の発達とあいまって山間を走る電車の需要が盛んであるが、このような山間の急コウ配を上下する電車には、一般の郊外電車とはまた異なった性能が要求される。

今回神戸電鉄納めとして回生ブレーキ付き急コウ配線用の高性能電車 1000 形の電機品を製作納入した機会に、この紹介を行なうとともに急コウ配線用電車の考え方について述べることにする。

神戸電鉄の路線は図 1.2 に示すように全線にわたって急コウ配がきわめて多く、1000 形車両の計画にあたっては安全性と信頼性に重点を置くとともに、強力な登坂性能を有し、かつ抑速回生ブレーキを備えたものとした。回生方式は当社が開発した直巻、界磁  $1/4$  電流方式を使用したのが回生率はきわめて良く、実測によると湊川—鈴蘭台往復で 28.6%、全運用通算でも 20% に及んでいる。



図 1.1 神戸電鉄 1000 形車全景

Fig. 1.1 Full view of the type 1000 cars for Kōbe Electric Railway.



図 1.2 神戸電鉄路線

Fig. 1.2 Map of Kōbe Electric Railways.

## 2. 急コウ配線用電車に要求される性能

急コウ配の多い路線を走行する電車には運転性能上と安全のために、一般の郊外電車に要求される諸性能のほか、いろいろの特殊な性能が要求される。

## (1) 安全性

まず第一に最急下りコウ配区間を走行中いかなる場合でも、確実に電車を停止させることができるブレーキ装置を備えなければならない。電車に使用されるブレーキ方式としては空気ブレーキ、発電ブレーキ、回生ブレーキ、電磁式ブレーキ、ハンドブレーキなどがあるが、これらの中から数種類を組合わせて、一つが故障のときはほかのブレーキで完全停止が行なえるように全系統の異なるいくつかのブレーキ装置を装備させる必要がある。とくに停止用のブレーキとしては空気ブレーキと発電ブレーキの組合わせが最も一般的であるが、空気ブレーキが故障の場合に急な下りコウ配では、発電ブレーキだけで電車を完全に停止させることができないからこのための対策



が必要になる。

### (2) 登坂性能

力行特性としては起動加速性能のほかに、長い上りコウ配を指定の速度で登坂できる性能を持たなければならない。このためには主電動機の容量は一般の電車に比べてかなり大きくとる必要があるし、主電動機の特性を決定するにあたって、このことを十分に考慮に入れなければならない。

山間部を走る路線では必然的に大きい曲率のカーブが多くコウ配の変化とともに制限速度が刻々変わってゆく原因となる。このような路線をできるだけ高い表定速度で走行するためには、かなり自由に力行のステップ戻しを許さなければならない場合が多い。また上りコウ配途中で事故の一群の主電動機を開放した場合も、残りの主電動機である地点まで車を押し上げることが可能でなければならない。このことは付随車の多い編成では困難であり、どうしても全電動車あるいはそれに近い編成にならざるを得ない。

### (3) 抑速制動

長距離の急コウ配を下る場合、空気ブレーキだけに頼るとシューが過熱して制動不能となる恐れがある。したがって、下りコウ配用として発電ブレーキあるいは回生ブレーキによる抑速制動を行わなければならない。コウ配あるいは曲線半径の大きさにしたがって、制限速度と必要なブレーキ力が変化するから、数個の抑速ノッチを設けて適当に選択して使用するのが普通である。

### (4) 電力消費の軽減

急コウ配を登坂するための電力はかなり大きいものとなり、路線によっては起動加速に要する電力を上回ることもめずらしくない。したがって山間部を走行する電気鉄道は比消費電力量は平たん地のそれよりはるかに大きくなり、これを軽減することによって電力費は大幅に節約できる。登坂に要する電力量はコウ配の大きさと速度、車重によって定まるから、これを少なくするにも限度がある。

結局電力消費量を少なくするには登坂によってたくわえられたポテンシャルエネルギーを下り坂で電力に変換して架線に戻す、いわゆる電力回生にたよらざるを得ないし、またコウ配がきつければきついほど回生の効果は著しい。

### (5) 運転台ハンドルのひん繁な操作

通常の力行、ブレーキの操作のほかに、制限速度の変化に伴う力行中のステップ戻し、抑速制動ノッチの選択投入など主幹制御器とブレーキ弁の操作がひん繁に行なわれる。この場合の回路切換えは阪速かつ円滑に行なわれなければならない。

### (6) 信頼性

そしてなにも増して重要なのは各装置・器具の信頼性である。急コウ配路線ではささいな故障が大きな事故を招く危険があるから、電車の各部分の信頼性には最も重きを置くべきである。

## 3. 回生制動方式

電車の回生ブレーキ方式にはいろいろな種類が考えられるが、本質的には架線電圧の変化や負荷列車の有無などいわゆる外的条件に左右されることが多く、とくに回生ブレーキの安定度をいかに大きくすべきかが問題で、回生率が高く経済的で信頼すべき装置とするには相当困難があった。

したがって一定のコウ配区間を定速度で運転する電車にとって回生ブレーキは、適用するのに最も好ましい方式であるにもかかわらず、十分な実用化が行なわれていないのが現状である。

### 3.1 回生ブレーキ方式の問題点

電車の回生ブレーキに使用する主電動機としては直巻電動機と複巻電動機とがある。複巻電動機は、力行一回生ブレーキの移行が円滑に行なわれる点に大きな特長を有しているが、次のような問題点があげられる。

(1) 直並列渡り制御が困難である。渡り無し制御では起動時の電力損が回生の効果を相殺する結果となる。

(2) 惰行時も界磁制御の必要がある。

(3) 直巻界磁が差動作用のため、架線電圧の変動に対しては安定作用をもつが、高速時のブレーキ力低下が大きく、また回生終速も高くなる。したがって特殊な電空併用ブレーキが必要となる。

(4) 在来車との連結運転が不可能である。すなわち列車運用が制限される。

一方直巻電動機は力行制御の面において最も望ましいことは周知の事実であるが、回生ブレーキの場合に他励分巻発電機とする必要があり、また界磁の励磁方式に問題がある。すなわち、架線励磁とした場合は励磁電流が大きいので回生効率が悪く、また架線電圧の影響をそのまま受けるので大きな安定抵抗を必要とする。励磁機を使用した場合は回生率もよく安定度も向上するが、大形の励磁機を必要とするため応答度、コスト、重量の面で電車用としては大きな難点があった。

したがって直流直巻電動機を使用し、励磁方式を巧妙な方法で解決することができれば、回生ブレーキの実用性を飛躍的に向上させることができる。

### 3.2 新方式抑速回生ブレーキ方式

今回当社が抑速回生ブレーキ装置として実用化した直巻界磁 1/4 電流で設計し、力行の場合はおのおの主電動機の 4 個の界磁コイルを全並列に接続し、回生ブレーキの場合は界磁コイルを全直列に接続して、架線励磁の他励分巻発電機とし、励磁電流を減らして回生効率を大幅に向上させたもので、その原理図を図 3.1 に示してある。

今回の神戸電鉄 1000 形車の場合、1,500 V 架線に対し 345 V 端子電圧の主電動機を使用し、8 個主電動機制御であるため界磁電流のアンバランスも少ない。この方式のおもな特長は次のとおりである。

(1) 力行は直巻電動機式であるので一般の電車となんら変わ

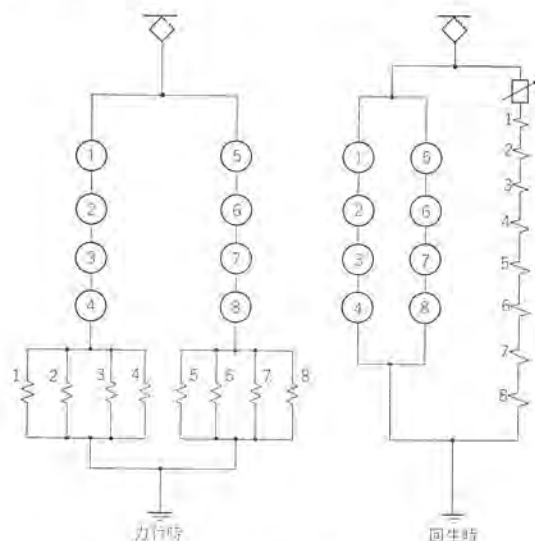


図 3.1 界磁 1/4 電流回生方式説明  
Fig. 3.1 Schematic diagram of the line excited field 1/4 current regenerative braking system.



りはない。

(2) 回生ブレーキの場合は、電機子2回路に対し1/4電流の界磁1回路であるため励磁損失はきわめて少なく、回生効率は良好である。

(3) 高速からの回生ブレーキ指令に対しても、空気ブレーキを補足することなく所定の定速度抑速運転を行なうことができる。

(4) 適当な所定抵抗の使用により、架線電圧変動に対しても安定で問題はない。

(5) 回生ブレーキが失効したときは自動的に発電ブレーキに切り換わる。

(6) 従来車との連結運転が容易である。

#### 4. 神戸電鉄 1000 形新車の例

##### 4.1 要目と性能

神戸電鉄 1000 形新車の主要項目を表 4.1 に示す。神戸電鉄には昭和 35 年から発電抑速ブレーキ付きの 300 形高性能車用電機品を納入してきたが、今回 1000 形の性能を決定するにあたっては、基本的には 300 形の性能を踏襲し、これに抑速回生ブレーキを付け

表 4.1 神戸電鉄 1000 形電車要目

編 成	M <sub>1</sub> , M <sub>2</sub> 固定
形 式	デ1000形
軌 間	1,067mm
定 員	M <sub>1</sub> 140人, M <sub>2</sub> 140人
自 重	M <sub>1</sub> : 33.6t, M <sub>2</sub> : 32.2t
最大寸法	18,140(長さ)×2,720(幅)×3,870(高さ)mm
車 輪 径	860mm
電気方式	DC 1,520V 架空線式
主電動機	MB-3054-B 形 375V, 75kW×8
駆動装置	WN-28-FFM形×8 歯車比 99/14=7.07
制御装置	ABFM-108-15MDRH形 8 個主電動機単一制御、回生および発電制動付電動カム軸多段形
ブレーキ装置	HSC-D 電空併用
性 能	加速度 2.83km/h/s (低加速, 定員, 平たん) 3.62km/h/s (高加速, 定員, 平たん) 減速度, 常用最大 3.32km/h/s (定員, 平たん, 発電制動) 最高運転速度 80km/h
性能曲線	図 4.1 に示す

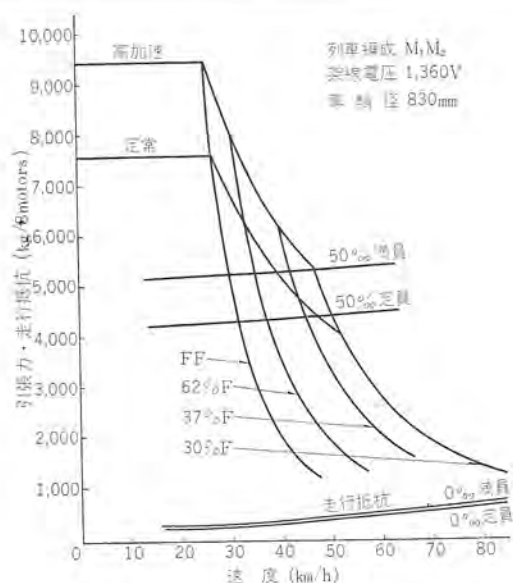


図 4.1 神戸電鉄 1000 形出力性能曲線  
Fig. 4.1 Output performance curves of type 1000 cars for Kōbe Electric Railway.

加えるという方針のもとに行なわれた。

回生方式は 2 章に述べたように直巻界磁 1/4 電流方式とし、下りコウ配の制限速度が非常に低い (50% で 45 km/h) ために、主電動機の定格速度をできるだけ下げる必要があった。このため主電動機の回転数を下げ、歯車比も大きくとって定格速度を下げたが、反面高速特性も確保するために 30% F まで弱界磁を行なえるようにした。

ブレーキ方式としては抑速は回生ブレーキ優先とし、回生ブレーキ失効時はただちに発電抑速ブレーキに切り換えるようにし、停止ブレーキは発電ブレーキを常用とし、低速では空気ブレーキが付加されるようにした。

##### 4.2 主電動機および駆動装置

###### 4.2.1 主電動機

主電動機の諸元は次のとおりである。

形 名	MB-3054-B 形
形 式	界磁 1/4 電流方式直巻補極巻線付き 自己通風式, WN ドライブ
1 時間定格	75 kW, 375 V, 224 A, 1,600 rpm (75% F)
最弱界磁率	30%
試験最高回転数	4,500 rpm
許容過電圧	1,050 V
絶 縁	F 種
重 量	620 kg

特性曲線を図 4.4 に示す。

この主電動機は回生ブレーキを行なうため、また急コウ配走行のために次のような特長を有している。

(1) 回生制動の方式として界磁 1/4 電流方式を採用したので、主電動機の主極コイルは従来のものの 1/4 断面積の導体を 4 倍の巻数だけ巻いて製作しているが、各極のコイルは従来の直巻電動



図 4.2 MB-3054-B 形主電動機外観  
Fig. 4.2 Type MB-3054-B traction motor.



図 4.3 WN-28-FFM 形ギヤユニット外観  
Fig. 4.3 Type WN-28-FFM gear unit.





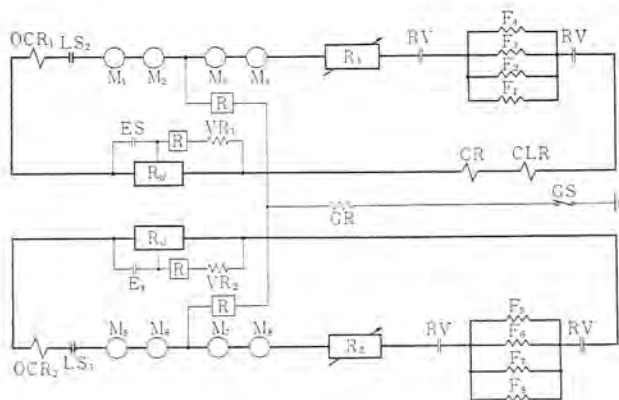


図 4.7 発電ブレーキ主回路  
Fig. 4.7 Main circuit diagram (Dynamic braking).

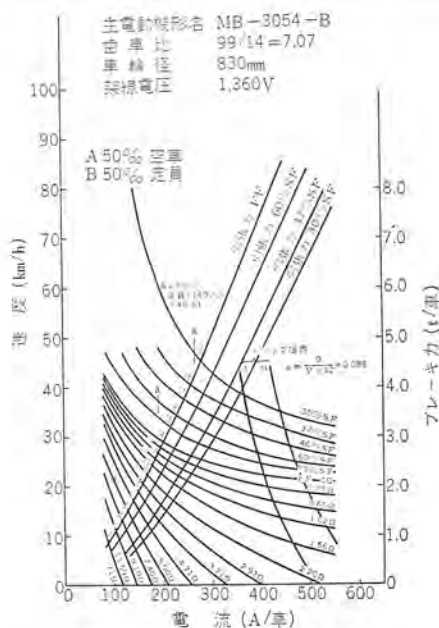


図 4.8 力行ノッチ曲線  
Fig. 4.8 Notching curves (Powering).

ている。

回生抑速 ブレーキの運転扱いは主幹制御器の主ハンドル「制動」側の 1~5 ノッチによって行なう。

a. 主電動機界磁 コイルを直列接続とし架線から調整抵抗を通じ励磁する。

電機子は 4 台 1 組とし、これに主抵抗器・安定抵抗器を直列に接続した回路を 2 組並列にし、断流器 (G) を通じて接地する。

b. 抑速回生 ブレーキを作用させる条件は次のとおりである。

(a) 架線電圧と主電動機電圧とを無接点式極性検出装置で比較し、後者が高いと断流器 (G) を投入し回路を構成する。

(b) 低速域、そのほかでもし誘起電圧が低く、一定期限内に回生条件が成立しない場合は、主回路をオフにし自動的に同等の発電抑速 ブレーキに切換わる。

(c) 上記回生抑速—発電抑速切換時の転換時間だけ一定の空気ブレーキ力が付加されるように、特殊な空気ブレーキを採用している。

c. 抑速回生主回路が構成されると、バランス速度に相当するステップに進段または戻し制御を行ない、コウ配条件・乗客のいかに応じて最適な抑速 バランス 速度が得られるようになっている。

(4) 発電ブレーキ制御

発電ブレーキの主回路簡略図は図 4.7 のとおりで、ブレーキ弁に神戸電鉄納め回生電車・小原・久山・太田

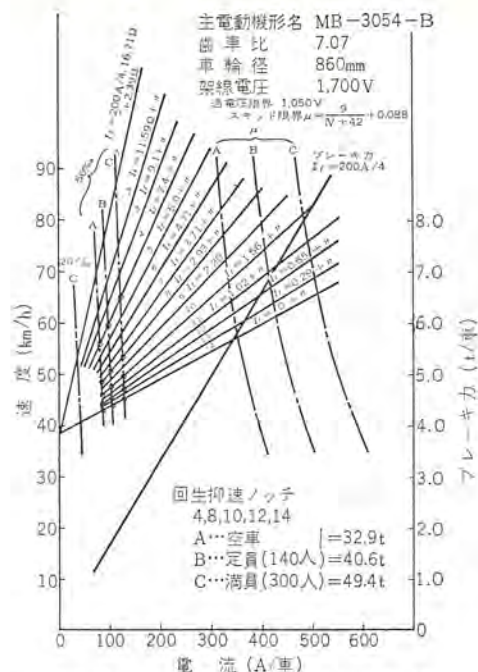


図 4.9 回生ブレーキノッチ曲線  
Fig. 4.9 Notching curves (Regenerative braking).

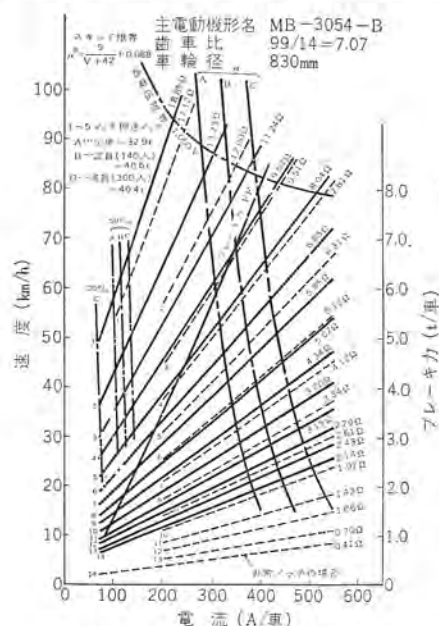


図 4.10 発電ブレーキノッチ曲線  
Fig. 4.10 Notching curves (Dynamic braking).

よるブレーキ指令ならびに抑速回生 ブレーキが失効したときは有効に作用する。

a. 主電動機は 4 台を 1 組とした発電 ブレーキ 回路 2 組をもって 1 群としている。

b. したがって、1 車開放した場合でも健全なほかの 1 組で発電ブレーキが有効で、これにより長距離下りコウ配区間を走行する場合のシューの過熱を防止できる。

c. この発電ブレーキの制御は、単一ブレーキ弁による在来の電空併用ブレーキ方式とどのように、SAP 圧力で制御している。

d. 発電ブレーキをオフする場合はステップ戻しを行ない、力行時とどうようショックをなくしている。

e. この発電ブレーキは上記のほか、空気ブレーキが不能となった場合制動抵抗の一部を短絡して、停止寸前まで作用する非常用としても有効としている。この扱いはマスコンハンドルを、制動「非

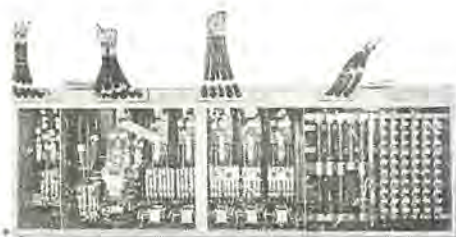


図 4.11 HB-7 R-451 C 形断流器箱内観  
Fig. 4.11 Type HB-7 R-451 C line breaker box.



図 4.12 CB-77 C-1 形主制御器箱内観  
Fig. 4.12 Type CB-77 C-1 main control box.

常」ノッチに置くことによって可能である。

#### (5) 保護装置

##### a. 力行運転時

過電流……高速度減流器、多素子ヒューズ、過電流継電器  
低電圧……低電圧継電器（主回路開放）

##### b. 抑速回生ブレーキ

過電流……過電流継電器（主回路開放）  
過電圧……過電圧継電器（主回路開放）  
架線停電……低電圧継電器（主回路開放）  
回生失効……電圧継電器（主回路開放→発電抑速ブレーキ）

##### c. 発電ブレーキ

過電流……過電流継電器（主回路開放）  
過電圧……過電圧継電器（主回路開放）接地継電器

#### (6) 制御器具

主要部品のあらましは次のとおりである。

##### a. 断流器箱

外観は図 4.11 のとおりで高速度減流器・断流器、力行および回生、発電ブレーキ用断流器計 7 個が納めてある。これらは、それぞれの極間ならびに対地電位を考慮して配列してある。

##### b. 主制御器箱

主制御器箱には、抵抗カム軸、組合わせカム軸を主体にコンパクトに納めてある。抵抗カム軸は投入シャ断専用のトランスファスイッチ 4 個と、通電を負担するセレクトスイッチ 28 個を 1 組の操作機構で駆動し、この両カムスイッチの組合わせによりステップ戻しが容易に行なえる。組合わせカム軸は、力行・回生・発電の各ポジションを有し、2 極スイッチを多用した方式で図 4.12 は主制御器の外観を示している。

##### c. 主幹制御器

従来車との連結運転が将来必要であるため、従来の KL-122 B を使用している。抑速回生ブレーキを増備した分については、回路構成によって流用を可能とした。

##### d. ブレーキ弁

発電-空気ブレーキ併用であり、従来の電空併用方式とまったく同じように、単一ブレーキ弁により空気ブレーキのほかにもアクチュエータを介して、発電ブレーキの制御を行なうようにしている。

## 5. 神戸電鉄現車試験結果

以上のような新たな構想のもとに製作した、急コウ配線用回生

抑速車はかずかずの新機軸を有しているが、その現車試験結果は次のとおりである。

### 5.1 概要

- (1) 試験区間 神戸電鉄全線
- (2) 試験車編成  $M_1M_2$
- (3) 試験条件 空車

### 5.2 試験項目

大別すると次のとおりであるが、このほかにも実際の運転に則した試験も十分に行なっており、機器の性能、乗りごちの問題などの検討も行なった。

- (1) 力行試験
- (2) 回生抑速制動試験
- (3) 発電抑速制動試験
- (4) 発電制動試験（停止）
- (5) 空気ブレーキ試験
- (6) 回生率測定試験

### 5.3 考察

#### 5.3.1 力行制御

従来の直流直巻特性と性能的回路的になら変わることなく、安定な運転特性を有していることが全般のオシロから判断できる。

##### (1) 加速度

0%, 空車にて 3.5 km/h/sec の加速度を発揮するよう計画されているが、実測ではほぼ設計値と一致している。

##### (2) コウ配におけるバランス速度

空車、50% 上りコウ配におけるバランス速度は 2 ノッチで 40 km/h、3 ノッチで 50 km/h で設計値と一致している。

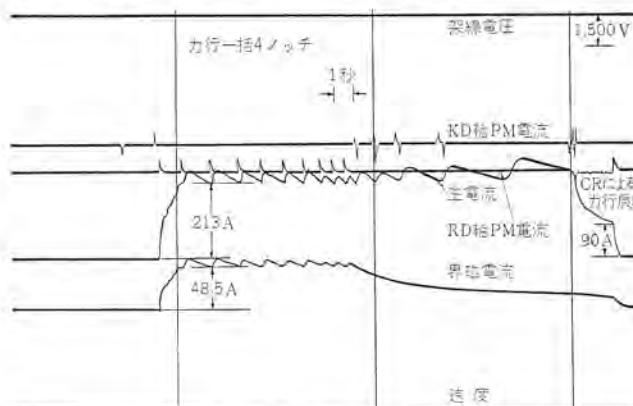


図 5.1 力行試験オシログラム  
Fig. 5.1 Typical starting oscillogram.

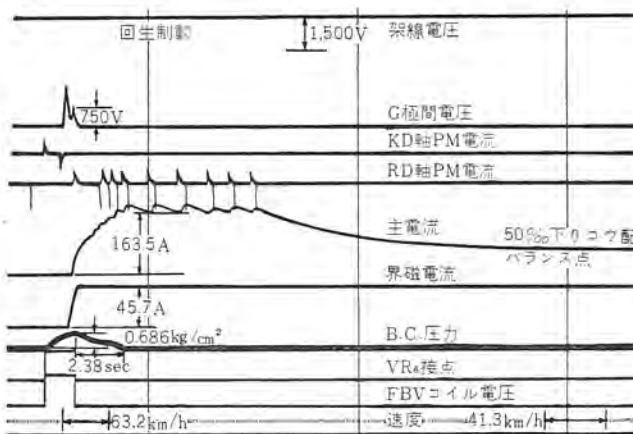


図 5.2 回生抑速制動試験オシログラム  
Fig. 5.2 Typical regenerative braking oscillogram.



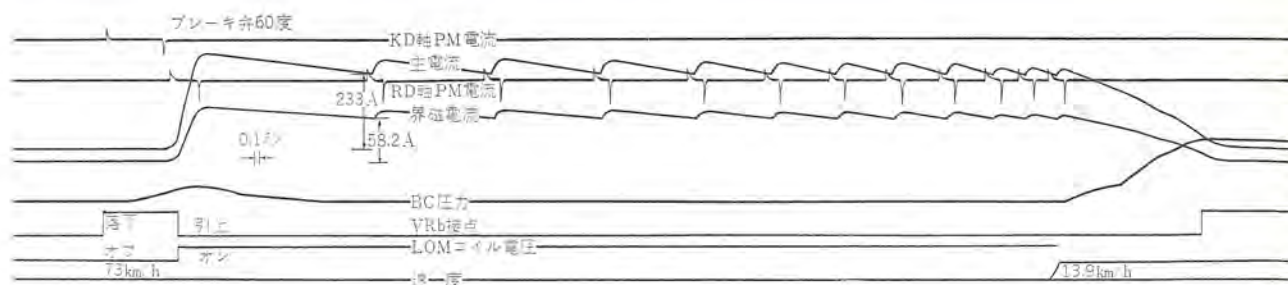


図 5.3 発電制動試験 オシログラム Fig. 5.3 Typical dynamic braking oscillogram.

表 5.1 回生抑速 バランス 速度

回生抑速ノッチ	バランス速度 (50%, 空車)
3	44km/h
4	42km/h
5	41km/h

表 5.2 回生率測定試験結果

路線	消費電力量 (kWh)	回生電力量 (kWh)	回生率 (%)
湊川—鈴蘭台	70	20	28.6
湊川—栗生	270	50	18.5
湊川—三田	260	40	15.4

### (3) 起動初期および乗りごころ

主回路電流が流れてから約 1.2 秒前後で起動しており、起動時のショックおよび各ステップ間のピークはまったく感じない。ステップ数および捨てノッチが必要にして十分な段階であることを確かめることができた。図 5.1 に力行のオシログラムを示す。ここで加速途中でマスコンオフした場合の戻しステップの状態が表わされている。加速電流が段階的に減少しているの、ショックはすくない。

### (4) 界磁電流のアンバランス

界磁 1/4 電流方式では、力行時は界磁が 4 個並列接続となるが、各界磁回路のアンバランスは、ほとんどなく実用上の支障はまったくない。

## 5.3.2 回生抑速制御

### (1) 回生抑速 バランス 速度

回生抑速制動のオシロを図 5.2 に示す。回生抑速 バランス 速度は各ノッチにおいて、表 5.1 のとおりある。また 50% 下りコウ配における制限速度 45 km/h (満空に限らず) も十分満足する。

### (2) 架線電圧の変動

試験区間での架線電圧変動は相当あり、回生ブレーキ時約 100 V 上昇するが、回生ブレーキは有効に作用している。また回生抑速中の架線電圧変動によるショックはまったくなかった。ただし十分な負荷のないときは電機子が過電圧となって、過電圧継電器が動作し、発電抑速制動に転換する。

### (3) 非常ノッチ

空気ブレーキ故障の場合は、非常ノッチにより 50% 下りコウ配、空車にて平衡速度 2.7 km/h まで電気ブレーキが作用し、あとはハ

ンドブレーキにより容易に停止できる。

なお、48.5 km/h から 2.7 km/h までの減速に要した時間は約 18 秒である。

## 5.3.3 発電制動 (停止用)

図 5.3 に 73 km/h からブレーキ弁による電制のオシログラムを示す。発電電流の立上りもなめらかで停車まで非常に良好な制動力が得られる。また発電制動と空気ブレーキのラップもきめて良好でショックも少ない。

## 5.3.4 回生率測定試験

営業運転とまったく同一条件にて、実測した回生率は各路線において表 5.2 のようになり、満足な結果が得られた。

## 6. む す び

急コウ配区間用電車にとって運転の安全性はもとよりのこと、電力消費量の節約も経済上欠くべからざる問題である。今回、神戸電鉄に納入した抑速回生車は、これらの問題を解決した新方式であって、すでに営業運転にはいり、安全に高い回生率を上げていることは意義深いことである。

最後にこの電機品の完成について、ご指導いただいた神戸電鉄関係者各位に、深く謝意を表する次第である。

## 参 考 文 献

- (1) 山村, 小出, 中林, 浅越, 小原, 久山, 芦谷:  
「三菱電機技報」39, 466 (昭 40)
- (2) 浅越, 小原:「オーム」52, 8 (昭 40)

## 300t ゴライアスクレーン用制御装置

高岡 明雄\*・木村 隆信\*\*・佐竹 幸雄\*\*\*・池田 成央\*\*\*\*

## Control Apparatus of 300 ton Goliath Cranes

Nagoya Works

Akio TAKAOKA・Takanobu KIMURA・Yukio SATAKE・Shigeo IKEDA

Goliath cranes rated 300 tons, the largest of the kind in the world, have been built in the Mitsubishi Heavy Industry Co., Nagasaki Shipyard. They are provided with induction motors controlled by saturable reactors for use in hoisting, traversing and running. For the control apparatus of the saturable reactor is used the following new system: a synchronizing operation system by means of "Synchros", thyristor circuit to improve the response, an automatic torque control apparatus and a multiple signal transmitting circuit. This article describes the particulars of the above control apparatus, the analysis of the servomechanisms and test results and successful operation.

## 1. ま え が き

近年わが国の造船量は毎年世界第1位をほこり、2位イギリスを大きく引き離しているのは衆知のとおりである。最近では化学工業の発達にともなう需要の増大した原油の輸送費の低減に大形タンカーを用いるようになってきた。この要求に応ずるため三菱重工長崎造船所において20万tタンカーの建造ドックが計画されタンカー組立用のクレーンとして300t ゴライアスクレーン（橋形クレーン）2基を納入した。このクレーンは大きさにおいて橋形クレーンとしての記録品であるばかりでなく、組立用クレーンとして必要な高性能を交流機で発揮することによって、電機品の原価低減に大きく貢献した点に意義がある。ここにその設計の概要と試験結果について報告する。

## 2. 仕 様 の 概 要

図2.1, 2.2にこのクレーンの機構の概略および外観を示す。2基のクレーンはそれぞれ上部トリ、下部トリおよび走行もち、おのおのの仕様の内容は表2.1に示すとおりである。これらのうち主巻と横行はいろいろな組み合わせで同期運転が必要であり表2.2はその組み合わせ一覧表である。その表をさらに詳しく図解したのが表2.3に示す図で、それらの条件を記述すると次のとおりである。

類別 1: 1号機 クレーン 内運動

1号 クレーン において上部トリ、下部トリの主巻

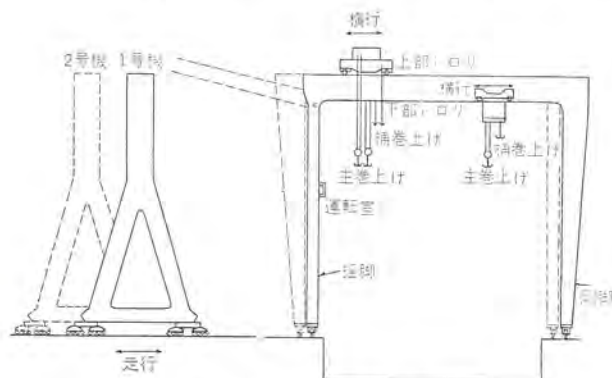


図 2.1 クレーン機構の概略図  
Fig. 2.1 Mechanism of 300t goliath crane.

モータは互いに同期運転ができ、かつそれらの横行モータも互いに同期運転ができること。

表 2.1 300t ゴライアスクレーンの一般仕様

	区間	容 量 (t)	速 度 (m/min)	揚 程 (m)	電 動 機	制 御 方 式
上 部 ト リ	主巻(遅)	300	6.2	61,000 m	2×250kW 8p	リアクトル制御
	※ (早)	100	18.6			ブリッジ方式逆励磁
	補巻No.1	5	41		45kW 6P	リアクトル制御 A方式
	※ No.2	5	41		45kW 6P	※ ※
	横 行		40		2×45kW 6P	※ ブリッジ方式
下 部 ト リ	主巻(遅)	165	6.2	61,000 m	250kW 8P	リアクトル制御
	※ (早)	50	18.6			ブリッジ方式逆励磁
	補 巻	5	41		45kW 6P	リアクトル制御 A方式
	横 行		40		45kW 6P	リアクトル制御 ブリッジ方式
走 行			50		8×45kW 6P	※ ※
電 源	主電源電圧	3,300V 3φ	60c/s	AC		
	主電動機回路	440V 3φ	60c/s	AC		
	投光器回路	220V 1φ	60c/s	AC		
	一般照明回路	110V 1φ	60c/s	AC		
制 御 回 路		110V DC, 220V 3φ	60c/s	AC		



図 2.2 300t ゴライアスクレーンの外観図  
Fig. 2.2 300t goliath crane.



表 2.2 300 t グライアスクレーンの同期運転の種類

類 別					符 号	1 号 機				2 号 機			
5	4	3	2	1	号	上部主巻	下部主巻	上部横行	下部横行	上部主巻	下部主巻	上部横行	下部横行
				○	1	○	○						
			○		2					○	○		
		○			3	○	○			○	○		
	○				4	○				○			
	○				5		○				○		
			○		6			○	○				
			○		7							○	○
		○			8			○	○			○	○
○	○				9			○				○	
○	○				10				○				○
○					11	㊦	㊧			㊦	㊧		

(注) 1. 符号は同期運転の種類を示すものである。

2. 類別は同期運転、操作用路の異なる種別を示すもので、各類別番号欄に○印のある操作が同時に行なうことができる。

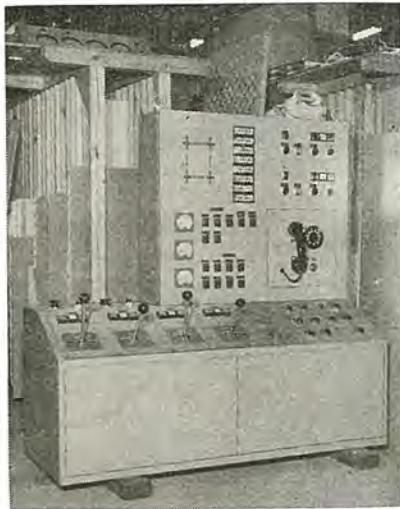


図 2.3 操作盤の外観  
Fig. 2.3 Operating panel.

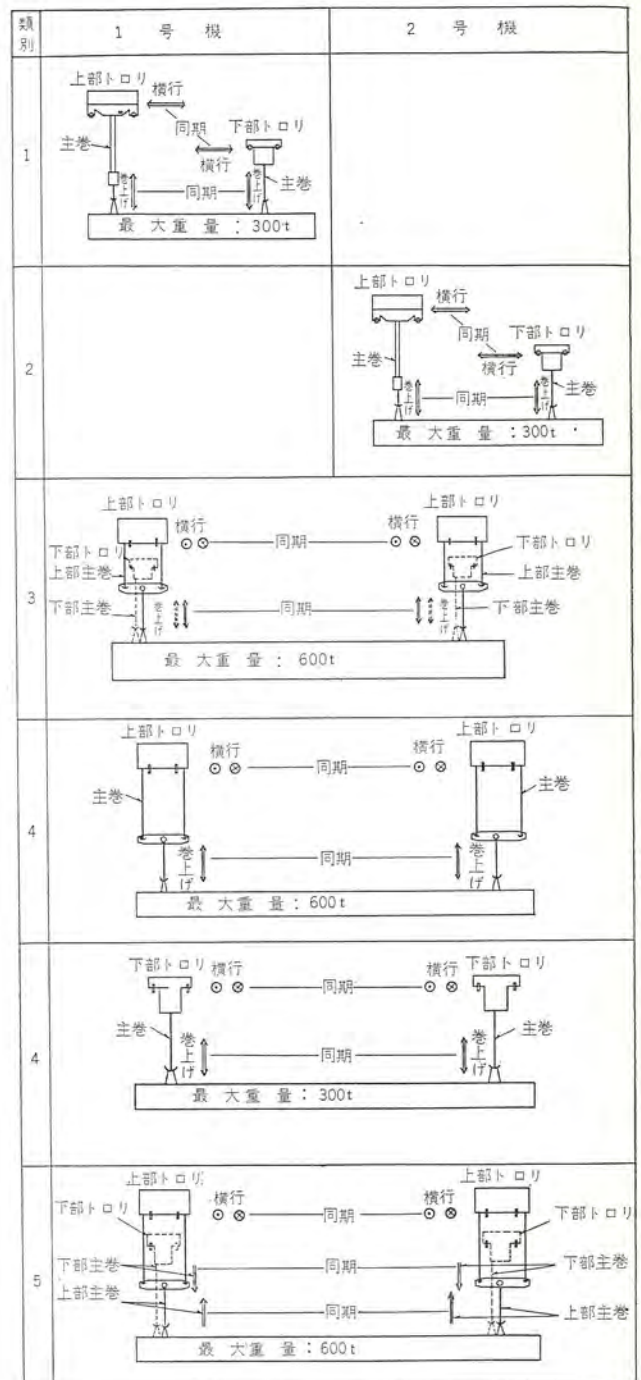
類別 2 : 2号機 クレーン内連動

2号 クレーンにおいてもまた1号 クレーン (類別 1) と同様の操作ができること。

類別 3 : 全連動

1号および2号 クレーンの上部 トリおよび下部 トリの各主巻はすべて同期運転ができること。同様に

表 2.3 同期運転の説明図



横行もすべて同期運転ができること。

類別 4 : クレーン 間連動

1号および2号 クレーンの上部 トリの主巻はたがい同期運転ができ、かつそれらの横行同志でも同期運転ができること。

類別 5 : クレーン 間可逆連動

1号および2号 クレーンの上部 トリの主巻が同期して巻上方向に運転されるとき、両 クレーンの下部 トリの主巻は同期して巻下げ方向に巻上げと同じ速さで運転できること。

上部 トリ 主巻が前項と同様にして巻下げ方向に運転されるとき下部 トリ 主巻は巻上げ方向に運転されること。前記の主巻は運動中においては横行は類別 4 と同様 トリ 同志の横行が同期運転できること。

これらの同期運転中は次の条件を満足しなければならない。主巻が全揚程 64 m の間を巻上げまたは巻下げ方向に同期して運転される時 フック の相対偏差は 100 mm を越えないこと。横行が全スパン 61 m の間を前方または後方に同期して運転される時、定常状態における トリ の相対偏差は 100 mm を越えないこと。なおこれらの許容差は 2 トリ 間の連動においても、4 トリ 間の連動においても適用される。

### 3. 制御装置の説明

300 t ゴライアスクレーンの制御装置には種々新しい装置が取り入れられているが、そのおもな特長を掲げると次のとおりである。

- (1) 全トランジスタリレーによるリアクトル制御方式である。
- (2) 主巻のサイリスタ装置には速応性のある新しい回路を採用することにより、従来のリアクトル制御の欠点であった応答の遅れを克服した。
- (3) 主巻にはトルク調整器を設けたため速度変動率少なく、かつブレーキをゆるめたままゼロ速度付近で自由に運転ができる。
- (4) 差動セルコンによる同期運転方式を用いた。
- (5) 信号搬送装置によって信号線数を節減することができた。

#### 3.1 リアクトル制御回路の概要

この節では便宜上最も代表的な主巻について説明する。図 3.1 はその概要を示す回路図で主として自動制御系の部分を示す。また、図 3.2 は信号の伝達経路で信号はコントローラから脚部電気室制御盤へ、電気室からトリ上制御盤へと送られ、電気室制御盤ではコントロールからの信号に従って自動制御系を動作して電動機

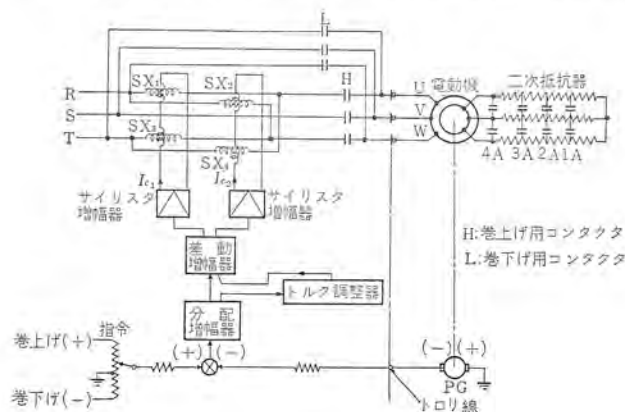


図 3.1 主巻の回路図  
Fig. 3.1 Circuit diagram of main hoist.

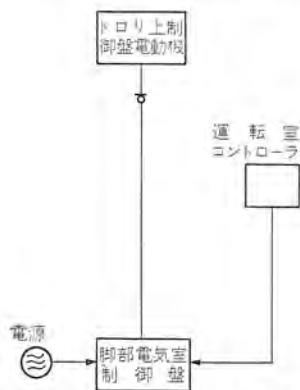


図 3.2 電源および信号経路  
Fig. 3.2 Block diagram of power and control circuit.

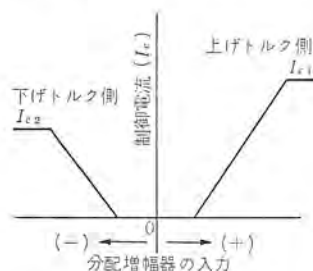


図 3.3 分配増幅器の入力と可飽和リアクトル制御電流の関係  
Fig. 3.3 Relation between control current of saturable reactors and input of distributing amplifier.

の一次回路を制御し、トリ上制御盤では電気室からの信号によって二次回路を制御している、このように二次回路をトリ上に上げた理由はトリ線を減少させるためであり、また信号の伝送には後述の信号搬送装置を用いて電線本数の減少を計った。

#### (動作原理)

コントローラから送られた制御信号は電気室制御盤において速度基準指令に変換され、図 3.1 に示されているようにパイロット発電機 PG からの信号と比較されて分配増幅器に入る。分配増幅器からの出力は二つに分離され、一つは差動増幅器へ、他の一つはトルク調整器の入力となり、後者はこの入力によって荷重を判断し、それに応じた出力を差動増幅器へ入れている。したがって差動増幅器には速度に応ずる入力と荷重に応ずる入力の二つが入り、それによって可飽和リアクトルの励磁を行なっている。図 3.3 は分配増幅器の入力と可飽和リアクトルの制御電流との関係を示した図



図 3.4 可飽和リアクトルの外観  
Fig. 3.4 Saturable reactor.

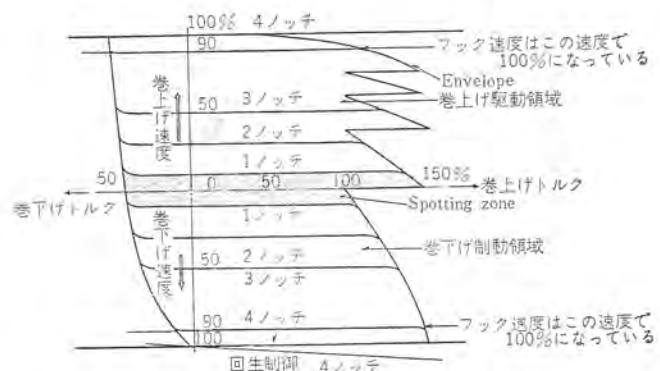


図 3.5 主巻の速度-トルク特性曲線  
Fig. 3.5 Speed-torque characteristic of main hoist.

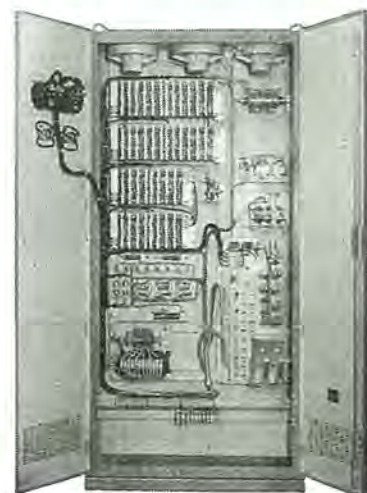


図 3.6 サイリスタ制御盤  
Fig. 3.6 Thyristor control panel.



で、巻上げ指令 (+) に対して電動機速度が不足しているときには可飽和リアクトル  $SX_1$ ,  $SX_3$  に制御電流  $I_c$  が流れ、それに比例してそのリアクトルに主回路電流が流れるため電動機に巻上げトルクを生ずる。反対に巻上げ指令 (+) に対して電動機速度が速すぎる場合には可飽和リアクトル  $SX_2$ ,  $SX_4$  の制御電流  $I_c$  が流れ電動機に巻下げトルクを生じ、常に速度を基準値に合わせるように動作する。

その速度—トルク特性曲線を図 3.5 に示す。図中 0 から 1 ノッチまではステッパレスの微動運転領域で速度を自由に変えることができる。

### 3.2 サイリスタ制御装置

可飽和リアクトルの制御電流はサイリスタの点弧によって得ているが、このクレーンの主巻に使用したサイリスタ装置は次に説明する新しい方法を用いた。

図 3.7 はその概略図で、いまサイリスタ  $CR_1 \sim CR_4$  に図 3.8 のように点弧角  $\alpha_1$  のなる点弧が  $t_1$  なる時間まで与えられていたものとするとき時間  $t_1 + \alpha_1$  から  $t_2$  まではリアクトル制御電流  $I_c$  が、 $1 \rightarrow CR_1 \rightarrow SX_3 \rightarrow SX_1 \rightarrow CR_3 \rightarrow 2$  の経路で流れ、 $t_2$  から  $t_2 + \alpha_1$  までは電源への電力回生となって減衰しながら同じ方向に電流が流れる。 $t_2 + \alpha_1$  から  $t_3$  まではサイリスタが点弧するので電流は  $2 \rightarrow CR_4 \rightarrow SX_3 \rightarrow SX_1 \rightarrow CR_2 \rightarrow 1$  の経路に変わる。しかし次のサイクルから点弧角が  $\alpha_2$  になったと仮定すると時間  $t_3$  から  $t_3 + \alpha_2$  までは電流がふたたび電源への電力回生となるため電流が著しく減衰する。次に時間  $t_3 + \alpha_2$  のときサイリスタ  $CR_1$ ,  $CR_3$  が点弧されるため電流経路の転流が行なわれ、経路は  $1 \rightarrow CR_1 \rightarrow SX_3 \rightarrow SX_1 \rightarrow CR_3 \rightarrow 2$  にかわり、その後  $t_4$  までは電源の電位方向と電流方向とが同一となるが、その時間がきわめて短いため持続電流を増すこと

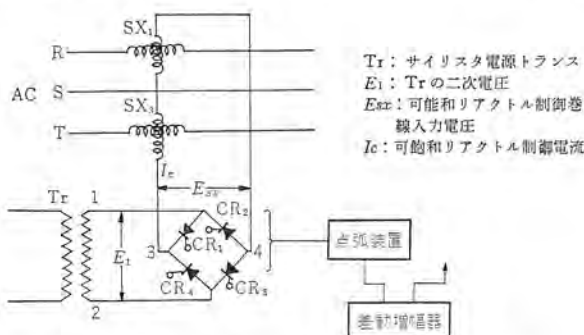


図 3.7 サイリスタ回路 Fig. 3.7 Thyristor circuit.

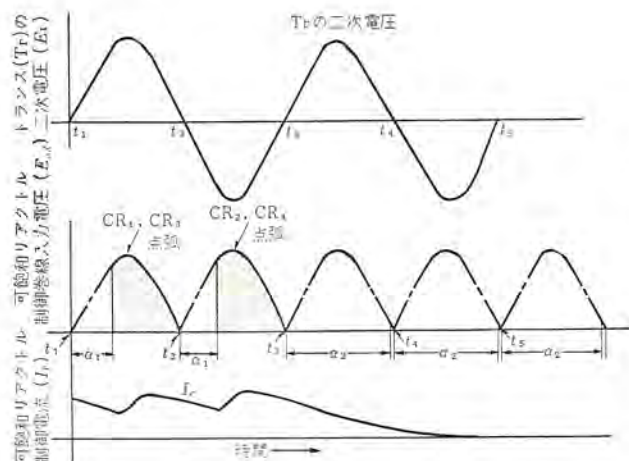


図 3.8 サイリスタ点弧と出力電流の関係  
Fig. 3.8 Ignition and output current of thyristor.

にはならない、同様に次の半サイクルも時間  $t_4$  から  $t_4 + \alpha_2$  までは電力回生、 $t_4 + \alpha_2$  において転流を繰返し、制御電流  $I_c$  の減衰を速める。

以上のようにこの装置によれば点弧角を急に变えてもきわめて急速に電流を変えることができ速応性をもたせることができる。

### 3.3 差動増幅器およびサイリスタ点弧装置

この装置は図 3.9 のようなブロック線図に結合されている。この装置の入力として基準入力量（補正入力量を含む）と帰還量との差を与え、入力の正負および大きさに応じて上りトルク側、下りトルク側のいずれかのサイリスタの点弧角を自動的に決定し、可飽和リアクトルの制御巻線に流すべき制御電流を出力としてうるものである。この入力出力特性は図 3.3 に示したとおりである。

#### 3.3.1 差動増幅器

図 3.11 に示すような回路構成を持ち、次に掲げる利点をもっている。

- (1) 温度変化に対し安定である。
- (2) 一つの入力端子の電気信号で動作し、かつ簡単に可逆制御が可能である。

以上の理由で差動増幅器を用いた増幅器単体の特性は図 3.10 に示す。

#### 3.3.2 点弧回路

回路図は図 3.11 に示すとおりである。増幅器からの入力

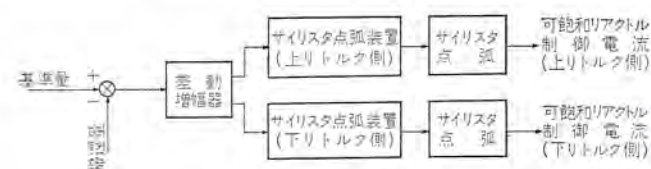


図 3.9 サイリスタ点弧装置部分ブロック線図  
Fig. 3.8 Block diagram of thyristor ignition circuit.

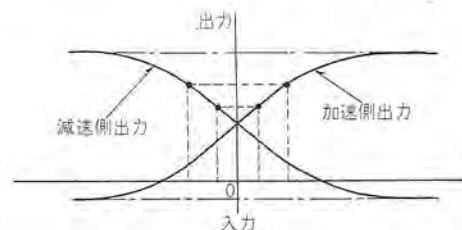


図 3.10 差動増幅器入—出力特性  
Fig. 3.10 Input characteristics of differential amplifier.

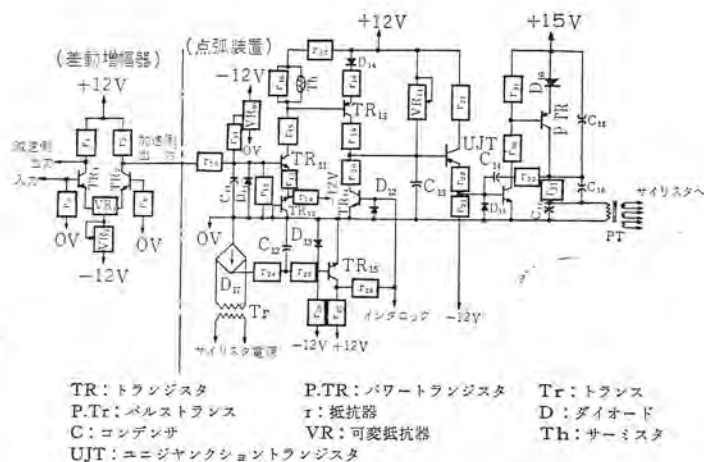


図 3.11 差動増幅器および点弧装置  
Fig. 3.11 Differential amplifier and ignition circuit.



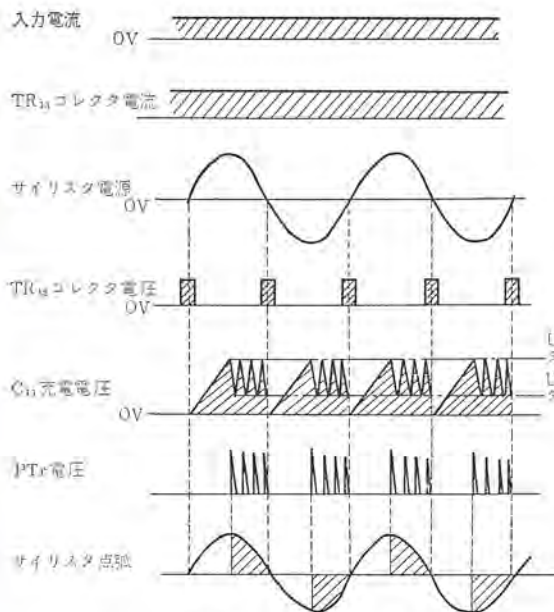


図 3.12 点弧装置波形

Fig. 3.12 Wave forms of potentials in ignition circuit.

$r_{10}$  を通して与えられる。また サイリスタ に印加される電圧と同期した点弧 パルス をうるために、 $Tr$  に同位相の電圧を印加して同期リセットパルスを得る。動作の要点は図 3.12 に示すとおりである。

この回路を用いることにより、点弧 サイリスタ に印加される電圧と同期した毎半周期における入力信号の積分値により決定されるため、入力信号の平均値により点弧角が決定する。したがって入力信号のリップル、サージ などにに対し安定に動作することができる。

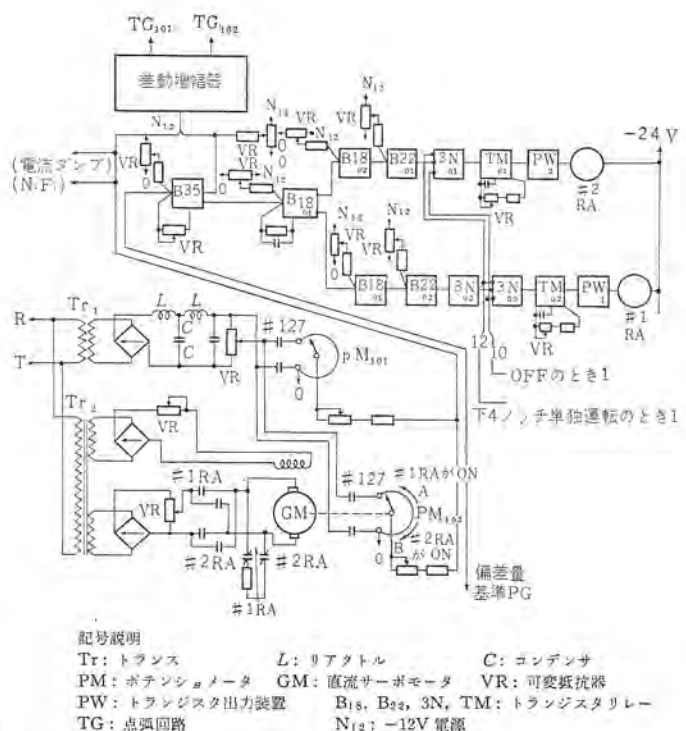
また半導体を用いる場合、今回のような温度的に悪環境で使用する場合、温度補償を十分に考慮しなければならない。図 3.11 における  $TR_{12}$ 、 $D_{14}$ 、 $D_{16}$ 、および  $Th$  などはこの目的のために構成されたものである。

これらの補償により  $+50 \sim -10^\circ C$  の温度変化に対し、10% 以下の Drift に押えることができた。

### 3.4 トルク調整器

連続的に速度 0 まで制御できる「微速」を使って微細な位置合わせを行なうのに、ブレーキ 開の瞬間に荷は止ったままであることが必要であるが、そのためあらかじめ荷重に等しい巻上げ方向のトルクを発生しておく必要がある。この目的のために使用したのがこの トルク 調整器である。図 3.13 にその概略の接続を示す。図において #127 は自動—手動切換用 リレー であり、これが自動すなわち投入されているものとする。GM は直流サーボモータであり、その軸には減速機を通して ポテンシオメータ  $PM_{102}$  が結合されている。リレー #1RA が投入されたときは、GM により  $PM_{102}$  のシェウ (摺) 動子は矢印 A の方向に回転してその負の分圧量は大きくなり、#2RA に投入されたときは、逆の B 方向に回転するように設定する。B35 は増幅率 1 のトランジスタ 直流増幅器で偏差量を分配するためのものである。B18 もトランジスタ 直流増幅器で両者とも出力はつねにプラスで、図 3.14 に示すように入力 0 のとき (+) 最大の出力を発生し、入力が (+) で増大するに従って (+) 出力が減少する特性をもっている。ただし B35 は負帰還を施しているため、入力 0 のときでも出力は 0 となり、入力が (-) の領域で出力を生ずる。そのためバイアス  $B_1$  を (-) としてあらかじめ入れておき出力を中間の値にしておく。

図 3.14 のうち上部の特性曲線は差動増幅器の入力と、その出力に サイリスタ が点弧されたときの出力、すなわち可飽和 リアクトル



記号説明

Tr: トランス L: リアクトル C: コンデンサ  
PM: ポテンシオメータ GM: 直流サーボモータ VR: 可変抵抗器  
PW: トランジスタ出力装置 B18, B22, 3N, TM: トランジスタリレー  
TG: 点弧回路 N12: -12V 電源

図 3.13 トルク調整器

Fig. 3.13 Automatic torque control apparatus.

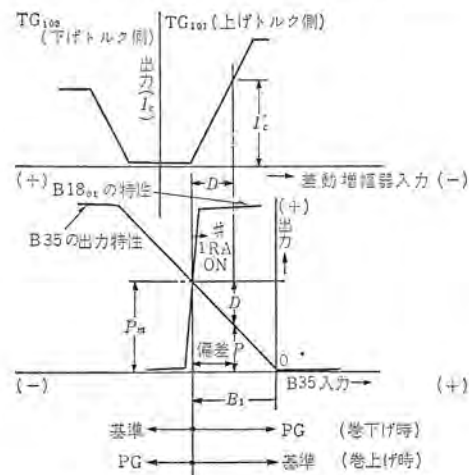


図 3.14 差動増幅器と B35, B1801 の特性の関連図  
Fig. 3.14 Relationship of differential amplifier and amplifier B35, B1801.

の制御電流  $I_e$  との関係を示したものである。TG101 の点弧回路が作動したときは、サイリスタは電動機が巻上げ方向のトルクを発生する側の可飽和リアクトルを励磁する。B35 の入力 0 のときの出力を  $P_m$  とし、この  $P_m$  によって差動増幅器は TG101 のほうがちょうど点弧し始めるよう、その入力側には適当なバイアスを入れておく。B22 は波形形成要素であり、3N は NOR 要素で荷重を検出しないうきのインタロック 入力を入れるために設けたものである。TM は時限要素で過渡的な偏差を避けるためのものである。また PW は出力増幅要素でそれぞれ #1RA、#2RA を吸引するに十分な出力を発生する。図 3.14 下部に例示したように巻上げでも巻下げでも荷重が重くなると、速度の偏差は B35 の入力で (+) 側に大きくなり、B35 の出力は減少し、たとえば  $P$  の値になったとすると、差動増幅器の入力が (-) 方向に  $D$  だけ増加してサイリスタの出力は  $I_e'$  に変化し、電動機の巻上げトルクが増加するから荷重を保持するように自動的に制御することになる。



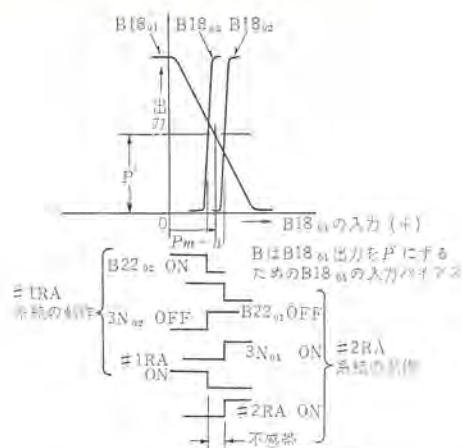


図 3.15 B18 の入力-出力特性と リレー の動作図  
Fig. 3.15 Input-output characteristics of amplifier B18 and operation of relay.

B18<sub>01</sub>, B18<sub>02</sub>, B18<sub>03</sub> の動作点を 図 3.15 のように設定すると、B18<sub>01</sub> の出力がふえるにしたがい B18<sub>02</sub> の出力が減り、B22<sub>01</sub> が ON となり #2RA が OFF となるのは同図下部に示したとおりである。さらに B18<sub>01</sub> の出力がふえるにつぎには B18<sub>03</sub> の出力が急激に減少し #1RA が吸引される。いま荷重が重くなって B35 の出力が  $P$  になったときを考えると #1RA が ON となり前述のようにポテンシオメータ PM<sub>102</sub> は、矢印 A の方向に GM によって回され (一) の出力を B35 の出力に加えることになるから、上げトルクリアクトル の励磁  $I_c$  はますます増加し、したがって上げトルグが増大し、巻下げのときなら減速、巻上げのときなら加速していずれも速度偏差を減少する方向に作用する。そしてこの作用は  $P=P_m$  になって #1RA OFF となり GM が止まるまで続き、そのときの PM<sub>102</sub> の出力は偏差が存在していたときの B35 の出力  $P$  を  $P_m$  から引いた値  $D$  に等しくなっている。すなわち  $D=P_m-P$ 。このことはいままで  $P_m-P$  で与えられていた  $D$  によってサイリスタの出力が、 $I_c'$  となって増加した荷重に対応していたものが、 $P=P_m$  となった代わりに PM<sub>102</sub> の出力として  $D$  が与えられ、それによって負荷と平衡する上げトルクを電動機が発生するように  $I_c'$  が与えられるようになったことを意味する。このように荷重の大きさを  $D$  として記憶しておき、あらかじめ微速ノッチへ入れるとブレーキが開く前に、荷重とつり合ったトルクを電動機が発生できるので、微細な位置合わせもインテグレーションなしに簡単に行なうことができる。

### 3.5 信号搬送装置

この装置は信号線の本数をできるだけ減少させるために用いたもので、その基本回路を主巻を例にとって 図 3.16 に示す。図 3.17 において信号に使われる送信側の電源は  $180^\circ$  位相の異なる  $\theta, \phi$  二つの電圧であり、それを組み合わせさらにダイオードで (+) 側または (-) 側をカットして、それぞれのノッチに応じ 図 3.17 のような 8 種類の波形出力としている。受信側にはトランジスタリレー HS<sub>4</sub> を 4 個用い 3, 4 つの端子にそれぞれ  $\theta, \phi$  位相の電圧を 図 3.16 のようにかけている。

#### 3.5.1 各ノッチにおけるトランジスタリレー HS<sub>4</sub> の出力

##### (1) OFF ノッチの場合

各 HS<sub>4</sub> の 2 端子には入力はないが、A 出力の HS<sub>4</sub> は Tr<sub>1</sub> の入力としてあらかじめバイアスの  $\theta$  が 3 端子に与えられているため、 $\theta$  の (+) 半波では D<sub>1</sub> があるため Tr<sub>1</sub> は動作せず、(-)

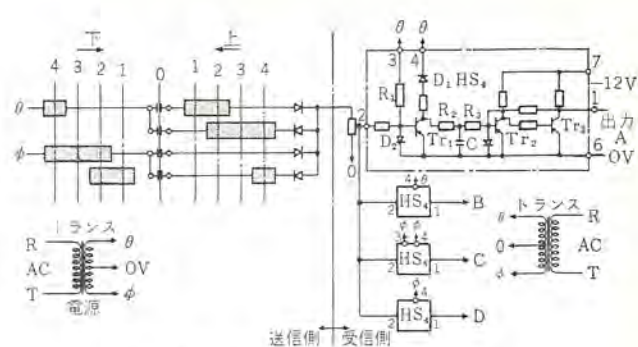


図 3.16 信号搬送装置接続図  
Fig. 3.16 Multiple signal transmitting circuit.

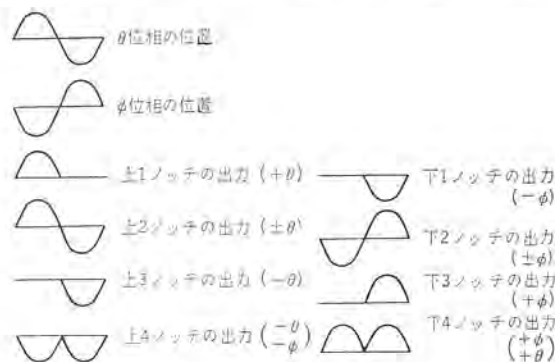


図 3.17 各種電圧位相波形  
Fig. 3.17 Wave form of each signal.

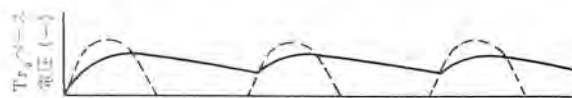


図 3.18 半波平滑電圧  
Fig. 3.18 Filtered wave form of half wave.

の半波のみコネクタに  $-\theta$  が印加されベースにも  $\theta$  の (-) 半波が入力として作用するので Tr<sub>1</sub> は導通状態となり出力はゼロ、Tr<sub>2</sub> の入力ゼロ、したがって Tr<sub>2</sub> 不導通のため出力は 1 (約 -10V の電位をもつ状態) となり、Tr<sub>3</sub> の出力はゼロとなる。Tr<sub>3</sub> は波形形成のためのトランジスタで Tr<sub>2</sub> の入力が 1 となれば Tr<sub>3</sub> の出力は 1 となる。B 出力の HS<sub>4</sub> は 3 端子にバイアスの  $\theta$  がないので、Tr<sub>1</sub> は (-) 半波ごとに導通せず、コレクタ電圧は  $-\theta$  の電圧がそのまま現われ、 $-\theta$  は R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub>, C の平滑回路で 図 3.18 のように平滑され Tr<sub>2</sub> の入力を 1 とする。したがって B 出力は 1 となる。C 出力は A 出力と同様にしてゼロ、D 出力は B 出力と同様にして 1 となり、結局 A=0, B=1, C=0, D=1 となる。

##### (2) 上 1 ノッチの場合

$+\theta$  の波形がコントロールから与えられ、A の HS<sub>4</sub> はもともと 3 端子に  $\pm\theta$  が加えられているので、さらに  $+\theta$  が与えられても Tr<sub>1</sub> の入力には変化なく A=0 のままとする。B の HS<sub>4</sub> に対しても  $+\theta$  は D<sub>2</sub> を通って 0V へ流れるので B=1 のままとする。C の HS<sub>4</sub> に対しては 3 端子から  $\pm\phi$  が入っているうえに、2 端子から  $+\theta$  が入るため  $+\theta$  は  $-\phi$  とちょうど打ち消し合って Tr<sub>1</sub> は導通しなくなり、Tr<sub>3</sub> の出力を 1 とする。D 出力は  $+\theta$  に対しては B と同様感じないので 1。ゆえに A=0, B=1 C=1 D=1 となる。

##### (3) 上 2 ノッチの場合

コントロールからは  $\pm\theta$  の出力が与えられる。A は Tr<sub>1</sub> の入力が変わらないため A=0, B は A と同様でゼロ、C は 3 端子か



ら入っている  $\pm\phi$  と  $\pm\theta$  が打ち消し合い、 $Tr_1$  は入力  $\phi$  の状態となり、 $C=1, D$  は  $\pm\theta$  が入っても  $Tr_1$  のコネクタ電圧  $-\phi$  と位相がちょうど  $180^\circ$  異なり、入力が  $\phi$  と同様のため  $D=1$ 、したがって  $A=0, B=0, C=1, D=1$  となる。

#### (4) 上3 ノッチ の場合

コントローラの出力は  $-\theta$  で、 $A=0, B=0, C$  と  $D$  は  $-\theta$  とは位相が合わず入力  $=0$  と同様で  $C=0, D=1$ 、ゆえに  $A=0, B=0, C=0, D=1$ 。

#### (5) 上4 ノッチ の場合

コントローラは  $-\phi$  を出し、 $A$  は  $-\theta$  で変わらず、 $-\phi$  では  $+\theta$  を打ち消すのみで  $A=0, B$  は  $-\theta$  のとき働き  $A$  と同様  $B=0, C$  は OFF のときと同様  $C=0, D$  は  $-\phi$  によって  $Tr_1$  が導通され  $D=0$ 、ゆえに  $A=0, B=0, C=0, D=0$ 。

#### (6) 下 ノッチ の場合

下1 ノッチ ではコントローラ  $\phi$  出力、 $A$  は OFF のときと変わらず  $A=0, B$  では位相ちがいで不動作  $B=1, C$  では  $-\phi$  で働き  $C=0, D$  では  $-\phi$  で働き  $D=0$ 、ゆえに  $A=0, B=1, C=0, D=0$ 。下2 ノッチ は入力  $\pm\phi$  のため  $A=1, B=1, C=0, D=1$ 。同様に下3 ノッチ は  $A=1, B=1, C=0, D=1$ 。下4 ノッチ は  $A=1, B=1, C=1, D=1$  となる。

以上を一覧にまとめると表 3.1 になる。

また、以上は説明を簡単にするために  $HS_4$  の端子 3, 4 にはともに同じ  $\theta$  または  $\phi$  の電圧がかかるようにして説明したが、実際には 3 にはそのまま  $\theta, \phi$  をかけ、4 には  $\theta, \phi$  を (－) 半波を半分に切った図 3.19 のような波形の電圧を印加している。これは  $HS_4$  の入力の位相が長い導線のインピーダンスのため遅れても誤動作しないように考慮したためである。

表 3.1 各ノッチにおける論理出力

出力 ノッチ	A	B	C	D
OFF	0	1	0	1
上1	0	1	1	1
上2	0	0	1	1
上3	0	0	0	1
上4	0	0	0	0
下1	0	1	0	0
下2	1	1	0	0
下3	1	1	0	1
下4	1	1	1	1

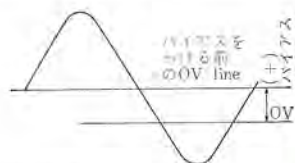


図 3.19 トランジスタリレー  $HS_4$  の 4 端子に入る電圧波形  
Fig. 3.19 Wave form of voltage supplied to terminal 4 of transistor relay  $HS_4$ .

$A \cdot B$					
		00	01	11	10
$C \cdot D$	00	上4	下1	下2	下3
	01	上3	OFF	下3	下4
	11	上2	上1	下4	下1
	10	下4	下3	下2	下1

図 3.20 カルノー線図  
Fig. 3.20 Karnaugh map.

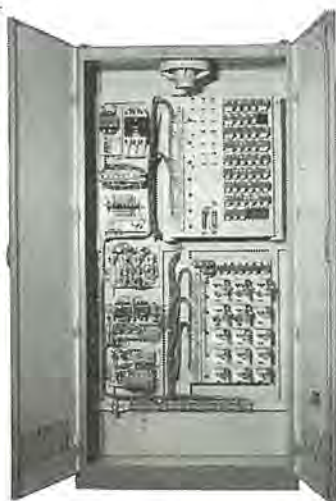


図 3.21 トランジスタリレー 制御盤  
Fig. 3.21 Transistor relay control panel.

### 3.5.2 カルノー線図の応用

表 3.1 のように表わされた論理出力を図 3.20 のようなカルノー線図<sup>(1)</sup>に表わすと、この論理出力を次のように簡単に使うことができる。図中横軸の 00 は  $\bar{A} \cdot \bar{B}$ 、01 は  $\bar{A} \cdot B$  という論理積を意味し、縦軸もまた同様にそれを  $C \cdot D$  におきかえたと考えればよいから、結局上1 ノッチ 信号の論理積  $\bar{A} \cdot B \cdot C \cdot D$  は図の位置に入ることになる。また  $\vee$  印の個所は  $HS_4$  にいかなる信号が入っても絶対に現われることのない出力である。いまこの論理出力から上1 ノッチ と上2 ノッチ のいずれでも動作する信号を取り出すときは次のようにその出力を得ることができる。

$$\text{上1} + \text{上2} = \bar{A} \cdot B \cdot C \cdot D + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot D$$

であるが  $\vee$  印の信号はいくら使っても誤動作することにならないから  $\vee$  印のうち上1 と上2 に隣接しているもののみを使うと次のようにきわめて簡単になる。

$$\bar{A} \cdot B \cdot C \cdot D + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot D$$

$$+ (\bar{A} \cdot B \cdot C \cdot \bar{D} + \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C \cdot \bar{D}) = \bar{A} \cdot C$$

同様にして上2 + 上3 + 上4 ノッチ は隣接する  $\vee$  印個所を使って  $\bar{B}$  を得る。

### 3.6 差動セルシンによる同期偏差補正装置

#### (セン(揃)速運転装置)

このクレーンの主巻および横行には2台または4台のモータ間の同期運転が要求されており、主巻においてはその精度が 0.16% となっており、リアクトル制御のみではこの精度が得られないので、さらにセルシン回路を設けて移動距離の差を補正するように設計した。図 3.22 はそのブロック線図であって、セルシン発信機がそれぞれの電動機にある減速比をもって直結されており、それら発信機の二次回路に接続されている差動セルシン受信機はその回転数の差で回転し、そのためそれにある減速比で結合されているポテンシオメータは差動セルシンの回転数に応じた回転角だけ回転する。ポテンシオメータが回転するとその回転角に比例した電圧がそのシユウ動子にかかるため、その回路定数によって決定される電流が基準と PG の比較回路に加わって、ポテンシオメータの回転角が  $\phi$  になるまで被補正側を補正する。図 3.22 では被補正側が No. 2 電動機になっている。

以上のようにこの差動セルシンによる方式は2台のモータ間の回転数差の積分値、すなわち移動距離の差によって補正を行なうため、運行距離がいくら長くても常にその差がないように運転される。以上は2台の同期運転の場合であるが、4台の場合またはその他複数個の同期運転の場合もまた同様である。

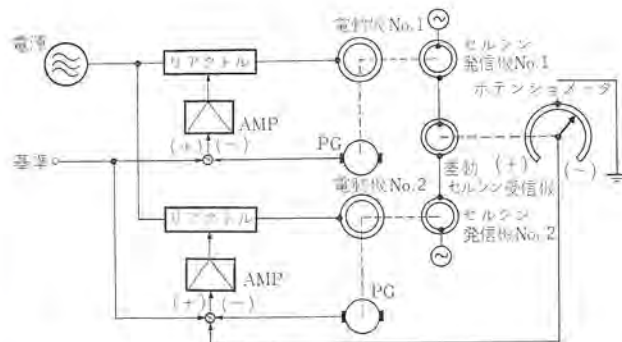
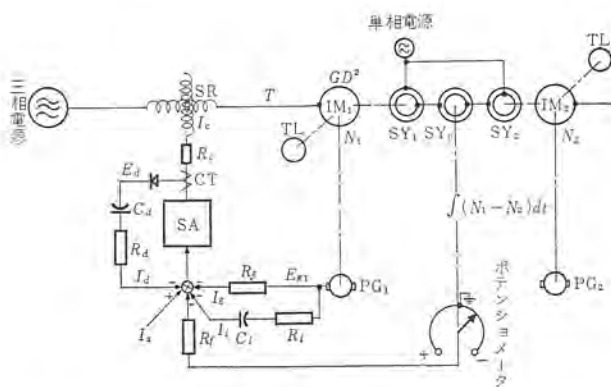


図 3.22 主巻および横行のセルシンによる同期運転方式  
Fig. 3.22 Synchronizing operation system on the main hoists and trolleys by synchros.





SR: 可飽和リアクトル  
IM<sub>1</sub>: 誘導電動機 (被制御側)  
IM<sub>2</sub>: # (基準側)  
SY<sub>1</sub>: セルシン発信機 (IM<sub>1</sub> と連結)  
SY<sub>2</sub>: # (IM<sub>2</sub> と連結)  
SYD: 差動セルシン受信機  
N<sub>1</sub>: IM<sub>1</sub> の速度  
N<sub>2</sub>: IM<sub>2</sub> の速度  
PG<sub>1</sub>: バイロット発信機 (IM<sub>1</sub> と連結)  
PG<sub>2</sub>: # (IM<sub>2</sub> と連結)  
E<sub>p1</sub>: PG<sub>1</sub> の電圧  
E<sub>f</sub>: ゲネシスモータの電圧  
E<sub>d</sub>: ダンピング回路の電圧  
SA: サイリスタ増幅器  
T: 電動機駆動トルク  
TL: 負荷トルク  
I: 可飽和リアクトル制御電流

$R_c$ : 可飽和リアクトル制御抵抗  
 $CT$ : 変流器  
 $D$ : ダイオード  
 $C_d$ : ダンピングコンデンサ  
 $R_d$ : 抵抗  
 $I_d$ : 電流  
 $R_g$ : 検出回路抵抗  
 $I_g$ : 電流  
 $R_l$ : 進相ダンピング抵抗  
 $C_l$ : コンデンサ  
 $I_l$ : 電流  
 $R_r$ : ポテンシヨ回路抵抗  
 $I_r$ : 電流  
 $I_s$ : 速度基準電流  
 $GD^2$ : モータ慣性エネルギー  
 $I_s$ : SAの合成入力電流

図 4.1 制御系統図 Fig. 4.1 Control system diagram.

#### 4. 自動制系の解析

2基のクレーンに設置された4台の主巻および横行はそれぞれ1号機下部トリに設置したものを基準として、残り3台をこの基準の回転に合致せしめるよう制御しているが、そのうち被制御側の回路のブロック線図は図4.1のようになる。

$T_0$  (kg · m) を電動機の定格トルク,  $N_0$  (rpm) を定格速度とし  $K_m = GD^2 \times N_0 / 375 \times T_0$ ,  $\tau = T / T_0$ ,  $n_1 = N_1 / N_0$  とおけば運動の方程式をラプラス変換したものは次のようになる<sup>(2)</sup>.

$$K_m S n_1 = \tau - \tau_L \quad (4.1)$$

一方電動機トルクは速度 ( $n_1$ ) とリアクトル励磁電流 ( $i_c$ ) との関数であり

$$\tau = f(i_c, n_1) \quad \text{ただし} \quad i_c = \pm e/I_{co}, \quad I_{co}: \text{基準制御電流}$$

と表わされるが電動機の スペリ が十分大きい範囲においては $\tau$ は  $m_1$  に無関係と考えてよく、大体  $i_0$  に比例するとみてさしつかえないので

$$\tau \doteq k_1 i_c \quad (4.2)$$

とおける。 $i_c$  は SA で入力  $I_k$  を増幅して得られるが可飽和リアクトルの伝達関数はむだ時間をもった 1 次おくれで表わされるので  $i_c$  は次式で表わされる。

$$i_c = \frac{k_a \cdot e^{-k_2 T_1 S}}{1 + T_1 S} \cdot i_l \quad (4.3)$$

ただし  $k_a = A \cdot I_0 / I_{c0}$  で  $A$  はサイリスタ増幅器の増幅率,  $T_1$  は可飽和リアクトルの時定数,  $k_2$  は定数で大体 0.35~0.45 となることが実験的に明らかになっている。また  $I_0$  を増幅器の基準入力電流で全速時における  $I_0$  に等しいものとすれば

$$i_l = I_l / I_0 \quad (4.4)$$

であり 図 4.1 からわかるように

$$I_t = I_g - I_a - I_i - I_d - I_f \quad (4.5)$$

となる。ここに  $I_s$  は速度の基準値 ( $N_s$ ) となる電流でコントローラのノッチ指令によってあたえられる。また  $I_g$  はパイロット発電機電圧、すなわち速度に比例するので  $I_g = E_{g1}/R_g = k_g \cdot N_1/R_g$  ( $k_g$ :  $k$ : 定数) であるが全速時の  $I_g$  を  $I_0$  としたのであるから

$$i_a = n_1 \quad \text{ただし} \quad i_a = I_a / I_0 \quad \dots \dots \dots (4.6)$$

となる。進相ダンピング回路の電流は次式で表わされる。

$$i_t = \frac{\mu_i T_i S}{1 + T_i S} n_1 \quad (4.7)$$

ここで  $\mu_i = \frac{k_g \cdot N_a}{R_i \cdot I_a \times 60}$

ダンピング回路は次式で表わされる

$$i_d = \frac{\mu_d T_d S}{1 + T_d S} i_c \quad (4.8)$$

ここで  $\mu_d = \frac{k_d \cdot I_{c0}}{R_a \cdot I_0}$ ,  $k_d = \frac{E_d}{I_c}$

である。2台の電動機の回転差に比例した電流  $I_f = E_f / R_f$  であるが  $E_f$  は次式で表わされる。

$$E_f = k_f \int (N_1 - N_2) dt$$

この式をラプラス変換して  $I_r$  の式にいれ単位法で表わすと

$$i_f = \frac{\mu_f}{S} (n_1 - n_2) \quad (4.9)$$

ここで  $\mu_f = \frac{k_f \cdot N_o}{R_f \cdot I_o \times 60}$

である。いま  $IM_2$  の速度を基準として考えれば  $n_2 =$  一定としてよくまた速度の微小変化分についてのみ考察すると式 (4.9) は

$$\Delta i_f = \frac{\mu_f}{S} \cdot \Delta n_1 \dots \dots \dots (4.9')$$

となる。(4.1)~(4.8)の式に関してもすべて微少変化分についてのみ考えると、これらの式からブロック線図は図4.2のようになることがわかる。

図 4.2 において  $k_a$  を小さくし、また 3.2 節 で述べた方法により可飽和リアクリル の応答を改良した結果、系の安定性は改善され  $\mu_a$  は小さくくてよいのでこれを省略してまとめると 図 4.3

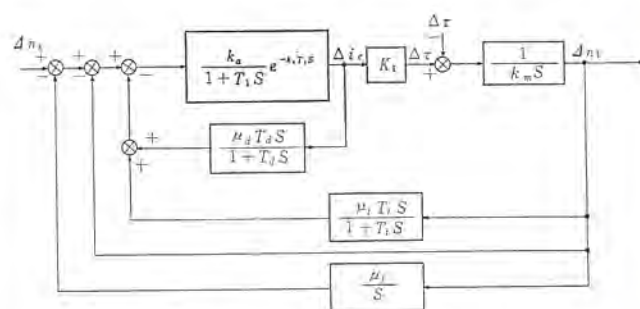


図 4.2 ブロック線図 Fig. 4.2 Block diagram.

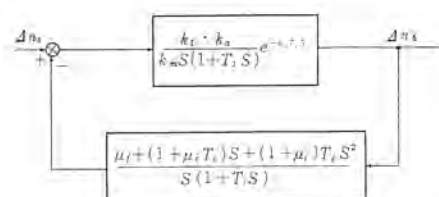
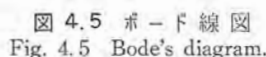
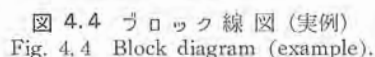


図 4.3 ブロック線図 Fig. 4.3 Block diagram.



同期偏差補正装置のゲインは40%, すなわち偏差100mmのとき補正装置より40%トルクが出る。全連動運転を図5.1, 5.2に示す。図5.1は4フックで300t荷重をともつりした場合であり、親フック(1号機下部主巻)電動機回転速度、子フック(1号機上

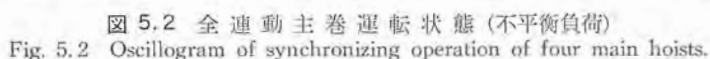
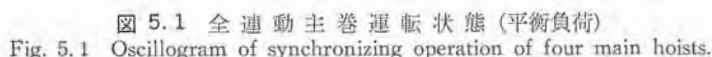




表 5.1 主巻連動運転過渡時フック偏差 (mm)

運 転 条 件	荷 重 (t)				フック 類 別	ノ ッ チ 指 令																
	1号 上部	1号 下部	2号 上部	2号 下部		OFF	上 1	上 2	上 3	上 4	上 3	上 2	上 1	OFF	下 1	下 2	下 3	下 4	下 3	下 2	下 1	OFF
全 速 動	0	9	0	0	1号上部 2号上部 2号下部					-20 -20 -20						-30						
全 速 動	75	75	75	75	1号上部 2号上部 2号下部					+20 -20 -60	-45 -60							+30 -25 +45				
全 速 動	150	150	50	50	1号上部 2号上部 2号下部			+20		+30 +20	-25								-35			
全 速 動	300	0	0	100	1号上部 2号上部 2号下部					+30 -50 -50	-50 -20 -20	-20										
1 号 機 内 連 動	150	150	—	—	1 号 上 部					+30												
1 号 機 内 連 動	300	0	—	—	1 号 上 部						-50	-20	-20		-15	-15		-50	-30	-10	-10	
2 号 機 内 連 動	—	—	0	100	2 号 上 部		+20	+30	+30	+50	+100	+30	+30		-15	-15		-50	-30	-10	-10	
ト ロ リ 別 連 動 (下—下)	—	150	—	150	2 号 下 部					+15												
ト ロ リ 別 連 動 (下—下)	—	0	—	100	2 号 下 部						-50	-20	-20					+30				
ト ロ リ 別 連 動 (上—上)	300	—	0	—	2 号 上 部				+25	+40	+100	+30	+30		-20	-30	-25	-70	-40	-30	-30	
ト ロ リ 別 可 逆 連 動	150	0	150	0	2 号 上 部 2 号 下 部						-40 -50		-20					+35 -10	+25			
ト ロ リ 別 可 逆 連 動	0	150	0	150	2 号 上 部 2 号 下 部						-30 -15		-25			+20		-20	+30			
ト ロ リ 別 可 逆 連 動	300	0	0	100	2 号 上 部 2 号 下 部			-30	-30	-80						+25	+25	+30 +30	+90	+20	+20	

部主巻) 電動機回転速度および同期偏差補正装置の補正電圧 (1号機上部主巻, 2号機下部主巻, 2号機上部主巻) の状態を示す。0→1→2→3→4→3→2→1→0ノッチの運転および0→4→1→0ノッチの運転でも4フックの位置の差は100mm以内に制御されている。図5.2は不平衡荷重 (1, 2号上部主巻 300t, 1号下部主巻 50t, 2号下部主巻 50t) の運転状態である。主巻連動運転の過渡的偏差を表5.1に示す。

また、スタート点を基準にして停止時のフックの位置の偏差を計測した結果、ブレーキの制動誤差も含めて、4フックの連動運転では最大56mmであり仕様を十分満足している。

#### 5.4 横行全連動運転

横行電動機は定常負荷に対しては余裕があり、系全体の安定性からみて同期偏差補正装置のゲインは20%くらいが適当である。4台トリリ全連動の運転状態を図5.3, 5.4に示す。図5.3は4台トリリ無負荷の場合、図5.4は不平衡荷重 (1号機上部トリリ 300t, 2号機上部トリリ 100t, 1・2号下部トリリ 0t) の場合である。主巻の場合と同様、親トリリ (1号機下部横行) 電動機回転速度、子トリリ (1号機上部横行) 電動機回転速度および同期偏差補正装置補正電圧 (1号機上部横行, 2号機下部横行, 2号機上部横行) の状態を示す。定常状態、過渡状態ともに4台トリリの位置の差は最大300mmであった。過渡的な偏差を表5.2に示す。

#### 5.5 機内連動, トリリ別連動, 可逆運転

全連動のほか1号機内連動, 2号機内連動運転およびトリリ別連動運転が可能であり、その偏差は極端な不平衡荷重において過

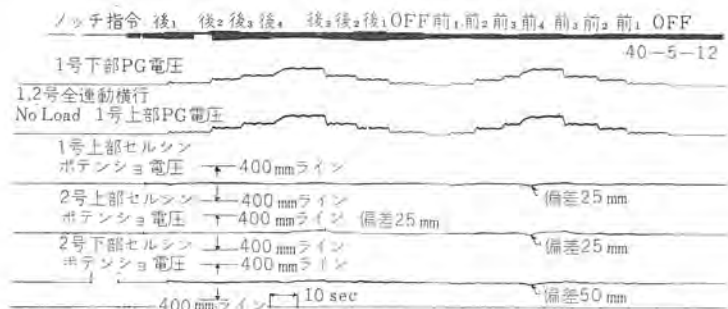


図 5.3 全連動横行運転状態 (無負荷)  
Fig. 5.3 Oscillogram of synchronizing operation of four trollies.

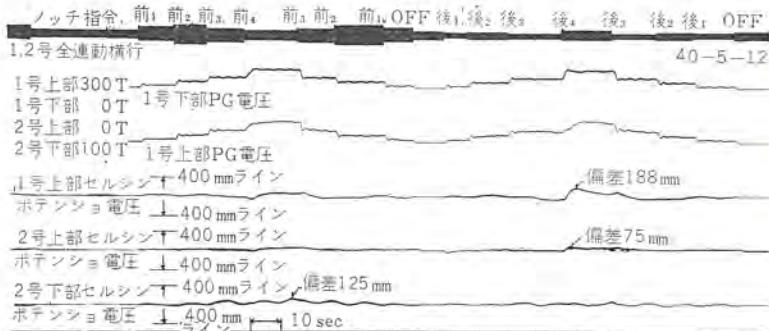


図 5.4 全連動横行運転状態 (不平衡負荷)  
Fig. 5.4 Oscillogram of synchronizing operation of four trollies.

渡的に主巻で最大105mm, 横行で最大188mmであった。定常状態ではすべて主巻20mm以内, 横行75mm以内に押えられている。

また下部トリリフックと上部トリリフックの主巻可逆運転も可能で

表 5.2 横行連動運転過渡時距離偏差 (mm)

運 転 条 件	荷 重 (t)				ト ロ リ 類 別	ノ ッ チ 指 令																	
	1号 上部	1号 下部	2号 上部	2号 下部		→																	
						OFF	前 1	前 2	前 3	前 4	前 3	前 2	前 1	OFF	後 1	後 2	後 3	後 4	後 3	後 2	後 1	OFF	
全 連 動	0	0	0	0	1号上部 2号上部 2号下部					+25 +25 +50	-25 -60 -40						-25		-75			+25	
全 連 動	300	0	0	100	1号上部 2号上部 2号下部		-30			+50 -50 -75	-90 -125	-50	-25			-50		-50	-188 -75	-100 -60			
1 号 機 内 連 動	300	0	—	—	1号上部		-50			+75	-75	+40			-40	-40		+75	-75				
2 号 機 内 連 動	—	—	0	100	2号上部		+50			+50		+30						+40	+50				
ト ロ リ 別 連 動 (下—下)	—	0	—	100	2号下部		+40	+25		+75			-40			+30		+100					
ト ロ リ 別 連 動 (上—上)	300	—	0	—	2号上部		-25		-50	-50									-75	+50	+50		

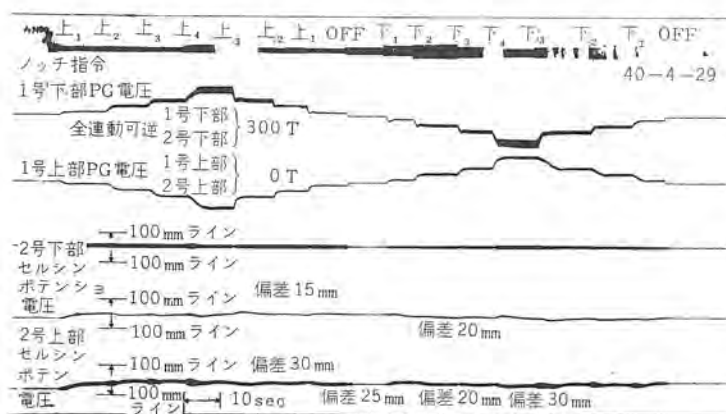


図 5.5 トロリ 別可逆運転状態 (トポ 返り)  
Fig. 5.5 Oscillogram of synchronizing somer-sault operation of four main hoists.

あり、その運転状態を 図 5.5 に示す。

## 5.6 補巻の走行運転

補巻は従来の リアクトル 制御A方式を用いたものであり、試験結果については省略する。

走行運転は、揺脚側、剛脚側の速度の偏差を常に補正し合っている。同期偏差補正装置の ゲイン 40% で、各ノッチの運転におい

て揺脚、剛脚の位置の偏差の最大は 300 mm におさえることができる。

## 6. む す び

この クレーン は規模において世界的なものであり広く内外の注目を集めたのであるが、ここに報告したように性能においても直流機に劣らぬ特性を交流機によって得ることにより、安価で高性能な クレーン の製作に成功した。すでに昨年 6 月以来大形船の建造にその性能の優秀さを発揮し工期の短縮に大きく貢献していることはわれわれの喜びとするところである。

稿を終わるにあたりこの クレーン の企画の段階から終始ご指導いただいた三菱重工業長崎造船所企画部近藤電力課長をはじめ、同課の方々ならびに同社広島造船所起重機設計課長および同所電気工場の方々に、深く感謝申し上げます。

## 参 考 文 献

- (1) 川上：トランジスタ と電子工学, 202 (昭 37)
- (2) 佐藤, 吉田：「三菱電機」 33, 676 (昭 34)



## MT-4 形 (150 Mc/FM, 1W) モレクトロン携帯無線機

小林 信三\*・太田 堯久\*\*

## Type MT-4 (150 Mc/FM, 1W) MOLECTRON Portable Radio Equipment

Communication Equipment Works Shinzō KOBAYASHI・Takehisa ŌTA

Type MT-4, FM-portable transceivers of 150 Mc band, provided with MOLECTRONS applied Mitsubishi microcircuit, are now in production. The MOLECTRONS are so designed as to suit communication equipment on account of their marked features of high performance, high reliability, high maintainability, small size and low cost. This newly developed products, with a transmitter output of 1W, are so designed as to meet amply most customers' requirements, containing Ni-Cd batteries, an antenna and a speaker-microphone. They have the same performance as that of the conventional portable transistorized radio equipment with high performance.

## 1. ま え が き

さきに本誌上にも発表した MT-2 形 モレクトロン 携帯無線機<sup>(1)</sup>の試作結果を基礎とし、一般用標準形 モレクトロン 携帯無線機として、トランシーバタイプ 出力 1W の MT-4 形を工場の生産ラインに乗せた。すでに第 1 陣は完成し、客先に向けて出荷されつつある。本機は、モレクトロンを使用した標準通信機（見込生産品）としては当社の最初の製品であり、超小形 リニア 回路応用の一般市販製品としても恐らく世界最初のものと思われる。本機に使用したモレクトロンは MT-2 形のものと同形、同構造の、通信機用モレクトロンであり、それについてはすでに<sup>(1)</sup>述べたのでここでは省略する。ここでは本機の標準仕様設定のいきさつ、回路設計などにつき、主として MT-2 形との相違点をピックアップしながら説明する。

## 2. 仕 様 設 定

## 2.1 標準仕様

## 2.1.1 主構成

送受信機本体	1
イヤホン	1
皮 ケース	1

## 2.1.2 本体構造

- (1) スピーカマイク、アンテナ、電池などをすべて内蔵し、通常本体のみで使用するいわゆる トランシーバ 形とする。
- (2) 防水構造とする。(JIS F 8001 の第 3 種散水試験を 10 分間行なって浸水しないこと)
- (3) 要求により、外部アンテナ用接セン座 (BNC-R) を取付可能とする。

- (4) 外形寸法 195×75×41(mm) (突出部を含まず)
- (5) 重 量 900g 以下

## 2.1.3 機 能

- (1) 電波形式 F3
- (2) 周 波 数 146~162Mc 間の 1 波
- (3) 通話方式 プレストーク 方式
- (4) 音量調整用 ツマミ を有し、受信音量が調整できる。
- (5) 電源 スイッチ 兼 スケルチ 調整用 ツマミ を有し、電源開閉とスケルチ 調整ができる。
- (6) メータ を内蔵し、受信時には電池電圧、送信時には送信

出力の監視ができる。

- (7) 充電 ソケット を有し、そこから内蔵電池に充電することができる。

## 2.1.4 性 能

## (1) 送信部

送信出力	1W +20~50% (10~13.5V)
周波数偏差	±0.002% 以内 (-10~+50°C)
変調方式	水晶制御位相変調方式
最大周波数偏移	100% 変調に対し ±7kc
変調 ヒスミ 率	1kc 70% 変調で 10% 以下
変調周波数特性	1kc を基準として 0.3kc で -10.5 ± 3 dB 3kc で +6 ± 3 dB
占有帯域幅	30kc 以下
不正フク射強度	1mW 以下

## (2) 受信部

受信方式	水晶制御二重スーパーヘテロダイン 方式
局発周波数偏差	±0.002% 以内
20dB 雑音抑圧感度	6dB (μV) 以下
帯 域 幅	6dB 低下で ±10kc 以上
選 択 度	±25kc で -60dB 以下
不正周波数感度比	-40dB 以下
スケルチ 感度	10dB 雑音抑圧より 20dB 雑音抑圧まで調整可能
ヒスミ 率	出力 100mW で 10% 以下
周波数特性	1kc を基準として 0.3kc で +6 ± 3 dB 3kc で -8 ± 3 dB

## (3) 電 源

使用電池	Ni-Cd 電池 1.25V 450mAh 10 個直列または単 3 乾電池 9 個直列
連続使用時間	Ni-Cd 電池完全充電時、送信 1、受信 1、待受 3 の比率で 4 時間以上

## 2.2 設定いきさつ

## 2.2.1 構成および構造

- (1) MT-2 形<sup>(1)</sup>はアンテナ・電池内蔵の トランシーバタイプであったが、できるだけ小形化するためにスピーカは用いず受信にはイヤ



図 2.1 MT-4 形 外 観  
Fig. 2.1 MT-4 exterior view.

ホン、送信には内蔵の小形マイクを用いるものであった。次の MT-3 形<sup>(1)</sup>は両手作業中でも使用できるよう、アンテナ・マイク・受話器をヘルメットに装着し、本体を胸ポケット、電池を腰ベルトにそれぞれ分離させたタイプであった。標準形無線機である MT-4 形のタイプを決定するに際してはそれらも候補として考えられたが、需要調査などを行ない十分検討した結果、市民バンドにおいても最も一般的な、本体に電池、アンテナ、スピーカなどをすべて内蔵し、スピーカをマイクとして兼用するトランシーバタイプが、最もポピュラーで親しみ深く、標準形にふさわしいという結論を得た。

(2) 防水構造については、雨の中でも支障なく使用できるようにという各方面からの要望が従来からあったので、JIS F 8001 の第 3 種散水試験で浸水しない構造とすることにした。

(3) 外部アンテナ用接セン座は、移動局または基地局として使用する場合有用で、要求される客先もかなりあり、決定には苦心したが、

(a) 内蔵アンテナと外部アンテナ用接セン座と 2 本角を出すことはデザインとして難がある。

(b) 外部アンテナ用接セン座のみとして携帯用ホイップアンテナもその接セン座に取り付けるのは、携帯用アンテナを紛失する可能性があり、また原価がやや高くなる。

との理由で、標準形としては内蔵伸縮ホイップのみとし、どうしても必要な客先のみ外部アンテナ用の BNC 接セン座が付けられるよう穴だけ明けて置き、標準形ではゴムのセンをしておくことにした。

(4) 寸法重量は従来の携帯無線機や市民バンドのセットと比較して遜色のないよう、できるだけ小形軽量化につとめて得られた値である。

## 2.2.2 機 能

(1) 電源スイッチは従来の当社の携帯無線機と同じくスケルチ調整器に付属させた。これは電源を入れた際音量調整器よりもスケルチ調整器の方が再調整するひん度が高いと考えられるからである。

(2) メータは、電池容量の減り具合、送信出力の正常異常を点検するのにきわめて便利であるので、小形化にとってはやや支障となるが、採用することにした。

## 2.2.3 性 能

(1) 送信出力は MT-2 の 0.1 W では小さすぎ、できるだけ大きいものを希望する顧客が多いので、通常の携帯用としては最大の 1 W とした。

(2) 変調方式は MT-2 では水晶直接 FM 方式を採用してテイ倍数を減らしていたが、それでは周波数安定度がやや悪く、

-10~+50°C で  $\pm 0.002\%$  に入れることは量産的に困難と考えられた。電波法設備規則では  $\pm 0.005\%$  に入っていればよいのであるが、実際に 40kc セレクションの電波割当てで混信を受けないためには受信機のバンド幅はかなり狭くなるので、送信の周波数安定度  $\pm 0.002\%$  は是非必要である。そのため従来の無線機同様水晶制御位相変調方式とした。

(3) 最大周波数偏移は電波法設備規則では  $\pm 12\text{kc}$  まで許されているが、

$$\text{送信周波数偏差} \approx 150 \text{ Mc} \times (\pm 0.002\%) = \pm 3 \text{ kc}$$

$$\text{受信周波数偏差} \approx 150 \text{ Mc} \times (\pm 0.002\%) = \pm 3 \text{ kc}$$

$$\text{中間周波バンド幅} \approx \pm 13 \text{ kc}$$

$$13 \text{ kc} - 3 \text{ kc} - 3 \text{ kc} = 7 \text{ kc}$$

であるので、 $\pm 7 \text{ kc}$  以上の偏移は、受信中間周波で落される可能性がある。そこで 100% 変調を  $\pm 7 \text{ kc}$  とした。

(4) その他の送受信性能は従来の携帯無線機とほぼ同じとした。

(5) 電源は送信出力 1 W が出せる限りなるべく低電圧にするのが望ましく、MT-4 の場合約 12 V で 1 W 以上出せることが確かめられたので、1.25 V の Ni-Cd 電池を 10 個直列に使い 12.5 V とした。Ni-Cd 電池は反復充電可能で経済的であるので、これを標準構成としたが、乾電池でも使えると非常に便利なので、Ni-Cd 電池は単 3 形乾電池と同形のものとし、乾電池の場合は 9 個直列 (最高電圧  $1.5 \text{ V} \times 9 = 13.5 \text{ V}$ ) で使うこととした。連続使用時間の点からは単 2 または単 1 形の方がよいのであるが、寸法重量および価格 (Ni-Cd 電池) の点で、単 3 形のものを選んだ。

## 3. 設 計

### 3.1 構 造

防水構造とするため各所にゴムのガスケットを用い、充電用ソケットの裏側はシリコンゴムでモールドし、イヤホンジャックにはゴムセンをするなど細心の注意を払ってある。スピーカはコーンにシリコンワックスを吹き付けて、防水スピーカとし、コーンから内側に水が浸入するのを防いでいる。

内部の構造は図 3.1 のようで、電池、アンテナ、および低周波電力増幅回路を裏フタのほうに取り付け、むだな空間はほとんどない。

送信部および受信部は MT-3 形にそのまま流用できるように設計してある。

### 3.2 送信部

送信部の系統図は図 3.2 のとおりである。テイ倍数は可変リアクタンス 1 段の変調の場合 24 が普通であるが、本機は 100% 変調を



図 3.1 MT-4 形 内 部  
Fig. 3.1 MT-4 interior view.



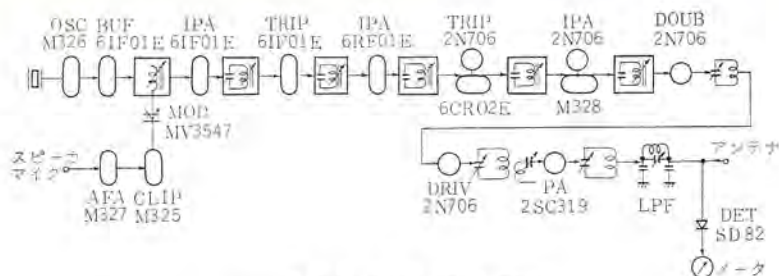


図 3.2 送信部系統図  
Fig. 3.2 Transmitter block-diagram.

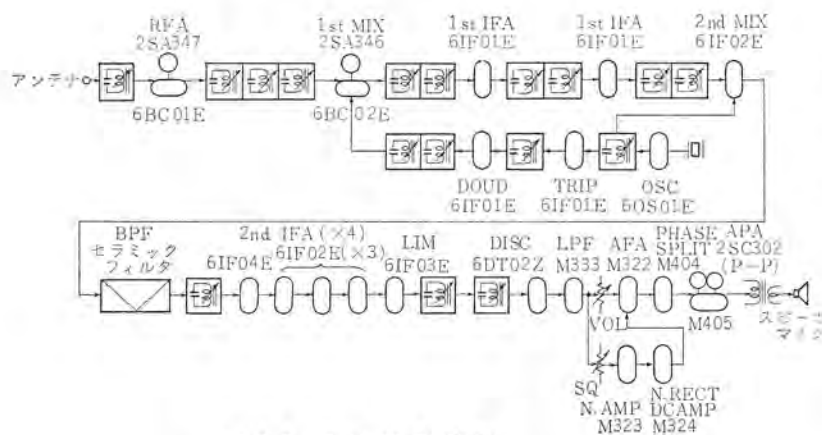


図 3.3 受信部系統図  
Fig. 3.3 Receiver block-diagram.

$\pm 7$  kc に下げたので 18 テイ倍 ( $3 \times 3 \times 2$ ) に減らした。ただし 18 テイ倍でも実験的に 1 kc で  $\pm 8.4$  kc 偏移 (12 kc の 70%) の時変調器としてはヒズミ率 7% 程度に納まることがわかったので、IDC 回路を多少変更すれば最大周波数偏移を  $\pm 12$  kc とすることもできる。

スプリアスを 1 mW 以下に押えるために、各テイ倍周波数に対して同調回路を二つずつ置き、各同調回路の負荷  $Q$  を 10 以上に設計してある。終段のタンクのみは損失を少なくするため負荷  $Q$  を 5 程度にし、第 2 高調波に減衰極を持たせた誘導 M 形低域フィルタを置いて高調波スプリアスを除去している。

### 3.3 受信部

受信部の系統図は図 3.3 のとおりである。AF 段の Phase Splitter 以後は別基板となっている。

中間周波フィルタとして小形のセラミックフィルタ (455 kc) を使うため 2 重 スーパ とし、第 1 局発と第 2 局発の水晶を共用とし、RF Amp と 1st Mixer のみは低い雑音指数をうるためにゲルマニウムトランジスタを採用したなどの点は、MT-2 形と同じである。デイスクリミネータ以後は MT-2 形と異なり、まず CR 低域フィルタ (M333) で 455 kc を 60 dB ほど減衰させ動作を安定化し、AF Amp および Noise Amp には図 3.4 のような高入力インピーダンス 3 石直結増幅器を用いて、40 dB 以上の電圧利得を 1 段でうるようにし、回路を単純化した。イメージおよび高調波感度比を  $-40$  dB 以下に押えるため RF Amp は三重同調、1st Local の Doubler は二重同調、1st IF は二重同調 3 段と、多数の同調回路を用いてある。二重同調回路は調整の容易なように、臨界結合よりやや粗結合に設計してある。

## 4. 実測データ例

本機の実測データ例を図 4.1~4.4 に示す。いずれも設定仕

MT-4 形 モレクトロン 携帯無線機・小林・太田

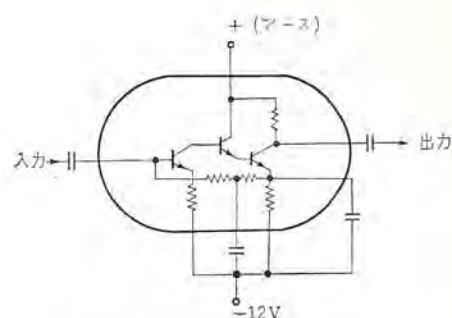


図 3.4 3 石直結増幅器  
Fig. 3.4 3-transistor direct-coupled amplifier.

様を十分満足しており、温度および電池電圧の変化に対しても十分安定に動作することがわかる。このほか、振動、衝撃、湿度、散水の各試験でも異常ないことを確認してある。

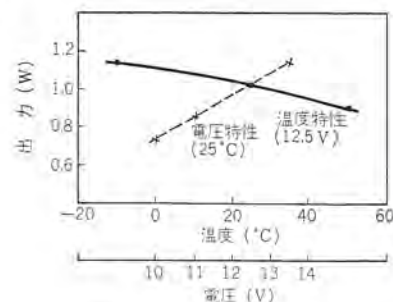


図 4.1 送信出力  
Fig. 4.1 Transmitter power output.

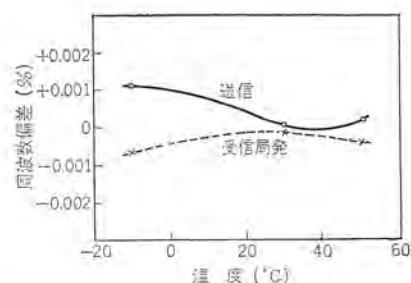


図 4.2 周波数安定度  
Fig. 4.2 Frequency stability.

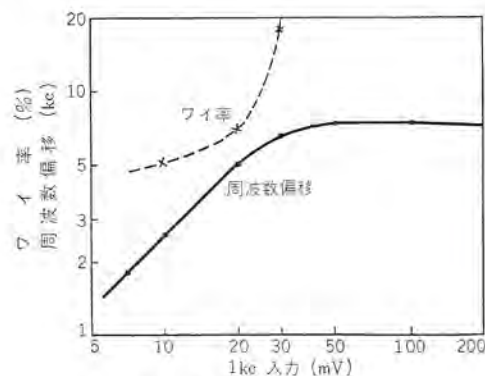


図 4.3 変調特性  
Fig. 4.3 Modulation characteristics.

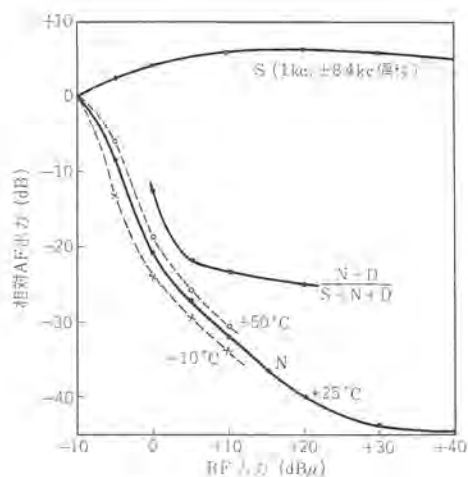


図 4.4 受信感度  
Fig. 4.4 Receiver sensitivity.

## 5. む す び

以上、通信機用モエクトロンを応用した最初の標準機種 MT-4 形の概要を報告した。本機は価格的にも従来の 1W 携帯無線機と

十分競争できるものであり、寸法重量の軽減、信頼度の向上を考えると実質的には大きな価格低下になっている。

しかしながら トランジスタ 工業の発展に伴い一般 トランジスタ 無線機も年々 コストダウン が進んでいるので、それらに十分対抗して行くため、今後は モエクトロン 製造技術の進歩による原価低減、性能信頼度向上のほかに、品種の統一標準化を進めていっそうの原価低減をはかりたい。それにより、通信機用 モエクトロン は小形軽量をねらいとする携帯無線機以外にも、価格、性能、信頼度において従来の トランジスタ 回路をしのいで、広く使用されるようになるものと確信する。

本機の生産に当たり、モエクトロン 製造を担当した当社北伊丹製作所、構造設計を担当した当工場第一通信技術課、製作試験を担当した当工場工作部の関係諸氏に深謝する次第である。

## 参 考 文 献

- (1) 黒田, 小林, 太田: モエクトロン 携帯無線機 MT-2 形  
『三菱電機技報』39, 366 (昭 40)
- (2) MT-3 形 モエクトロン 携帯無線電話装置『三菱電機技報』  
39 第 1 号, 11 編, 1.7 節



## 400 チャンネル・パルス波高分析器 (ND-1666)

倉橋 浩一郎\*・大西 良一\*

津田 元裕\*\*

増井 隆雄\*\*\*

## 400-Channel Pulse Height Analyzer (ND-1666)

Mitsubishi Electric Corporation, Central Research Laboratory

Mitsubishi Electric Corporation, Kōbe Works.

Mitsubishi Atomic Power Industries, INC.

Kōichirō KURAHASHI・Ryōichi ŌNISHI

Motohiro TSUDA

Takao MASUI

In the research work of radio activities the multi-channel pulse height analyzer is one of indispensable apparatus. Recently the device has been highly appreciated in the field of nuclear science and bio-medical electronics and its applications have been rapidly developed by making most of their features. A 400-channel pulse height analyzer described herein has the following points differing from the conventional ones.

- (1) Provided with the Mitsubishi Molectron, it has high reliability and compactness.
- (2) Self containing the arithmetic function, it permits easy analysis of the spectrum.
- (3) Baseline shift is performed digitally.
- (4) Clear observation is made by the live display.

## 1. ま え が き

パルス波高分析器(以下 PHA と略記)は、測定すべきパルス列について、その波高のひん度分布を測定する装置である。この PHA は、放射線計測の分野において、ガンマ線スペクトロメータで代表されるような、放射線エネルギーのスペクトル分析に広く用いられている。そのほか、核物理あるいは医用電子工業の分野においても、その有用性がみとめられ、これらを含む需要は急速に増大してきた。

当社においては、さきにトランジスタ化した 256 チャンネル PHA を製作したが<sup>(1)</sup>、今回、これに機能および性能の両面について大幅に改良を加えた 400 チャンネル PHA (ND-1666) を製作し、東京大学に設置された Human whole body counter の計測系の中心装置として納入したので、その概要を紹介する。

マルチチャンネル PHA は、数百語のデータメモリをもつ、いわば Wired program computer であって、普通は入力パルスの波高分布を測定する蓄積モード、測定した分布スペクトルをブラウン管上に表示する表示モード、および X-Y レコーダ、あるいはプリンタなどで永久記録する読出モードなどの機能をもつ。

われわれの PHA ND-1666 では、これに加えて以下に述べるような演算機能を組み込みとし、通常スペクトル測定後に必要な手計算あるいは PHA と並列に、他の測定器を置くことの複雑さを一掃した。

この種の測定器に要求されることは、

- (a) 安定に動作すること、
- (b) 取扱い容易であること、
- (c) 高い精度をもつこと、

などであるが ND-1666 はこれらの点にも十分留意して設計されている。

ND-1666 の特長は次のようなものである。

- (1) パネル面配置は、誤操作による記憶データの破壊の危険性が極小になるようにした。

(2) 回路素子には三菱モレクトロンを用い、小形化、高信頼度化をはかった。

(3) レジラおよびインテグレート演算を本体組み込みとすることにより、これらの演算で可能な機能を拡大するとともに操作容易とした。

(4) ベースラインの移動をデジタルに行なった。

(5) 入力パルスの生起ひん度が少ない場合でも、分析中にスペクトルをモニタできるように、ライブディスプレイ(分析中表示)を採



図 1.1 ND-1666 外観図

Fig. 1.1 The pulse height analyzer (ND-1666).

表 1.1 ND-1666 の仕様

チャンネル数	400×1, 200×2, 100×4
記憶容量	1 チャンネル当たり 10 <sup>6</sup> カウント
入力信号	0.1mV~6V, 正極性
デッドタイム	10+0.5N (μs) N はチャンネル数
プリセットタイム	波高分析 1~500×10 <sup>3</sup> sec 時間分析 1ms~500sec (チャンネル幅)
読出し	X-Y レコーダ ラインプリンタ パンチャ* タイプライタ* リーダー* (読込) *印は TTC ユニットが必要
演算	レジラ および インテグレート
使用電源	100V 50/60 c/s 約 160VA
重量, 寸法	420×330×630mm, 30kg



用した。

この装置は、外観を図 1.1 に示すように従来品に比べ小形化されている。またこの装置の主要な性能を表 1.1 にまとめた。

## 2. マルチチャネル波高分析器概説

一般に、マルチチャネル PHA の基本的機能は次のようなものである。

### (1) 分析機能

(a) 波高分析

(b) 時間分析

### (2) 表示機能

分析したスペクトルをモニターすること。

### (3) 記録(読み出し)機能

分析したスペクトルを外部の記録装置で読み出すこと。

はじめに、これらの動作がどのようにして行なわれるかを概説する。図 3.1 に ND-1666 の構成図を示すが、便宜上これを参照して説明する。

### 2.1 波高分析モード

これは、入力パルスの波高分布を測定するモードである。被測定パルスは、増幅器を経て適当に波形整形された後、パルス波高デジタル変換器(ADC)に入る。ADC は計数形のもので、入力パルスの波高に比例した数をもつパルス列を発生し、このパルス列がメモリ・アドレス・レジスタ(MAR; カウンタ構成となっている)で計数される。すなわち入力パルスが一つ入って、これに対する A-D 変換が終了

した時点には、入力パルスの波高に対応する数値(チャネル番号)が MAR に置数されている。次いでこのアドレスのデータをメモリから読み出し、1を加えた結果を、同じアドレスに書き込む。(図 2.1) このようにすればメモリの各記憶セルは、そのアドレスをチャネル番号とする入力パルスの生起数を記憶することになるから、この操作を入力パルスが生起するたびに繰り返せば、波高分析が行なえる。

なお、ADC に計数形のもので用いられるのは、チャネル幅の一様性(微分直線性)を確保するためである。

### 2.2 時間分析モード

これは入力パルスの生起時間(ある基準時刻からはかった)の分布を測定するモードである。

時間設定回路で定められた一定時間(チャネル滞在時間)ごとに、出るパルスを MAR で数えることにより、チャネルを一つずつ進める。一方、この時間幅内に入るパルス数をメモリ・データ・レジスタ(MDR, これもカウンタ構成になっている)で計数し、滞在時間の終了時点でその計数値をメモリに書き込み、MAR を次のチャネルへ進める。このようにして全チャネルを走査することにより、入力パルスの生起数の時間的推移が測定できる。普通はチャネルが一つ進むたびに、そのチャネルのメモリ内容が MDR に読み出され、その上に入力パルス数が加算されるような形にされているので、必要回数の走査による加算平均化操作が可能である。(図 2.2 参照)

### 2.3 表示モード

一般に PHA は表示のためのブラウン管表示回路(CRT)を内蔵している。

制御回路から一定周期のクロックパルスを出しておき、これを MAR で数えることにより全チャネルのメモリ内容を順次走査する。すなわちクロックパルスごとに MAR を +1 し、そのアドレスのデータを MDR に取り出す。MAR, MDR, 両レジスタの内容は D-A 変換されて、それぞれ CRT の X 軸および Y 軸に導かれる。こうして得られる輝点は次のクロックパルスが入るまで静止するから、適当な速度で全アドレスを走査すればスペクトルを CRT 上でモニターできる。(図 3.1)

### 2.4 読み出しモード

CRT 面上の表示だけでなく、得られたスペクトルを半永久的に保存し、あるいは、計算機などにかけてそのデータの処理を行なうための仲介物としてなど、種々の形でスペクトルを読み出し、記録することが行なわれる。出力を実際に記録する読出装置としては X-Y レコーダ、ラインプリンタ、テーブパンチャ、タイプライタなどが用いられる。外部へ読み出すときは、読出装置の要求する信号形式に応じて、アドレス・レジスタもしくはデータ・レジスタの値を、D-A 変換回路を通じたアナログ信号、そのまま並列にとり出す並列デジタル信号、またはレジスタをシフトさせて直列デジタル信号として読み出すなど、いろいろの形のものが用いられる。また、おおむね読出装置は動作速度が、波高分析器に比べておそいので、読出装置のエンドパルスによってアドレス・レジスタが進められる。したがって読み出し速度は、読出装置の速度で限定されるのが普通である。

## 3. ND-1666 の構成および機能

2 章において PHA の有する一般的な性質について述べたが、今回の ND-1666 がそれらをいかに満たしているかを具体的に説明する。ND-1666 の構成は、図 3.1 のブロック線図に示した



図 2.1 波高分析モード

Fig. 2.1 Accumulating sequence for each event pulse in PHA mode.



図 2.2 時間分析におけるタイムチャート

Fig. 2.2 Time-chart of the time analysis mode.



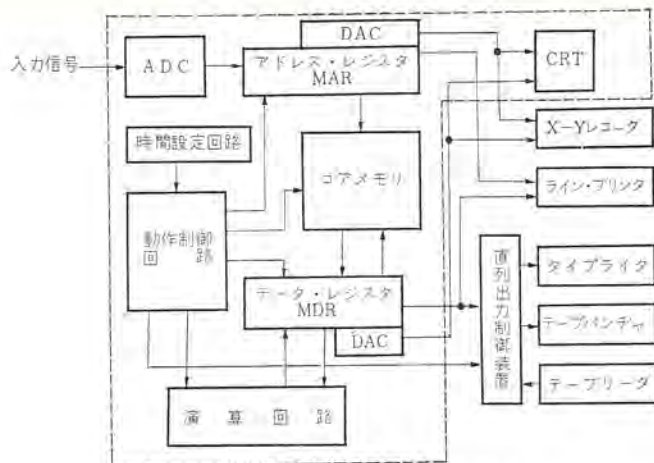


図 3.1 ND-1666 の構成図  
Fig. 3.1 Blok diagram of the ND-1666.

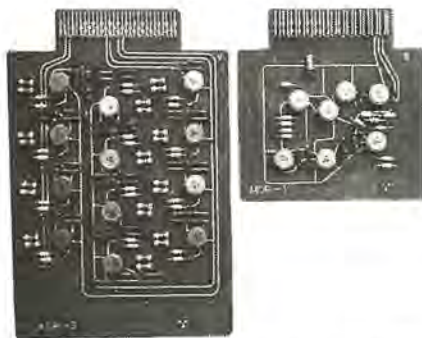


図 3.2 プリント板パッケージの例  
Fig. 3.2 Examples of the printed circuit package.

とおりである。図中、破線で囲った部分が PHA 本体である。回路は完全に固体化され、モロトロン Dual NAND 130 個、モロトロン・スリッパフロップ 100 個、トランジスタ 700 個、ダイオード 1,000 個を機能別のプリント板パッケージ 40 枚にまとめ、製作点検に際し便利になっている。プリント板パッケージの例を図 3.2 に示す。

動作モードは六つの主要モードからなり、それぞれにいくつかのサブモードがある。

### 3.1 表示モード (DISPLAY)

- (a) リニア表示 (LINEAR)
- (b) ログ表示 (LOG)

(a), (b)二つのサブモードがある。表示の際は10チャンネルごと、あるいは任意にスイッチで選んだアドレスに明点でマーカを入れることができる。またスイッチの切換えで、0~399チャンネルの一重像、0~199, 200~399の二重像、0~99, 100~199, 200~299, 300~399の四重像の表示ができ、各ブロックに蓄積したスペクトルの比較を容易にしている。

### 3.2 テストモード (TEST)

メモリ・ストアの動作が正常に行なわれているかどうかを確認するためのモードであり、所要のメモリ・ブロックを選択することができ、なお、+1, -1のいずれもテストできる。その確認はCRT面上で観察できる。

### 3.3 メモリ消去モード (MEMORY CLEAR)

メモリに蓄積されたデータのうち、不要のものをクリアするモードである。その場合、メモリ・ブロックの指定を行なうことができ、選んだチャンネル範囲のみのデータを消すことになる。また、読み出しモードにおいて、読み出したデータをふたたびメモリに書きこまずに、順次消去していく、いわゆる破壊読出を行なうこともできる。

### 3.4 蓄積モード (ACCUMULATE)

### (a) 波高分析 (PHA)

### (b) 時間分析 (TA)

上記二つのサブモードからなっている。

まず波高分析に関しては、異なった四つの入力を同時に分析することができ、蓄積時間のリセットは最小1秒から $5 \times 10^5$ 秒(約6昼夜)までの間で選ぶことができる。分析の際には、ベースラインをデジタルに移動させることができ、また入力パルスの生起回数が少ないときには、ライブ・ディスプレイを行なうことにより、CRTによる明瞭なモニタが行なえる。

時間分析は、いわゆる Multi-scaler 形のものであり、チャンネル当たりの滞在時間は、1ミリ秒から $5 \times 10^5$ ミリ秒(約8分)の間で選ぶことができる。手動でこの時間分析モードを開始するほか、外部からの時間分析開始制御パルスを基準時刻として用いることができる。また基準時刻からチャンネルゼロまでの遅延時間を、デジタルに(チャンネル数として)設定できる。外部からの時間分析開始制御パルスを利用して、累積加算平均を行なうことも可能である。

上に述べたもののうち、デジタル・ベースライン・シフトとライブ・ディスプレイは新しい試みであるから、項を改めて詳しく説明することにする。

### 3.5 読み出しモード (READ OUT)

メモリにストアされたデータを外部に読み出すモードであり、次の三つのサブモードからなっている。

- (1) アナログ読み出し (PEN)
- (2) 並列デジタル読み出し (PRINT)
- (3) 直列デジタル読み出し (PUNCH)

アナログ読み出しでは、読出機器として X-Y レコーダを考えている。読み出しの速度は1チャンネル当たり1秒である。

並列デジタル読み出しは、ラインプリンタを対象としており、読み出し速度はラインプリンタによって決まるが、当社 ND-2501 を用いるときは、チャンネル当たり 0.2 秒である。またプリンタのかわりにネオン管表示回路を用いることもできる。直列デジタル読み出しは、タイプライタ、テープレコーダへの出力である。ただしこの場合は別に付属装置として並列直列変換のためのテーザ、タイザ、コントロールユニット(TTC)を必要とする。読出速度は、出力機器に左右されるが、IBM OUTPUT-WRITER を用いるとき、1チャンネル当たり約 0.8 秒であり、TALLY MODEL 420 パンチャを用いるとき、1チャンネル当たり約 0.1 秒である。

通常の操作では、読み出されたメモリ内のデータはそのままこわれずに残っているが、破壊読出しを行なうことによって、読み出したかたはしからメモリをクリアしてしまうこともできる。

紙テーザでの読み出しは、

- (a) 高速の読み出し
- (b) スペクトルのライブラリの作成
- (c) 計算機との結合の手段

などに利用できる。(a)は紙テーザの速度がプリンタやタイプライタの速度より速いので、まず紙テーザに読み出し、その後、本体と無関係に TTC で作表し、実質上、本体の読出時間を短縮する。また(b)は、あとで述べるように、レゾルブ演算を非常に有効なものとする。

### 3.6 演算モード (ARITHMETIC OPERATION)

これには、次の二つのサブモードがある。

- (a) レゾルブ
- (b) インテグレート



レベルは、蓄積されたスペクトル（これをDとする）中に含まれている他のスペクトル成分（これをSとする）を引き去ることを主目的とするモードである。すなわちスペクトルDを、既知の複数のスペクトル  $S_1, S_2, \dots$  に Resolve（分解）する操作を行なう。スペクトルD, S それぞれの  $i$  番目のチャンネルのデータ（カウント数）を、 $(Di)$ 、 $(Si)$  とするとき、

$$(Di) \pm x(Si) \rightarrow (Di)$$

なる操作を順次ほどこしてゆくものである。ここで係数  $x$  は、0~9.999 の間で、0.001 単位に任意に選ぶことができる。この動作は後の 4.3 節でもっと具体的に述べる。このレベルにおけるスペクトルは、本体メモリ内にストアされたものだけでなく、紙テープに記憶されたスペクトルをSとして用いることもできる。ただしこの紙テープを用いるときには、紙テープリーダーおよびTTCが必要である。リーダーとして、TALLY・MODEL・424を用いたときのレベルの速度は、1チャンネル当たり約0.1秒である。

このレベルの機能により、前述のような未知スペクトルをいくつかの既知スペクトルに分解する操作や、複合スペクトル中の各成分の時間的推移の数量化が容易に行なえるようになる。これは次のインテグレート機能とともに、PHAを定量的装置に一步近づけたものといえよう。また紙テープをスペクトルSのライブラリとして使用できることは、この目的のためにきわめて有効である。

インテグレートは手動で指定するスタートアドレス(AS)から、ストップアドレス(AE)までのチャンネルのデータ(カウント数)を加算するモードである。その際、読み出し操作もふくめて次の四つの加算方法を選ぶことができる。

(b1) Sum Store: ASからAEまでのデータを順次加算してAEにその結果をストアする。その際AE以外のチャンネルの内容は変わらない。

(b2) Sum Read Out: (b1)の加算結果を読み出す。メモリの内容は加算以前と変わらない。

(b3) Running Sum Store: AS+1チャンネルには  $(AS) + (AS+1)$ 、AS+2チャンネルには  $(AS) + (AS+1) + (AS+2)$ 、……のように、各チャンネルにはそれ以前のカウント数の累積値をストアしてゆく。

(b4) Running Sum Read Out: (b3)の累積値を順次外部へ読み出して行き、メモリの内容を変えない。

したがってあるチャンネル範囲において、そのカウント総数を知りたい場合、AS、AEを指定することにより容易にこれを求めることができる。たとえば、放射線源の強さは、ホト・ピークでのカウント総和を求めることで得られるが、従来、これは手計算で行っていたものを、インテグレート機能はきわめて容易かつ瞬間的に行なうことを可能にした。その際、AS、AEがCRT面上に輝点として得られるのでスペクトルを見ながら積分範囲の指定ができる。

### 3.7 更正 (CALIBRATE)

ND-1666は、更正用のパルスと更正用のネオンインディケータを内蔵しているので、利得およびゼロ点の更正が簡単に行なえる。

パルスはいわゆるマージリ・パルスであり、マージリ・リレーは商用電源周波数で開閉する。したがってその切換周波数と同一の繰返し周波数をもつ2組のパルス出力をうるが、その一方は低チャンネル(19チャンネル)、他は高チャンネル(339チャンネル)にストアされるよう固定

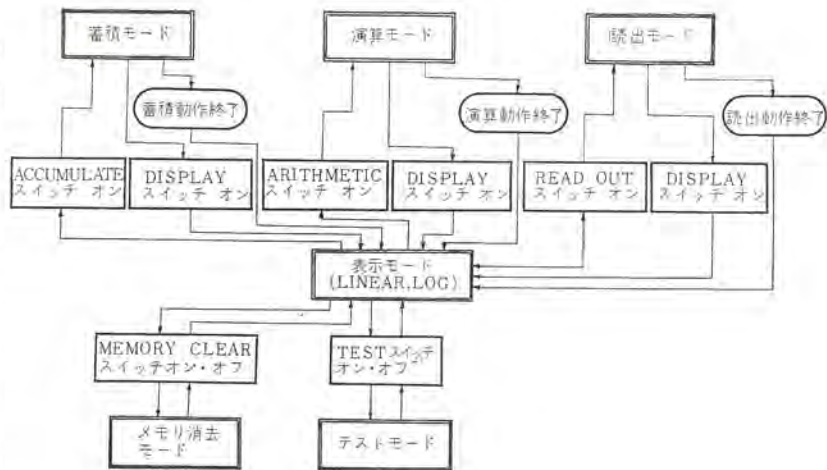


図 3.3 各モード間の転移関係  
Fig. 3.3 Control for each operation mode.

されている。それぞれの出力が、ADCに適合する波形に整形されていることはいうまでもない。

実際に更正するにあたっては、波高分析モードで、この更正パルスを入力とし、これがストアされるチャンネル番号をネオンインディケータで観測し、その指示に応じてパネル面の半固定抵抗を調整する。ネオンインディケータは、ゼロ更正用、利得更正用の2組があり、それぞれ“大”“適正”“小”の3個のネオンランプからなっている。ゼロ更正の場合の“適正”は19チャンネルで、利得更正の場合は339チャンネルで点灯するようロジックが組まれている。

またパルスの定電圧電源は内蔵のものほかに、スイッチの切換えて任意の外部電圧によることも可能である。

### 3.8 各モード間の制御

400チャンネルPHA(ND-1666)の働きをモード別に説明したが、各モードはすべて、表示モードを基点として開始し、その動作が終了すると、ふたたび表示モードにもどる。その間の推移を示したのが図3.3である。

## 4. モードおよび機能の制御方式

前に述べたように、この装置はパネル面のスイッチを操作することにより、すべてのモードを行なうものである。そのシーケンスは非常に多岐にわたるもので、その中で、特長のあるもの2,3について述べることにする。

### 4.1 デジタルベースラインシフト

スペクトルの分析を行なうとき、有意のスペクトル部分を拡大するために波高分析ではある波高値を、時間分析では基準時刻からの一定遅延時間後の時刻を、それぞれゼロチャンネルに選ぶことがしばしば要求される。この操作をベースラインシフト(時間分析ではPreamplifier Delay)と呼ぶ。波高分析でのベースラインシフトは従来の装置では、入力パルス信号をアナログ的に所要のレベルでクリップして、ベースラインを移動する方法がとられている。しかしこのような非線形回路を通した信号は、その波高値によって含有高調波成分が変わり、それに続く増幅器にきわめて広い通過帯域幅を持たせなければ、クリップされたあとのパルス波高と増幅器出力の波高との直線性が保たれない。その上このようなアナログ的操作には、どうしてもドリフトの問題がつきまとう。

上のような欠点を除くためにベースラインシフトをデジタルに行なうことを、この装置で試みた。これをデジタルに行なうことにより、ベースラインの設定値が明確になるという利点がさらに加わる。







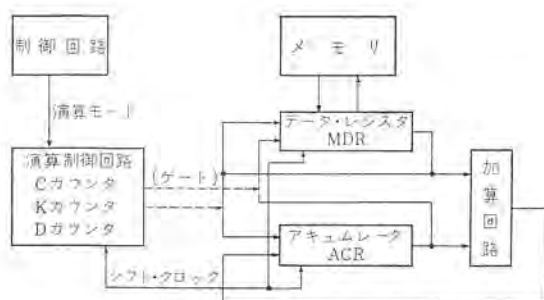


図 4.4 演算回路の構成図

Fig. 4.4 Block-diagram of the arithmetic operation.

換を開始するから、メモリ・サイクルは、デッドタイムにはならず、この間に入った信号パルスを数え落すことはない、つまりライブディスプレイによっても、実質上デッドタイムは増加しない。

#### 4.3 レゾルブ

レゾルブの機能は 3.6 節で述べたとおりであるが、その動作のシーケンスを図 4.3 のフローチャートに示す。また演算回路の構成は図 4.4 のものである。

Sが内部メモリにある場合には、1kcの演算制御クロックごとに次の3段階の動作を行ない、3クロック(3ms)で1チャンネル分の演算を終了する。

## (1) COMPL, MULT, SHIFT-1

アドレス Si のデータ (Si) をメモリから読みとり、これに係数  $x$  を掛ける。その場合係数  $x$  が負のときは掛け算を行なう前にデータをまず補数にする。その結果はアキュムレータレジスタ (ACR) に入る。

(2) ADD, SHIFT-2

次いで、アドレス Di のデータ (Di) と ACR の内容 (ACR) を加算し、これを MDR に入れる。

(3) MDR 内にある演算結果 (MDR) をアドレス Di にストアする.

この装置でのデータは2進化10進数6ケタ(BCD, 1-2-4-8コード)であるが、加算はこの24ビットのデータを直列にシフトすることで行なう方法をとっている。そして乗算はこの加算の繰り返しで行なうがその制御を DC, KC の二つのカウンタで行なう。乗数  $x$  の  $k$  ケタ目の数値を  $xk$  とする。加算のための24ビットシフトの回数を DC でカウントし、必要加算回数 ( $d=xk$ ) に至ると KC を一つ進めて MSD から LSD へ向って4ビットシフト (SHIFT-1) を行なう。SHIFT-1 は MDR の内容に 0.1 掛けることを意味し、KC でケタ数をカウントする。 $x$  の10進数、4ケタとも所要回数の加算が終了すると、アドレス Di からデータ ( $Di$ ) を MDR に読み出し、すでに ACR に入っている  $x \times (Si)$  なる値との加算を行ない MDR に入れる。(SHIFT-2) は続く演算制御クロックにより行なわれるメモリ・サイクルで、演算結果をアドレス Di にストアする。以下順にアドレスを進めて、指定された最終チャンネルにくるまで同じ操作を繰り返す。

スプトル S を外部に求めるときは、アドレス DS を検出することにより、TTC を介してテーザリダを動かし、テーザの内容を MDR に読みこむ。読みこみは 1 チャンネル ごとに行ない、その後は内部の S を用いたのと同様の手順で行なう。

#### 4.4 インテグレート

インテグレートモードの動作をフローチャート図 4.5 に示す。3.6 節で述べたように、四つのサブモードがあるが、そのうちの Running Sum Read Out の場合を除いて、動作シーケンスは 1 kc の制御ク

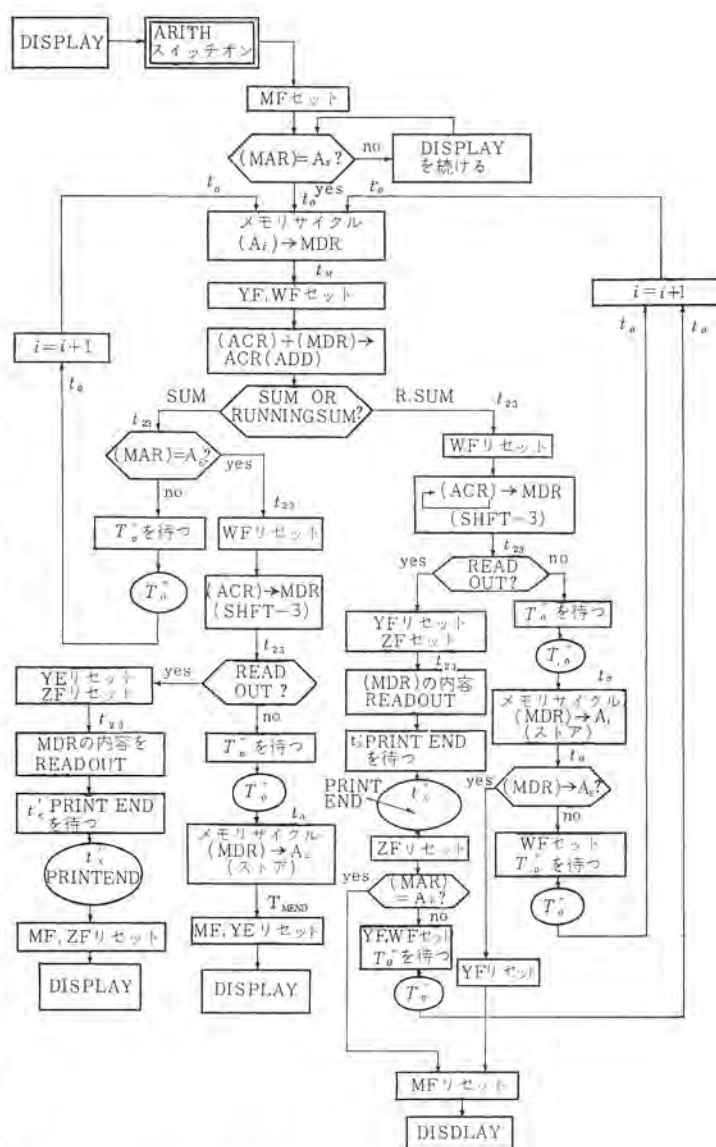


図 4.5 インテグレートモードフローチャート

Fig. 4.5 Flow-chart of the integrate operation.

AS: AS スイッチで選ばれたチャネルのアドレス

AE: AE スイッチで選ばれたチャネルのアドレス

$A_i$ : AS, AE 間の任意のチャネルのアドレス

(Ai): Ai をアドレスとくるメモリの内容

ロックで進められる。

Sum Store, Sum Read Out の場合は,

(1) ADD

順次進み、アドレスのデータを累算してゆく。

(2) SHIFT-3

最終 チャンネル の加算が終ると加算累積された結果を MDR に移す。

(3) 最終結果をアドレス AE にストア、もしくは読み出す。

ADD は、レジスタのときと同じ動作であり、SHIFT-3 は MDR にデータを移す 24 ビットシフトであるが、レジスタのときの SHIFT-2 と異なり、ACR には MDR と同じ内容のものが残る。

Running Sum の場合には,

(1) ADD, SHIFT-3

加算し、ACR, MDR に同じ内容を置く。

(2) MDR の内容を Running Sum Store の場合にはメモリに読み込み、Running Sum Read Out の場合には、読出し機器に読み出す。



この二つの動作をアドレスの進行に伴い AE まで繰り返す。Running Sum Read Out の場合には、読出機器の速度によってシーケンスの進行は支配される。

なお、レベル・インテグレート演算モードで使用するゲート信号の構成を次に示しておく。

$$(\text{SHIFT-1}) = \overline{YF} \cdot WF \cdot (d=xk) + (CH=6)$$

$$(\text{MULT}) = YF \cdot WF \cdot (d=xk) \cdot (CH=6)$$

$$(\text{SHIFT-2}) = LF \cdot YF \cdot \overline{WF}$$

$$(\text{SHIFT-3}) = IF \cdot YF \cdot \overline{WF}$$

$$(\text{ADD}) = YF \cdot WF$$

$$(\text{COMPL}) = LF \cdot \overline{YF} \cdot \overline{WF} \cdot \overline{ZF}$$

#### 4.5 テープタイプコントロールユニット (TTC)

直列デジタル読み出しの際、およびレベルのSスペクトルが外部のときの読み込みは、前述のように TTC を仲介として行なわれる。この部分に関係する動作に 2, 3 言及する。

##### 4.5.1 読み出し

直列デジタル読み出しモードにおいて、チャンネルが DS に達すると、そのメモサイクルの終了時点で、読出開始指令信号を TTC に送る。TTC は外部読出機器に適切な動作前のフォーマット制御を行なったのちに、PHA 本体の MDR の MSD (10 進 1 ケタ 4 ビット) つまり 1 キラクタを、パンチャあるいはタイプライタに読み出させ、それが終了するとパンチャあるいはタイプライタは自動的に次の読み出しの準備を開始する。それとともに PHA 本体に、信号 ts を送り MDR を 1 ケタシフトさせ、第 2 ケタ目が MDR の MSD にくるようにしてふたたび次の読み出しを行なう。この際パンチャあるいはタイプライタは、自身の終了パルスで次の読み出し動作を開始するから、PHA 本体からのコマンド信号は最初のものだけでよい。

上記の 1 キラクタずつの読み出しを 6 回終え、すなわち 1 チャンネルの読み出しが終了すると、TTC は ts の代わりに tx を PHA 本体に出すと同時に、パンチャ、タイプライタにはいま読み出したデータのアドレスによって適当にスペース、タブ、キャリッジリターンなどのフォーマット操作を行なう。tx を受けとった PHA 本体は、ただちに MAR を一つ進め、次のチャンネルの読み出しの受入れ体制を整える。このような動作を繰り返し、アドレスが指定されたメモリブロック内の最終チャンネル DE に達すると表示モードに自動的にもどる。

##### 4.5.2 読み込み

次に、TTC に関するもうひとつのモード、レベルの S スペクトル外部のときの読み込み動作について述べる。このモードにセットされ、アドレスが進み選択されたメモリ D ブロックの最初のチャンネル DS に達すると、そのメモサイクルの終了時点で、読み込み信号 (READ IN INITIATE) が TTC に送りこまれる。読み込み信号をうけると TTC は、テープリードから PHA 本体 MDR に 1 キラクタ読みこむごとに、ts を PHA 本体に返ししながら、1 チャンネル分のデータを読みこむ。1 チャンネルの終りには ts の代わりに tx を出して PHA 本体に知らせる。tx を受けると PHA 本体は、1 チャンネルのレベル演算を行ない、次のチャンネルへ MAR を進めて TTC から次の ts を待つ。テープリードの速度が PHA 本体の動作に比べておそいため、いったん読み込みが始まると、あとは選ばれたメモリブロックの最終チャンネル DE に達するまで、テープリードの目走によりその終了パルスを利用しながら機能を遂行する。レベル演算に関しては、S スペクトル内部のときとなんら変わるところはない。

## 5. 測定例

ND-1666 を用いた  $\gamma$  線エネルギースペクトルの測定例を図 5.2～5.5 に示す。測定は図 5.1 の系によって行なった。プリセットタイムは LIVE TIME 100 秒である。図 5.2 は  $\gamma$  線源として  $^{137}\text{Cs}$  と  $^{60}\text{Co}$  を同時に与えた場合のスペクトルである。図 5.3 は図 5.2 と同じ LIVE TIME で、 $^{137}\text{Cs}$  線源の位置をかえずに  $^{137}\text{Cs}$  のみを SUBTRACT COUNT したもので、当然  $^{60}\text{Co}$  のスペクトルが得られる。このとき、 $^{137}\text{Cs}$  のホトピーク付近におけるスペクトルのみだが、

(1) LIVE TIME の精度

(2) COUNTING RATE が変わることによる ADC 利得のドリフト

などのめやすを与える。この測定例では  $^{60}\text{Co} + ^{137}\text{Cs}$  における

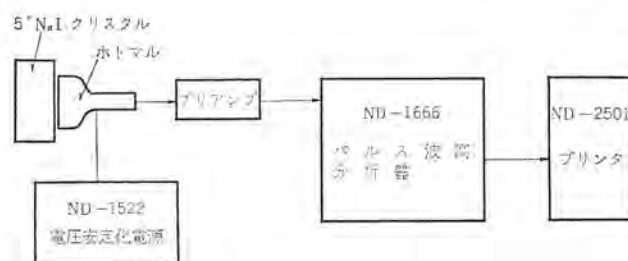


図 5.1  $\gamma$  線測定系

Fig. 5.1 Measuring system of gamma-ray energy spectrum.

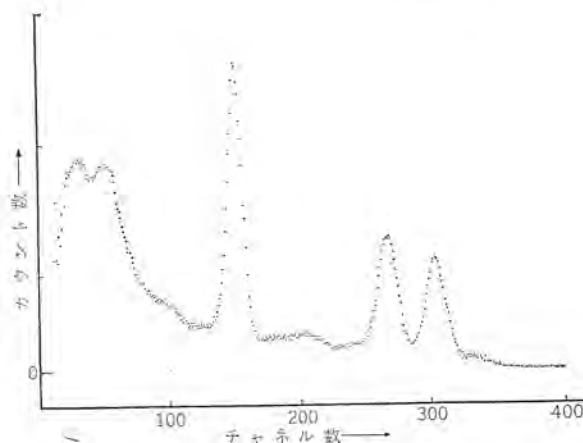


図 5.2  $\gamma$  線測定例 (1) ( $^{137}\text{Cs} + ^{60}\text{Co}$ )

Fig. 5.2  $\gamma$ -ray energy spectrum ( $^{137}\text{Cs} + ^{60}\text{Co}$ ).

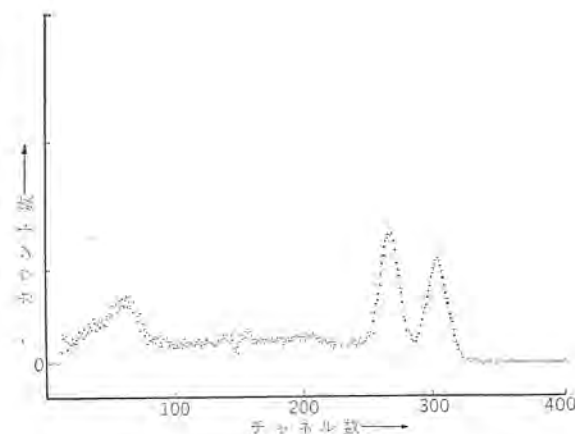


図 5.3  $\gamma$  線測定例 (2) ( $^{137}\text{Cs} + ^{60}\text{Co} - ^{137}\text{Cs}$ )

Fig. 5.3  $\gamma$ -ray energy spectrum ( $^{137}\text{Cs} + ^{60}\text{Co} - ^{137}\text{Cs}$ ).

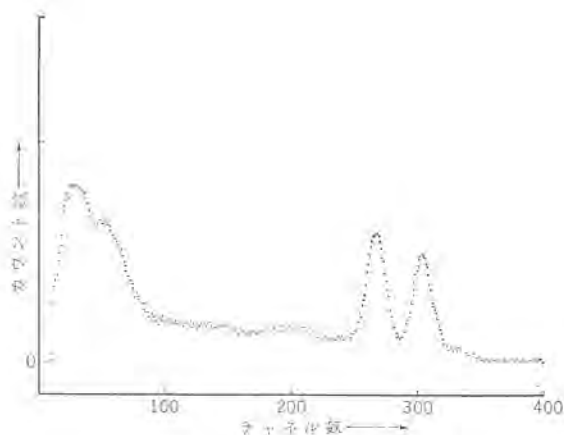


図 5.4  $\gamma$ 線測定例 (3) ( $^{60}\text{Co}$ )  
Fig. 5.4  $\gamma$ -ray energy spectrum ( $^{60}\text{Co}$ ).

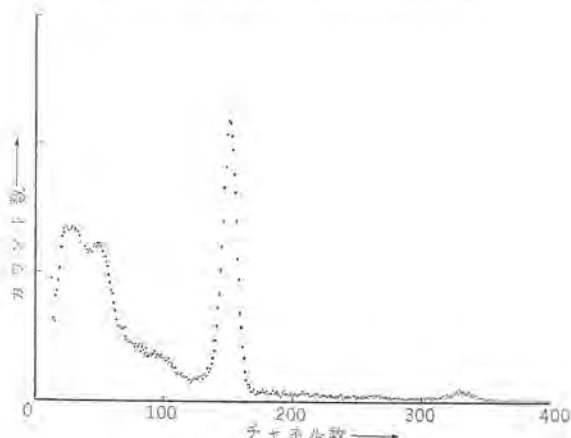


図 5.5  $\gamma$ 線測定例 (4) ( $^{137}\text{Cs}$ )  
Fig. 5.5  $\gamma$ -ray energy spectrum ( $^{137}\text{Cs}$ ).

1	6	4	0	0	0	1	6	3
1	6	3	0	0	0	2	3	8
1	6	2	0	0	0	3	9	4
1	6	1	0	0	0	3	8	1
1	6	0	0	0	0	5	8	7
1	5	9	0	0	0	6	8	3
1	5	8	0	0	0	9	5	7
1	5	7	0	0	1	1	1	0
1	5	6	0	0	1	4	0	5
1	5	5	0	0	1	5	3	9
1	5	4	0	0	1	9	6	0
1	5	3	0	0	2	0	4	1
1	5	2	0	0	2	0	2	6
1	5	1	0	0	2	1	0	6
1	5	0	0	0	2	2	2	7
1	4	9	0	0	2	0	2	9
1	4	8	0	0	2	0	2	1
1	4	7	0	0	1	7	4	9
1	4	6	0	0	1	5	8	9
1	4	5	0	0	1	2	0	1
1	4	4	0	0	1	0	2	0
1	4	3	0	0	0	8	4	4
1	4	2	0	0	0	7	3	1
1	4	1	0	0	0	5	8	5
1	4	0	0	0	0	4	7	9
1	3	9	0	0	0	3	9	2
1	3	8	0	0	0	3	4	4
1	3	7	0	0	0	2	9	6
1	3	6	0	0	0	2	5	0

図 5.6 プリント・アウトされた測定例  
Fig. 5.6 Example of print-out data.

COUNT RATE は、約 2.5 k count/s の程度であるが ( $^{137}\text{Cs}$  のみで約 1.5 k cps (Back ground を含む)), この程度の cps においては上記(1)(2)共まったく無視できることがいえよう。なお図 5.3 でチャンネル番号の小さい所でのカウント数のバラツキは、統計的誤差によるものである。

図 5.4 に  $^{60}\text{Co}$ , 図 5.5 に  $^{137}\text{Cs}$ , それぞれ単独でのスペクトルを示す。

図 5.3 と図 5.4 での低エネルギー部分のスペクトルの差がバックグラウンドスペクトルを示す。図 5.3 では、 $^{137}\text{Cs}$  のスペクトルをひき去るときに、バックグラウンドスペクトルをも含めてひき去っているわけである。図 5.5 で 330 チャンネル付近でのホトピークはバックグラウンドに  $^{40}\text{K}$  が存在するためであろう。この測定は、ADC の特性試験をかねて行なったもので、図 5.3 のスペクトルは図 5.2 と図 5.5 のスペクトルから RESOLVE 演算で出すこともできる。図 5.5 の  $^{137}\text{Cs}$  の近傍のデータを、プリンタでプリントアウトした例を図 5.6 に示す。

## 6. む す び

冒頭に述べたように、パルス波高分析器はガンマ線スペクトロメータとして世に出、現在もおもに放射線物理学の方面で利用されている。しかし最近ではその基本的な性格、つまり Multi-Counter System であるという性質に着目し、部分的な変更や付属回路を用いることによって、きわめて多方面にその応用が考えられている。

すなわち同じ時間分析にしても、この稿で述べたマルチスケール形のもののほかに、タイムオブフライト形のものがあり、また、ある基準時刻を有し、それに対応して生ずる情報信号が、雑音にかくされて普通では測定し得ないものの S-N 比を上げ、測定可能にする加算平均化装置などがあげられる。この種の装置はレーダ、NMR、ESR などに応用されているものである。

さらに、一歩外へ出て、みずからのまたは他の信号との相関を測定するコレログラム、雑音のきわめて多い一見まったく不規則と思われる信号から、周期性の情報を検出するピリオドグラムへの応用が考えられる。

加算平均化装置、コレログラム、ピリオドグラムなどは、最近神経系応答特性や脳波の解析など、Bio-Medical Electronics の分野で貴重なデータを提供し、非常に有能な生物医学の発展にない手となっている。

一方分析器としても、単なる波高や時間にとどまらず、多数のパラメータを同時に分析しようという、Multi-dimensional multi channel analyzer が実用化されてきている。

当社では現在すでにガンマ線スペクトロメータ専用機として、小形、低価格の 200 チャンネル波高分析器 ND-1660 が製品化されているが、これの高性能化をはかったものが今回の ND-1666 といえる。

なお、引き続き ND-1666 の性能の向上を考えるとともに、はん用の計算機を用いて、多目的の On-line での計測処理技術の研究をも進めている。

この装置の機能面について、いろいろ有益なご助言を賜った東京大学工学部、長谷川講師またこの装置の実現にご助力願った三菱原子力工業および当社の関係各位に謝意を表する。

(昭 40-8-20 受付)

## 参 考 文 献

- (1) 「三菱電機技報」38, 308 (昭 39)
- (2) R. W. Schumann, J. P. McMahon: The Review of Scientific Instruments 27, 675 (1956)
- (3) R. L. Chase: Nucleonics 20, 5, 65 (1962)
- (4) 倉橋, 大西, 増井: 昭和40年電学連大予稿 414
- (5) 倉橋, 大西, 増井: 昭和40年電学連大予稿 415



# 高分子の力学的性質に及ぼす膨潤の効果

柴山 恭一\*・児玉 峯一\*\*

## Effects of Swelling on the Mechanical Properties of Polymers

Central Research Laboratory Kyōichi SHIBAYAMA・Minekazu KODAMA

Investigation has been made with the effect of swelling on mechanical properties of two series of network polymers, epoxy resins and polyurethanes. In general, the temperature region of glass to rubber transition lowers and the steepness of transition varies in the swelling. The effect of swelling is highly characteristic with the kind of solvent in the case of polar polymers such as polyurethanes. This characteristic effect is considered arising from changes in the internal structures which are caused by interactions between polymers and solvents.

### 1. まがえき

高分子と低分子物質が共存する状態は日常しばしば観察される。高分子材料の使用環境において低分子の気体や液体が自然に吸着した状態から、何らかの目的のために人為的に低分子物質を共存させた場合まで含めると非常に多くの例が見られる。これらの共存系は高分子および低分子物質の種類とそれらの量的な関係などによって吸着系、可塑化系、膨潤系、溶液等とよばれているが厳密な意味での分類規準はないように思われる。吸着系、可塑化系、膨潤系は線状高分子、網目高分子いずれについても見られるが、溶液状態と呼ばれるものは線状高分子の場合のみにあらわれると考えるのが常識的であろう。

通常“膨潤”というコトバは高分子が低分子の液体を吸収してその体積の増加が明らかに認められるような場合に用いられることが多いが（時にはもとの体積の数倍から数10倍になる場合も見られる。このような場合、高分子は網目構造をもつものに限られる）、ここでは比較的少量の低分子液体と共存する系までも含めて“膨潤”というコトバであらわすことにする。

良く経験されるようにきわめてわずかでも低分子物質が共存するとともに高分子物質の性質とひどくかけはなれた性質を示すことがあり、高分子と低分子物質の相互作用は非常に個性的であり得ると考えられる。高分子の膨潤は実用的には可塑化、耐溶媒性、耐冷媒性などの問題に関連して重要である。高分子と低分子の共存という問題に対しては平衡状態の熱力学的性質に関する溶液論の一分野としての取扱い、拡散や透過と関連して輸送現象としての取扱いおよび共存の結果力学的性質や電気的性質などに生じる変化の研究などいくつかのすじみちによってかなりの研究がなされている。

ここでは実用上の重要性の大きい力学的性質に着目して膨潤の効果がどのようにあらわれるかをエポキシ樹脂およびポリウレタンについて研究した結果を述べる。高分子の力学的性質は転移域で温度によって急激な変化を示し、また顕著な粘弾性を示す。したがって膨潤の効果を（1）転移温度域の変化の一般論、（2）転移の形の変化、（3）膨潤剤の種類による個性的挙動の項目に分けて述べる。

### 2. 転移温度域の変化

図 2.1, 2.2 に橋かけ密度の異なるエポキシ樹脂硬化物の四塩化

炭素およびメタノールによる平衡膨潤時の緩和弾性率-温度曲線を未膨潤試料の場合と比較して示した。図 2.3~2.5 にはウレタン基濃度および橋かけ密度の異なるポリウレタン同族体の酢酸エチルと *n*-プロパノールによる一定膨潤度および各種膨潤度での緩和弾性率-温度曲線と  $\lambda$ -温度曲線を示した。 $v_2$  は膨潤体中の高分子の体積分率をあらわす。各未膨潤試料の組成、結合濃度などを表 2.1, 2.2 に示した。図 2.1~2.5 から明らかなように高分子と溶媒の組み合わせによりその程度には差があるが、いずれの場合にも膨潤によって弾性率-温度曲線は低温側に移動する。また膨潤によってゴム弾性率の低下が見られる。この転移域の低温側への移動とゴム弾性率の低下のふたつの効果のために膨潤による材料の軟化を経験するのであるが、後者の影響は相対的に小さいのでここでは転移温度域の低下についてのみ考えてみる。転移域全体の膨潤による変化を定量的にあらわすことは困難なので、ガラス・ゴム転移の中間にあたる温度  $T_m$ （ガラス状弾性率を  $E_1$ 、ゴム弾性率を  $E_2$  とすると  $E(T) = (E_1 E_2)^{1/2}$  に相当する温度）を未膨潤および膨潤の各試料についてとめると表 2.3 のようになる。エポキシ樹脂では四塩化炭素で膨潤した場合よりメタノールで膨潤した場合に  $T_m$  の低下は大きい。分子中に各種の極性基をもつポリウレタンでは一般に膨潤による  $T_m$  の低下はエポキシ樹脂の場合より著しい。これは分子中の極性基間の二次的な結合が膨潤剤により解離されるような変化に対応するものと考えられる。

$T_m$  をガラス転移温度  $T_g$  と同義に解釈すれば膨潤による  $T_m$  の低下は膨潤剤によるその系の自由体積量の増加によってもたら

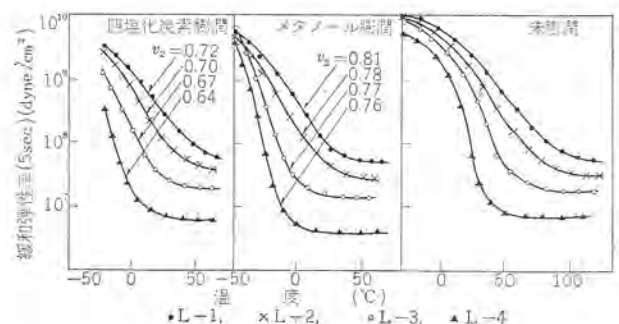


図 2.1 エポキシ樹脂 (L 系列) の緩和弾性率-温度曲線  
Fig. 2.1 Relaxation modulus vs temperature curves of epoxy resin (series L).



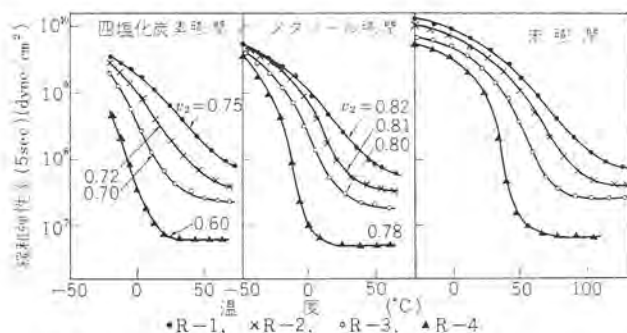


図 2.2 エポキシ樹脂 (R 系列) の緩和弾性率-温度曲線  
Fig. 2.2 Relaxation modulus vs temperature curves of epoxy resin (series R).

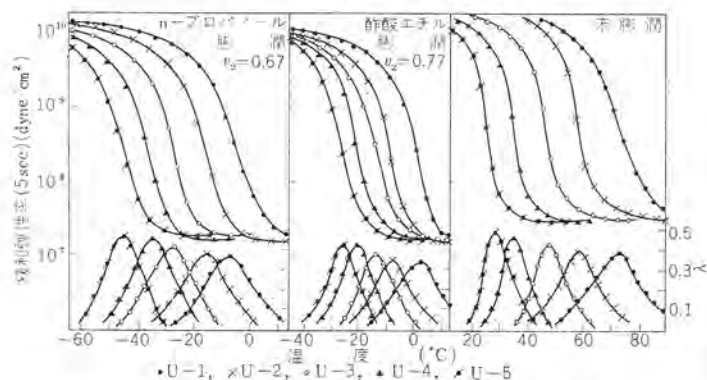


図 2.3 ウレタン基濃度の異なるポリウレタン同族体 (U 系列) の緩和弾性率および  $\lambda$ -温度曲線  
Fig. 2.3 Relaxation modulus and  $\lambda$  vs temperature curves of specimens of polyurethane homologue with respect to the concentration of urethane linkage (series U).

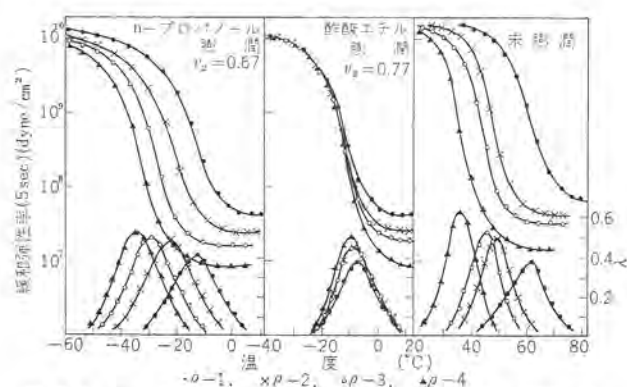


図 2.4 橋かけ密度の異なるポリウレタン同族体 ( $\rho$  系列) の緩和弾性率-温度曲線および  $\lambda$ -温度曲線  
Fig. 2.4 Relaxation modulus and  $\lambda$  vs temperature curves of specimens of polyurethane homologue with respect to the crosslinking density (series  $\rho$ ).

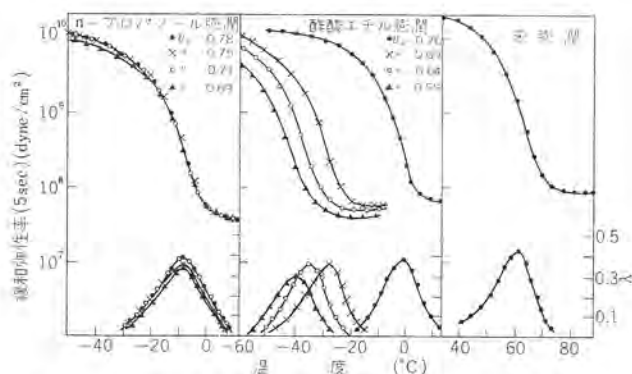


図 2.5 膨潤度による緩和弾性率-温度曲線および  $\lambda$ -温度曲線の変化試行: A-1  
Fig. 2.5 Relaxation modulus and  $\lambda$  vs temperature curves of specimens of A-1 at varying degree of swelling.

表 2.1 エポキシ樹脂の組成と硬化条件

試料 No.	骨格成分	架橋剤の種類	組成 (1塩基酸/2塩基酸モル比)	硬化条件
L-1	エポキシ化ポリブタジエンアクリロニトリル (アクリロニトリル 33重量%)	無水酢酸	0	○酸無水物はエポキシ基濃度の
L-2			0.21	0.8当量用いる。
L-3	ロニトリル 33重量%	無水マレイン酸	0.33	
L-4	%, エポキシ当量 900) とビスフェノール A 系エポキシ樹脂 (エポキシ当量 190) を重量比で 3 : 2 の割合に混合したもの	無水安息香酸	0.14	○触媒: BDMA を 0.8 phr
R-1			0	○硬化: 150°C で 10時間
R-2			0.33	
R-3			0.56	
R-4			0.58	

表 2.2 ポリウレタンの成分の配合比と生成結合濃度の計算値

試料 No.	成分の配合比 (mol)					結合濃度の計算値 (mol/g)			
	(TDI)	(TR)	(DPG)	(PPG)	(H <sub>2</sub> O)	[U] × 10³	[ρ] × 10⁴	[B] × 10⁵	[A] × 10⁵
U-1	0.1505	0.0172	0.1267	0.0040	0.00039	5.97	3.05	1.58	5.77
U-2	0.1380	0.0172	0.0999	0.0185	0.00043	5.48	2.93	1.74	4.47
U-3	0.1251	0.0172	0.0731	0.0330	0.00046	4.98	2.67	1.85	1.70
U-4	0.1150	0.0172	0.0492	0.0465	0.00050	4.50	2.75	2.00	2.40
U-5	0.1000	0.0172	0.0194	0.0615	0.00053	3.96	2.65	2.10	1.25
ρ-1	0.1250	0.0755	0.0424	0.0055	0.00018	4.98	10.60	7.65	4.15
ρ-2	0.1250	0.0368	0.0627	0.0240	0.00019	4.98	5.40	7.65	3.75
ρ-3	0.1250	0.0218	0.0702	0.0315	0.00020	4.98	3.38	7.65	3.75
ρ-4	0.1250	0.0143	0.0746	0.0350	0.00020	4.99	2.22	7.65	2.14
A-1	0.1253	0.0743	0.0452	0.0054	0.00032	4.99	9.93	0	0

(TDI), トルイレンジイソシアナート; (TR), トリオール; (DPG), ジブロビレングリコール; (PPG), ポリブロビレングリコール; (H<sub>2</sub>O), 水; [U], ウレタン結合; [ρ], 橋かけ結合; [B], ビスレット結合; [A], アロハネート結合。

表 2.3 転移の midpoint を示す温度  $T_m$  (°C)

(a) エポキシ樹脂

試料 No.	未膨潤	四塩化炭素膨潤	メタノール膨潤
L-1	50	15 (0.72)	-7 (0.81)
L-2	39	7 (0.70)	-14 (0.78)
L-3	30	-5 (0.67)	-21 (0.77)
L-4	18	-15 (0.64)	-28 (0.76)
R-1	63	20 (0.75)	4 (0.82)
R-2	57	12 (0.72)	-1 (0.81)
R-3	45	-1 (0.70)	-9 (0.80)
R-4	31	-8 (0.60)	-17 (0.78)

(b) ポリウレタン

試料 No.	未膨潤	酢酸エチル膨潤	n-プロパノール膨潤
U-1	72	-4	-7
U-2	58	-9	-16
U-3	47	-12 (0.77)	-27 (0.67)
U-4	36	-19	-34
U-5	29	-25	-45
ρ-1	62	-10	-14
ρ-2	49	-8 (0.77)	-23 (0.67)
ρ-3	45	-8	-30
ρ-4	36	-9	-34
A-1	63	-6 (0.76)	-7 (0.78)
		-33 (0.69)	-7 (0.75)
		-40 (0.64)	-8 (0.71)
		-44 (0.59)	-8 (0.69)

( ) 内は  $v_2$  の値を示す



表 2.4 式 (2.1) から計算した膨潤剤の転移温度  $T_g'$  (°K)

試 料 No.	四塩化炭素膨潤	メタノール膨潤
L-1	224	132
L-2	223	155
L-3	214	150
L-4	211	158
R-1	212	134
R-2	210	133
R-3	200	142
R-4	209	158

されるものと考えられる。線状高分子の濃厚溶液について溶媒の自由体積付与効果によって転移温度の変化を定量的に説明しようとした試みがある。(1), (2) 今の場合にも同様な考え方が適用できるかどうかについてエポキシ樹脂-膨潤剤系について検討した。より簡単で一般的と考えられる高分子と溶媒の自由体積に加成性を仮定した Bueche らの理論(2)によれば膨潤系の転移温度  $T_{gs}$  は式(2.1) で与えられる。

$$T_{gs} = \frac{\alpha_2 v_2 T_g + \alpha_1 (1 - v_2) T_g'}{\alpha_2 v_2 + \alpha_1 (1 - v_2)} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

$T_g$  は純高分子の転移温度,  $T_g'$  は膨潤剤の転移温度,  $\alpha_2$  は高分子の  $T_g$  上下での熱膨張係数の差,  $\alpha_1$  は膨潤剤の熱膨張係数である。 $T_g'$  は直接もとめることが困難で、むしろ仮想的なものである。したがって式 (2.1) によってわれわれの結果が表わされる程度をしらべるためには、各場合について式 (2.1) によって  $T_g'$  をもとめそれが合理的な値になるかどうか調べればよい。 $\alpha_2 = 4.8 \times 10^{-4}$ ,  $\alpha_1 = 1.0 \times 10^{-3}$  とし,  $T_{gs}$  は末膨潤試料の場合の  $T_g$  と  $T_m$  の間の関係と同じ関係を仮定して  $T_{ms}$  (膨潤試料の  $T_m$ ) からもとめ,  $T_g'$  を計算すると表 2.4 のようになる。表 2.4 から明らかなように四塩化炭素とメタノールの  $T_g'$  はそれぞれの融点より少し低いところであってだいたい一定値をとり式 (2.1) によりなかなば定量的な予想を立てることができる。すなわちこの場合には膨潤による転移温度の低下度には高分子や溶媒の化学種による特殊性は見られず単に溶媒のもつ自由体積量のみに依存することになる。

ポリウレタン の場合は図 2.3~2.5 で明らかに認められるように、高分子と溶媒の種類の組み合わせによってまったく異なった傾向を示し、エポキシ樹脂の場合のような簡単な取り扱いとは不可能である。Gibbs, Dimarzio(3), (4) らの溶媒分子の屈曲性を考えに入れた取扱いは藤田(1)や Bueche(2) らの理論よりも詳細なものであるが、それによってもこの ポリウレタン の場合の個性的な挙動を説明することはできない。この点については 4 で詳しく考察する。

### 3. 転 移 の 形

#### 3.1 温度分散曲線の形

弾性率-温度曲線の形は低分子量物質の共存によって変化することがこれまでに認められている。その変化の程度は低分子物質の種類および量、高分子と低分子物質の相互作用性のちがいに依存するものと考えられている。(5)~(8)

既報(9)のように緩和弾性率-温度曲線が正規分布の形をとると仮定すれば式 (3.1) が成立する。ここで  $ch$  は転移の形を示すパラメータで  $ch$  が大きくなるほど転移は鋭くなる性質のものである。

$$\log E(T) = \frac{1}{2} \log E_1 E_2 - \frac{1}{2} \log \frac{E_1}{E_2} \operatorname{erf}(ch \Delta T_m) \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$\Delta T_m = T - T_m$ ,  $\operatorname{erf}$  は ガウス の誤差関数を示す。式(3.1)からわ

高分子の力学的性質に及ぼす膨潤の効果・柴山・児玉

表 3.1 転移の鋭さを示すパラメータ  $ch$

試 料 No.	未 膨 潤	四塩化炭素膨潤	メタノール膨潤
L-1	0.027	0.026	0.028
L-2	0.033	0.032	0.030
L-3	0.043	0.040	0.045
L-4	0.056	0.056	0.058
R-1	0.022	0.024	0.026
R-2	0.028	0.033	0.032
R-3	0.043	0.048	0.041
R-4	0.063	0.063	0.067

かるように正規確率紙上に  $(\log E(T) - \log E_2) / (\log E_1 - \log E_2)$  と  $\Delta T_m$  をプロットすれば直線関係が期待され、その直線の傾斜から  $ch$  をもとめることができる。

エポキシ樹脂の場合について 図 2.1, 2.2 の結果からこの方法により  $ch$  をもとめると表 3.1 のようになる。橋かけ密度が大きくなるにつれて転移の形がゆるやかになることは明らかであるが、四塩化炭素、メタノール いずれの場合にも膨潤による  $ch$  の変化はわずかである。

この エポキシ樹脂の場合は温度分散の結果を解析したものであり、転移の鋭さとしてもとめた  $ch$  の中には粘弾性の温度依存性と時間依存性の両方からの寄与が重なりあってあらわれている。両者からの寄与を分離してもとめるならばさらに立入った膨潤による分散機構の変化を知る手がかりになるものと思われる。以下ポリウレタン の場合について時間依存性と温度依存性を分離してべつべつに考察する。

#### 3.2 粘弾性の時間依存性

式 (3.1) は時間-温度換算則を用いる際に簡略化された方法を用いたものであるが、より精密な形の WLF 式を用いると式 (3.2) の形になる(10)。

$$\log E(T) = \frac{1}{2} \log E_1 E_2 - \frac{1}{2} \log \frac{E_1}{E_2} \operatorname{erf} \left( \frac{hc_1 \Delta T_m}{c_2 + \Delta T_m} \right) \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

緩和弾性率の時間微分を  $\lambda$  とし、この温度特性をもとめると式 (3.2) から式 (3.3) が得られる。

$$\lambda(T) = \frac{\sqrt{\pi} h}{2} \log \frac{E_1}{E_2} \exp \left[ - \left\{ \frac{hc_1 \Delta T_m}{c_2 + \Delta T_m} \right\}^2 \right] \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

緩和弾性率の短時間での測定値から  $\lambda$  をもとめると式 (3.3) を用いて時間依存性を示すパラメータ  $h$ , 温度依存性を示すパラメータ (WLF 式中のパラメータ)  $c_1, c_2$  はそれぞれ式 (3.4), (3.5) のように計算することができる。

$$h = \frac{2\lambda(T_m)}{\sqrt{\pi} \log \frac{E_1}{E_2}} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

$$\frac{hc_1 \Delta T_m}{c_2 + \Delta T_m} = \left\{ \ln \frac{\lambda(T_m)}{\lambda(T)} \right\}^{1/2} \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

図 2.3~2.5 の結果に式 (3.4) を用いて酢酸エチル および n-プロパノールで膨潤したポリウレタンについて  $h$  をもとめ、ウレタン基濃度、橋かけ密度、膨潤度に対してプロットするとそれぞれ 図 3.1~3.3 のようになる。高分子、膨潤剤の種類によらずいずれの場合にも膨潤により  $h$  は小さくなる傾向にある。このような膨潤による分散のひろがりの機構としては溶媒分子の高分子鎖との相互作用によって分子鎖セグメントの運動性に微視的な不均一性が生じることと考えうる。(11)

#### 3.3 粘弾性の温度依存性

3.2 節で述べたように粘弾性の温度依存性は WLF 式中のパラ

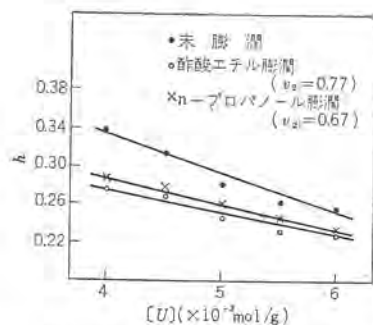


図 3.1 粘弾性の時間依存性を示す値の膨潤による変化 (U 系列)  
Fig. 3.1 Variation of value representing time dependence of viscoelasticity with swelling for series U.

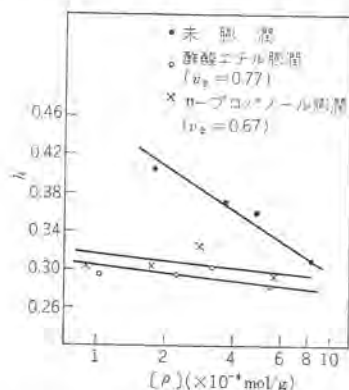


図 3.2 粘弾性の時間依存性を示す値の膨潤による変化 (rho 系列)  
Fig. 3.2 Variation of value representing time dependence of viscoelasticity with swelling for series rho.

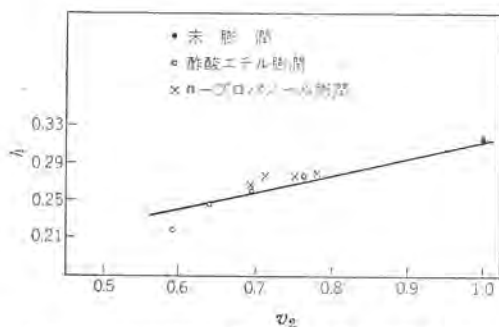


図 3.3 粘弾性の時間依存性を示す数値の膨潤度による変化 (A-1)  
Fig. 3.3 Variation of value representing time dependence of viscoelasticity with degree of swelling for specimen A-1.

メータ  $c_1, c_2$  を通じてあらわれる。さらにこれは WLF 式と Doolittle 式との対応により、その系の転移点での自由体積分率  $f_g$  および自由体積の熱膨張係数  $\alpha_f$  と式 (3.6), (3.7) で関係づけられる。

$$f_g = B/2.303 c_1 \quad (3.6)$$

$$\alpha_f = B/2.303 c_1 c_2 \quad (3.7)$$

ここで  $B$  はふつう 1 程度の定数である。

前報<sup>(12)</sup>のように極性基濃度と橋かけ密度の異なる各種ポリウレタンの粘弾性を調べた結果、式 (3.6), (3.7) の  $B=1$  とした場合  $\alpha_f$  と熱膨張係数の転移点上下での差  $\Delta\alpha$  の間に大きな不一致が見られた。その原因としてポリウレタンのような極性高分子では極性基間の二次的な結合が温度の上昇により解離していくためと考へて  $B$  に温度依存性を仮定して  $\alpha_f$  と  $\Delta\alpha$  を一致させることを試みた。膨潤によって極性基間の二次的結合は切断されると考

表 3.2 粘弾性の温度依存性の膨潤による変化 (U 系列)

試料 No.	未 膨 潤			酢酸エチル膨潤 ( $v_2=0.77$ )			n-プロパノール膨潤 ( $v_2=0.67$ )		
	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$
U-1	0.0196	5.4	3.9	0.0159	4.4	4.7	0.0124	3.1	3.5
U-2	0.0203	6.6	4.5	0.0142	5.1	—	0.0118	3.6	—
U-3	0.0218	7.3	5.2	0.0143	5.5	—	0.0118	3.6	—
U-4	0.0231	7.8	5.9	0.0136	5.5	—	0.0123	3.9	—
U-5	0.0242	8.2	5.9	0.0153	5.9	6.0	0.0126	4.0	4.5

表 3.3 粘弾性の温度依存性の膨潤による変化 (rho 系列)

試料 No.	未 膨 潤			酢酸エチル膨潤 ( $v_2=0.77$ )			n-プロパノール膨潤 ( $v_2=0.67$ )		
	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$
rho-1	0.0272	8.6	4.6	0.0157	6.2	6.3	0.0121	4.6	5.0
rho-2	0.0274	11.3	4.7	0.0132	7.0	—	0.0114	5.1	—
rho-3	0.0314	12.5	5.4	0.0132	7.6	—	0.0119	5.4	—
rho-4	0.0354	14.4	5.7	0.0135	7.9	8.2	0.0125	5.7	6.3

表 3.4 粘弾性の温度依存性の膨潤度による変化 (A-1)

酢酸エチル膨潤				n-プロパノール膨潤			
$v_2$	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$	$v_2$	$f_g$	$\alpha_f (\times 10^{-4})$	$\Delta\alpha (\times 10^{-4})$
1.00	0.0333	7.0	5.6	1.00	0.0333	7.0	5.6
0.76	0.0197	5.6	—	0.78	0.0132	4.5	—
0.69	0.0191	5.1	—	0.75	0.0131	3.9	—
0.64	0.0189	4.5	—	0.71	0.0121	2.7	—
0.59	0.0184	4.6	4.3	0.69	0.0120	2.7	3.2

えられるので膨潤試料について同様な検討を行なうことは未膨潤試料で  $B$  に温度依存性を仮定することが適当かどうかについて実験的な検証を与えることになる。図 2.3~2.5 の結果から式 (3.5) を用いて  $c_1, c_2$  をもとめ、さらにこれから式 (3.6), (3.7) により  $B=1$  とし  $\alpha_f, f_g$  を計算すると表 3.2~3.4 のようになる。ここで  $\Delta\alpha$  は皮膜状試片の線膨張の測定から得られた値である。表 3.2~3.4 から明らかなように酢酸エチルの場合も n-プロパノールの場合にも膨潤によって  $\alpha_f$  は減少し、しかも  $\Delta\alpha$  とよい一致を示すようになる。この結果は未膨潤試料において  $\alpha_f$  と  $\Delta\alpha$  の不一致の原因として極性基間の二次的な結合の熱解離を考へることの妥当性をうづけるもので、膨潤により内部構造が変化し高分子-膨潤剤系が無極性高分子の場合と同様な存在状態に近づくものと考えられる。

$f_g$  も膨潤により減少し、しかも膨潤度が大きくなるにつれて小さくなる。Gibbs, Dimarzio<sup>(13)</sup> の考へによると低分子希釈剤の存在量が多いほど小さな自由体積量まで配位のエントロピーがゼロでない値を保つことになり、ここで得られた結果と一致する。同様な結果は斎藤<sup>(13)</sup>によりポリ塩化ビニル-ジオクチルマレート系についての誘電緩和の結果からも得られている。



#### 4. 膨潤剤の種類による個性的挙動

3章で述べたようにポリウレタンについては膨潤剤として酢酸エチルを用いてもn-プロパノールを用いても $h$ ,  $\alpha_f$ ,  $f_0$ に対しては同様な変化の傾向を示す。両種の膨潤剤による粘弾性挙動のもっとも著しい相違は膨潤系の転移温度範囲にあらわれる。すなわち図2.5から明らかなように一定試料で膨潤度を変えた場合に酢酸エチルでは $T_{ms}$ は膨潤度とともに低下するのに対してn-プロパノールでは膨潤度を変えても $T_{ms}$ はほとんど同一値を示す。また図2.3, 2.4から明らかなように一定膨潤度でウレタン基濃度と橋かけ密度の異なる同族列内での転移温度範囲は酢酸エチルの場合には未膨潤の場合に比べてかなりせばまることが認められる。とくに橋かけ密度の異なる系列では $T_{ms}$ はほぼ同一値となる。n-プロパノールではこのような転移温度範囲のせばまりはほとんど認められない。この原因について調べるために純溶媒と純高分子の占有体積と自由体積の推定値 $v_{01}$ ,  $v_{02}$ および $v_{f1}$ ,  $v_{f2}$ (添字1, 2はそれぞれ溶媒と高分子をあらわす)から加成性を仮定して計算した膨潤系の占有体積 $v_0^c$ と自由体積 $v_f^c$ を、表3.2~3.4の $f_0$ ,  $\alpha_f$ および比体積の実測値 $v$ から求めた占有体積と自由体積の値 $v_0$ ,  $v_f$ (これを実測値と考える)と比較した。各数値の計算は式(4.1)~(4.8)によった。

$$v_{01} = v_1 \{1 - f_{01} - \alpha_{01}(T - T_{01})\} \quad (4.1)$$

$$v_{02} = v_2 \{1 - f_{02} - \alpha_{02}(T - T_{02})\} \quad (4.2)$$

$$v_0^c = v_{01}(1 - W_2) + v_{02}W_2 \quad (4.3)$$

$$v_{f1} = v_1 \{f_{01} + \alpha_{01}(T - T_{01})\} \quad (4.4)$$

$$v_{f2} = v_2 \{f_{02} + \alpha_{02}(T - T_{02})\} \quad (4.5)$$

$$v_f^c = v_{f1}(1 - W_2) + v_{f2}W_2 \quad (4.6)$$

$$v_0 = v \{1 - f_0 - \alpha_f(T - T_{0s})\} \quad (4.7)$$

$$v_f = v \{f_0 + \alpha_f(T - T_{0s})\} \quad (4.8)$$

ここで $f_{01}$ は0.025とし、 $\alpha_{01}$ は酢酸エチルでは $1.1 \times 10^{-3}$ , n-プロパノールでは $0.8 \times 10^{-3}$ とし<sup>(14)</sup>,  $T_{01}$ はBueche流の考え<sup>(2)</sup>により酢酸エチルでは160°K, n-プロパノールでは120°Kとした。結果を表4.1に示した。 $V^c$ は高分子と膨潤剤の体積に加成性を仮定して計算した比体積であり、 $w_2$ は膨潤体中の高分子の重量分率である。

表4.1の $v$ と $v^c$ を比較するとわかるように膨潤剤と高分子の比体積には加成性が成り立たない。 $v_0^c/v_0$ は全ての場合にだいたい1に近く膨潤剤と高分子の占有体積には加成性が成り立つ。一方 $v_f^c/v_f$ は常に1より大きく、純高分子および膨潤剤が単独でもっていた自由体積はそのまま潤膨系にもちこまれることはなく一部の自由体積が失われることを示している。したがって比体積に加成性が成り立たない原因は自由体積の消失にあることがわかる。これを“自由体積の重なり”というコトバであらわすことにする。自由体積の重なりの程度を $v_f^c/v_f$ であらわすと表4.1から次のような傾向が見られる。

(a) 一般にn-プロパノール膨潤の場合に酢酸エチル膨潤の場合より $v_f^c/v_f$ は大きい。

(b) ウレタン基濃度が増すと自由体積の重なりは大きくなる。この傾向はn-プロパノールの場合に大きい。

(c) 酢酸エチル膨潤の場合には橋かけ密度が変化しても $v_f^c/v_f$ はだいたい一定値になるが、n-プロパノール膨潤の場合には橋かけ密度が増すにつれて $v_f^c/v_f$ も大きくなる。

(d) 酢酸エチル膨潤の場合には膨潤度が変わっても $v_f^c/v_f$ はだいたい一定値になるが、n-プロパノール膨潤の場合には膨潤度

表 4.1 ポリウレタン 膨潤体の比体積, 占有体積, 自由体積の計算値および実測値 (30°C)

記 号	$w_2$	$v$	$v^c$	$v_0$	$v_0^c$	$v_f$	$v_f^c$	$\frac{v_0^c}{v_0}$	$\frac{v_f^c}{v_f}$
U-1E	0.826	0.851	0.875	0.817	0.818	0.034	0.048	1.000	1.412
U-2E	0.832	0.861	0.881	0.821	0.824	0.040	0.048	1.004	1.200
U-3E	0.818	0.877	0.893	0.832	0.830	0.045	0.052	0.998	1.156
U-4E	0.820	0.891	0.904	0.843	0.839	0.048	0.052	0.996	1.083
U-5E	0.822	0.905	0.915	0.849	0.847	0.056	0.053	0.997	0.946
$\rho$ -1E	0.822	0.866	0.888	0.818	0.822	0.048	0.053	1.005	1.100
$\rho$ -2E	0.825	0.868	0.889	0.817	0.821	0.051	0.054	1.005	1.059
$\rho$ -3E	0.825	0.870	0.891	0.816	0.821	0.054	0.056	1.006	1.037
$\rho$ -4E	0.820	0.872	0.897	0.818	0.822	0.060	0.060	1.005	1.000
U-1P	0.749	0.890	0.948	0.865	0.857	0.030	0.066	0.991	2.200
U-2P	0.757	0.904	0.959	0.870	0.862	0.034	0.065	0.991	1.912
U-3P	0.751	0.931	0.968	0.890	0.885	0.039	0.067	0.994	1.718
U-4P	0.748	0.961	0.977	0.916	0.909	0.045	0.069	0.992	1.533
U-5P	0.742	0.983	0.990	0.933	0.925	0.050	0.071	0.992	1.420
$\rho$ -1P	0.767	0.889	0.956	0.850	0.850	0.039	0.066	1.000	1.692
$\rho$ -2P	0.756	0.918	0.963	0.871	0.859	0.047	0.069	0.986	1.468
$\rho$ -3P	0.742	0.938	0.969	0.884	0.870	0.054	0.074	0.984	1.370
$\rho$ -4P	0.749	0.956	0.986	0.895	0.896	0.061	0.076	1.001	1.246
A-1E <sub>1</sub>	0.810	0.871	0.893	0.826	0.818	0.045	0.060	0.990	1.333
A-1E <sub>2</sub>	0.752	0.902	0.909	0.846	0.824	0.052	0.071	0.974	1.378
A-1E <sub>3</sub>	0.701	0.920	0.923	0.865	0.835	0.055	0.079	0.966	1.436
A-1E <sub>4</sub>	0.662	0.940	0.948	0.882	0.844	0.061	0.086	0.957	1.420
A-1P <sub>1</sub>	0.878	0.880	0.916	0.844	0.826	0.036	0.050	0.979	1.389
A-1P <sub>2</sub>	0.855	0.887	0.929	0.854	0.832	0.033	0.054	0.974	1.636
A-1P <sub>3</sub>	0.820	0.890	0.944	0.864	0.839	0.026	0.060	0.971	2.308
A-1P <sub>4</sub>	0.792	0.902	0.953	0.872	0.846	0.025	0.065	0.970	2.600

記号欄の試料 No. の後の E, P はそれぞれ酢酸エチル, n-プロパノールによる膨潤を意味する。

が増すと  $v_f^0/v_f$  は大きくなる。

(a)から(b)で述べたことと図2.3~2.5の転移温度範囲の挙動は、膨潤により温度軸上で弾性率曲線が移動するのはその系の自由体積量が増すためでありさらにその増し方は自由体積の重なり度によって支配される、と考えれば良く関連づけられる。自由体積の重なりは高分子と膨潤剤分子の間の相互作用により起こる一種の溶媒和と考えられる。溶媒和した膨潤剤の分子ではその系の自由体積を増加させる効果は単独の場合よりも小さくなると思われる。酢酸エチルとn-プロパノールの作用のちがいを説明するためには次のような考え方が可能であろう。

(1) 酢酸エチルは高分子鎖上のある特定部分、たとえばウレタン基、に溶媒和する。

(2) n-プロパノールは高分子鎖上でより広い範囲にわたって溶媒和できる。

(3) n-プロパノールは高分子鎖上のある特定位置、たとえばウレタン基、には多分子的な溶媒和を起こす。

(1)と(2)の考え方によって表4.1から得られた傾向(a)は容易に説明できる。(1)と(3)の考え方から酢酸エチル、n-プロパノールいずれの場合にもウレタン基濃度が増すと自由体積の重なりが大きくなり、これは傾向(b)と一致する。さらに(1)と(2)の考え方から(d)が説明される。(c)に関しては酢酸エチルの場合には(1)の考え方から明らかであり、n-プロパノールの場合には(2)の考え方から、溶媒和が全高分子鎖上にわたって起こるとき架橋が存在すると自由体積の重なりが増進される、と考えれば説明される。

これらの考察は溶媒分子と高分子鎖の個性的な相互作用の内容についての可能な考え方の一例を示したもので決定的なものとはいえない。ここで用いた自由体積という概念はそれ自体厳密性に欠けるうらみがある。理論的にも実験的にもさらに精密な研究が進められるべきである。

## 5. む す び

高分子物質の低分子量溶媒による膨潤の効果を力学的性質の変化に関して研究した。膨潤により転移温度は低下し、転移の形に変化があらわれることを知った。またポリウレタンのような極性高分子では膨潤によってある種の内部構造の変化が起こることが推定された。膨潤剤の種類のちがいにによりその効果は個性的である。その原因として高分子および膨潤剤のそれぞれがもっていた自由体積の一部が重なり合う効果の存在することを示した。

(昭 40-8-26 受付)

## 参 考 文 献

- (1) H. Fujita, K. Kishimoto: J. Polymer Sci., 28, 547 (1958).
- (2) F.N. Kelley, F. Bueche: J. Polymer Sci., 50, 549 (1961).
- (3) J.H. Gibbs, E.A. Dimarzio: J. Chem. Phys., 28, 373 (1958).
- (4) E.A. Dimarzio, J.H. Gibbs: J. Polymer Sci., A1, 1417 (1963).
- (5) L.E. Nielsen, R. Buchdahl, R. Levreault: J. Applied Phys., 21, 607 (1950).
- (6) K. Wolf: Kunststoff, 41, 89 (1951).
- (7) K. Schmieder, K. Wolf: Kolloid-Z., 127, 65 (1952).
- (8) K.H. Iller, E. Jenckel: Rheol. Acta, 1, 322 (1958).
- (9) 柴山:「色材協会誌」35, 2 (昭37).
- (10) 柴山:「高分子化学」19, 543 (昭37).
- (11) 柴山, 田中:「高分子化学」21, 690 (昭39).
- (12) 柴山, 児玉:「三菱電機技報」39, 74 (昭40).
- (13) S. Saito: Kolloid-Z., 189, 116 (1963).
- (14) I. Heibron: Dictionary of Organic Compounds, Eyre & Spottiswoods, London, 2, 486, 4, 242 (1953).



## 高磁界電磁石

秋葉稔光\*・長田大三郎\*\*・島 幸 弘\*\*  
的 埜 卓\*\*・坂本文雄\*\*・岸森真通\*\*

## A High Power Electromagnet

Central Research Laboratory

Toshimitsu AKIBA

Kôbe Works Daisaburô NAGATA・Yukihiro SHIMA・Takashi MATONO

Fumio SAKAMOTO・Masamichi KISHIMORI

A high power electromagnet built at Mitsubishi Kobe Works for Kyôto University is now in operation with the following performance. The magnetic field strength is 35, 32, 24 and 17 kOe respectively with the air gap of 3, 4, 6 and 8 cm respectively. The fractional uniformity of the field is below  $1 \times 10^{-4}$  at 8 cm gap up to 17 kOe. The power source needed is 36 kW, and the current is changeable continually from 1.6 to 32 A in the lower range and from 16 to 320 A in the higher range, each range being provided with polarity change. The current stability is within  $\pm 2 \times 10^{-3}$  from the full current down to one tenths of it against the ripple and the drift taken into account together. Through the measurement of the magnetic field the assembly is proved to meet the requirements and also the design is confirmed of its precision.

## 1. ま え が き

物性物理学、とくに極超低温物理学の面では絶対温度  $0^\circ \text{K}$  に近い温度で物質の特性を調べる研究が盛んになってきた。物質を液体ヘリウム温度以下に冷却するには断熱消磁が行なわれる。磁性体を磁界中に置いて磁気スピンをそろえたのち、瞬間的にその磁界を取り去ると、磁気スピンの乱れて物質は磁化を失う。磁化を失うときにはエネルギーを必要とするが、この変化が断熱的であると外部からエネルギーの供給を受けることができないのでその物質の内部エネルギーを吸収して磁化を失う。このために、物質の温度が低くなる。物質をあらかじめ液体ヘリウムで冷却しておいて、このプロセスを繰り返すと物質の温度は絶対零に近くなっていく。

磁性体の磁気スピンを磁界の方向にそろえるには、加える外部磁界は強いほどよい、とくに常磁性体の磁気スピンをそろえるにはかなり強い磁界が要求される。

また、核磁気共鳴・電子スピン共鳴を用いた物性研究の分野でも最近はかなり強い磁界を用いることが多くなってきた。この共鳴実験では磁界分布の一様性が強く要求されるが、鉄心電磁石ではこの磁界の一様性は磁界が強くなればなるほど悪くなる。すなわち、強い磁界で磁界分布の高い一様性を保つのは困難さが増してきて電磁石が必然的に大形になる。

われわれの製作した電磁石は上記の2目的を同時に達成することが必要であった。このために次の点を考慮して設計、製作を行なった。

- (1) 鉄心の飽和磁化  $J = M/\mu_0$  より高い磁界を作ること。
- (2) 飽和磁化に近い磁界で磁極間の中心 1 cc に  $1 \times 10^{-4}$  以下の磁界分布の一様性を実現すること。
- (3) 鉄心の重量と励磁電源の容量を経済的に選び、かつ電磁石全体を小形軽量にすること。
- (4) 磁極片の交換が容易で安全にでき、磁界の再現性があること。
- (5) 磁極片の交換に応じて最高磁界が異なるが、そのいずれ

に対しても励磁電流がほとんど同一であることなどである。

高磁界電磁石については F. Bitter が考察を行ない<sup>(1), (2)</sup>、多目的をもった経済的で実用上簡単な実験室向き電磁石の設計、製作を行なった<sup>(3)</sup>。これが Bitter 形と呼ばれる電磁石である。日本でも多くの物性研究用電磁石あるいは高磁界電磁石が作られた。とくに、物性研究所の石川、近角両氏が総括的な考察に基づいて設計した電磁石はすぐれたものである<sup>(4)</sup>。それ以前に、原子核研究所でもサイクロトロン建設にさいして磁束一定形といわれる電磁石の開発が行なわれて、電磁石の設計製作に確かな指針を与えた<sup>(5), (6)</sup>。日本物理学会は「磁場の生成と測定」についてシンポジウム<sup>(7)</sup>を開き、多年の経験をもとに電磁石に関する知識と技術を要約した。

われわれはこのような積み重ねを参考にして高磁界（断熱消磁用）と均一性（共鳴実験用）を合わせもった鉄心電磁石の製作を行なって京都大学に納入した。この電磁石は次のような性能を持っている。

磁極間隔 30, 40, 60 mm のそれぞれに応じて、磁極間中心に最高  $3.5 \text{ Wb/m}^2$ ,  $3.2 \text{ Wb/m}^2$ ,  $2.6 \text{ Wb/m}^2$  の磁束密度を作る。磁極間隔 80 mm の中心部に  $1 \times 10^{-4}$  の一様性で  $2.3 \text{ Wb/m}^2$  の磁束密度を作ることができる。前者は主として断熱消磁用であり、後者は磁気共鳴用である。

励磁電流は最高 320 A DC で容量は 36 kW である。この電源はトランジスタ式で高低の2レンジがあり、いずれのレンジでも電流は連続可変で極性反転ができる。電流安定度は  $\pm 1 \times 10^{-4}/\text{h}$  以下である。

2章では電磁石設計の考え方と具体的な設計を記し、さらに電磁石本体の駆動機構について簡単に述べる。3章では励磁電源と変調コイルとその電源の設計について述べる。4章では設計値と製品についての測定値との比較検討を行ない、5章では総合性能をまとめ、据え付けと試運転の結果を述べる。

## 2. 高磁界電磁石の設計

## 2.1 電磁石設計の考え方

電磁石は鉄心とコイルによって磁界をつくるものである。鉄の



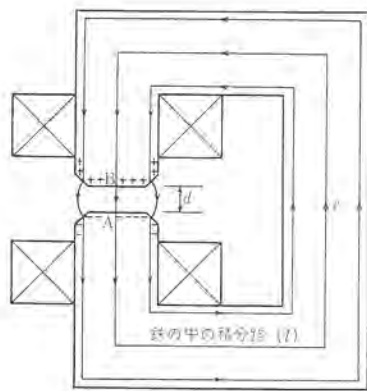


図 2.1 電磁石  
Fig. 2.1 Electro-magnet.

磁荷がつくる磁界を  $H_0$ , コイルのつくる磁界を  $H_i$  とすると, 磁界  $H$  は MKS 単位で,

$$H = H_0 + H_i \quad (\text{A/m}) \quad (2.1)$$

で与えられる。(この論文ではすべて MKS 単位を用いる)

普通の電磁石では  $H_i/H_0 \ll 1$  である。起磁力 (mmf)  $NI$  は図 2.1 のように閉じた積分路を ABC, 磁極間の磁界を  $\vec{H}_0$ , 鉄心中の磁界を  $\vec{H}_r$  とすると,

$$\begin{aligned} NI &= \oint_{ABC} \vec{H} \cdot d\vec{S} \\ &= H_0 d + \int_{BCA} \vec{H}_r \cdot d\vec{S} \quad (\text{A}) \quad (2.2) \end{aligned}$$

で与えられる。

あるいは磁束密度  $\vec{B}_0, \vec{B}_r$  を用いると,

$$\begin{aligned} NI &= (B_0/\mu_0) \cdot d + \int_{BCA} \vec{B}_r \cdot d\vec{S}/\mu_r \quad (2.3) \\ \mu_0 &= 4\pi \times 10^{-7} = 1.257 \times 10^{-6} \quad (\text{H/m}) \end{aligned}$$

となる。

ここで  $N$  はコイルのターン数,  $I$  は電流,  $\mu_0$  は真空の透磁率,  $\mu_r$  は物質 (ここでは鉄) の比透磁率である。

鉄心が飽和していないときは  $\mu_r$  が大きく (普通 4,000~5,000)  $B$  は鉄の内外ではほぼ同じ値であるから, 鉄の中の磁界  $H_r$  は小さくなる。このような場合は式 (2.2) あるいは式 (2.3) で右辺第 2 項の寄与は第 1 項の 2~3% にすぎない場合が多く, 普通は無視して省略する。

鉄心が飽和すると  $\mu_r$  が小さくなって (飽和値で約 40~43) 式 (2.3) の第 2 項が無視できなくなる。物質 (鉄または Fe-Co) の飽和磁化  $I_s/\mu_0$  (A/m) 以上の磁界を磁極間につくる場合, 鉄心中の磁束密度を飽和値以下にするには鉄心の重量が急激に増加して経済的につり合わなくなる。経済的な設計 (励磁電源の容量とコストを考える) として磁極中の磁束密度は飽和値, ヨークの磁束密度は飽和値の  $2/\pi$  にとる場合が多い<sup>(4)</sup>。このような場合は式 (2.2) の第 2 項の評価が重要になる。すなわち, 磁極片と磁極の表面に分布した鉄 (または Fe-Co) の飽和磁化が磁極間ギャ (隙) につくる磁界と鉄心中につくる内部磁界を知ることが必要になる。空ギャ中心につくる磁界と内部磁界の強度と分布は磁極片と磁極の形状によって異なるから, 最適な磁極片と磁極の形状を求めることが設計の本質となる。

円筒対称形磁極を持つ普通の電磁石では磁極 (磁極片も含む) が図 2.2 に示した半頂角  $54.7^\circ$  の円錐形の場合, 中心 0 につくる磁界 (軸方向成分) が最大になる<sup>(8),(1),(4)</sup>。しかし, このような円錐形磁極をそのまま磁極の基部まで延長したのでは電磁石

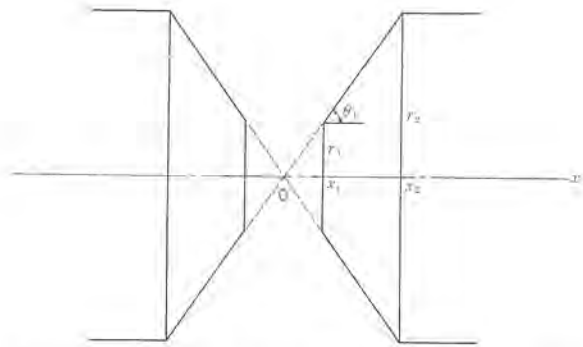


図 2.2 単純な円錐形磁極片 ( $\theta_1 = 54.7^\circ$  のとき  $Hx_{(0)}$  が最大)  
Fig. 2.2 Simple conical pole pieces.

の大きさと鉄心重量が必要以上に大きくなり, 励磁 コイル の平均長が長くなることから励磁電源の容量も必要以上に大きくなる。これは経済的な設計とはいえない。

一方, 多くの電磁石では磁界の強さと同時に中心近辺での磁界の均一性が要求される場合が普通である。磁界の均一性を保つには磁極片先端の直径と磁極片間ギャの比 (gap-dia ratio) を大きくすることが必要であり, 半頂角  $54.7^\circ$  の円錐形磁極では不十分な場合が多い。磁極片先端径を大きくする場合中心磁界強度を強くするには中心から頂角  $54.7^\circ$  の円錐外にはみだす磁極の体積をできるだけ少なくするのがよいと指摘されている<sup>(4)</sup>。

物性物理学研究所の石川, 近角阿氏はさらに考察を進めて, 励磁電力を含めた高磁界発生用電磁石の設計方法を確立した。彼らは,

(1) 飽和に達した磁極と磁極片の飽和磁化が可能な最大磁界をつくる。

(2) 磁極と磁極片の全体積が同時に飽和値に達することを要求し, 鉄心中の磁束密度分布が磁極の軸方向で一様になる磁極の形状 (磁束一定形) を用いて近似的にこの要求を満たすようにしている<sup>(4)</sup>。

また上記要求 (2) の代わりに, 磁束密度の連続性を考えて, (2') 磁極片の先端部から飽和に達し磁極片中では磁束密度分布が減少する, 磁極は全体が同時に飽和に達することを要求した。

したがって, 磁極片は発生する磁界強度が最大となるような磁束減少形とし, 磁極は磁束一定形の形状を選択して要求 (1) を満たすように組み合わせた。磁束一定形の形状は石川, 近角阿氏の与えた形状<sup>(4)</sup>と異なって,

$$r_3 - r = x_2 \cdot \ln x_3 / x \quad (2.4)$$

で与えられる単純な log 形を数本の直線で近似した。式 (2.4) の  $r_3, x_3, x_2$  は図 2.3 に示すように, 磁極基部の半径, 磁極片中心からの軸上距離,  $x_2$  は磁極先端の軸上距離である。この形

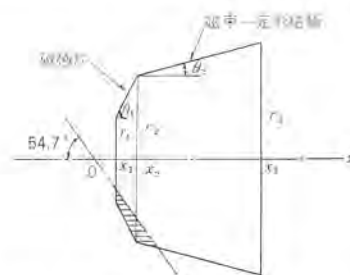


図 2.3 磁極片と磁極の近似的な形と計算に用いるパラメータ  
Fig. 2.3 Approximated shape of pole-piece and pole with parameters for calculation of fields.



状はサイクロトロン 電磁石の磁極の形状と同じものである<sup>(5)</sup>。したがって、磁束減少形の磁極片を無視すれば、いわゆる、サイクロトロン 形電磁石といえる。

磁極片と磁極表面の飽和磁化  $I_s/\mu_0$  が磁極間空  $\gamma$  と鉄心中につくる磁界の強さは<sup>(4)</sup>、

$$H(x_0) = (I_s/\mu_0) \int_{x_1}^{x_3} \{ (x-x_0)r(x) \} \{ (x-x_0)^2 + r(x)^2 \}^{-3/2} (\partial r/\partial x) \cdot dx \dots \dots (2.5)$$

で与えられる。式 (2.5) は図 2.3 で示された、形状を持つ磁極では半径  $r_1$  の磁極面、半頂角  $\theta_1$  で  $r_1 \leq r \leq r_2$ ,  $x_1 \leq x \leq x_2$  でつくる円スィ面、半頂角  $\theta_2$  で  $r_2 \leq r \leq r_3$ ,  $x_2 \leq x \leq x_3$  でつくる円スィ面の範囲において表わされる。すなわち、軸上の任意の点  $x_0$  にそれぞれがつくる磁界を  $H(x_0)①$ ,  $H(x_0)②$  および  $H(x_0)③$  とすると、

$$H(x_0) = H(x_0)① + H(x_0)② + H(x_0)③ \dots \dots \dots (2.6)$$

ここで右肩の数字は上記①, ②, ③に対応し、

$$H(x_0)① = (I_s/2\mu_0) (1 - \xi_1/\sqrt{1+\xi_1^2}) \dots \dots \dots (2.7)$$

$$\left. \begin{aligned} H(x_0)② &= (I_s/2\mu_0) F(\theta_1, \xi_1, \eta_1) \\ H(x_0)③ &= (I_s/2\mu_0) F(\theta_2, \xi_2, \eta_2) \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (2.8)$$

$$\begin{aligned} F(\theta_j, \xi_j, \eta_j) &= \sin^2 \theta_j \cos \theta_j \\ &\times [\ln | (\eta_j \operatorname{cosec}^2 \theta_j - \cot \theta_j + \xi_j \cot \theta_j + \operatorname{cosec} \theta_j \\ &\quad \sqrt{\{(\eta_j - 1) \cot \theta_j + \xi_j\}^2 + \eta_j^2} / (1 + \xi_j \cot \theta_j + \operatorname{cosec} \theta_j \\ &\quad \sqrt{1 + \xi_j^2}) - \{(\eta_j - 1/2) \sin 2\theta_j + \xi_j \sin^2 \theta_j\} / \\ &\quad \sqrt{\{(\eta_j - 1) \cot \theta_j + \xi_j\}^2 + \eta_j^2} \\ &\quad + \{1/2\} \sin 2\theta_j + \xi_j \sin^2 \theta_j \} / \sqrt{1 + \xi_j^2} ] \dots \dots \dots (2.9) \end{aligned}$$

で与えられる。ここで、

$$\begin{aligned} \xi_j &= (x_j - x_0)/r_j; \\ \eta_j &= r_{j+1}/r_j \quad (j=1, 2) \dots \dots \dots (2.10) \end{aligned}$$

である。

式 (2.3), (2.5)~(2.8) を用いて計算した磁界をもとに前述の要求 (1) と (2') を満たす最適な磁極と磁極片の形状を決定した。これについては以下で述べる。

## 2.2 磁界と起磁力の計算

この電磁石の設計は次の手順で行なった。

(1) 集積されたデータ<sup>(4)</sup>をもとに、最高磁界を発生するのに必要な磁極基部の直径を決定する。

(2) 式 (2.4) で  $x_2$  を仮定して磁束一定形の磁極面を計算して直線近似を行なう。

(3) ギャップ・ダイア比が小さすぎないように磁極片の頂角を選ぶ。

(4) 上記 (1)~(3) の磁極片と磁極の形状を式 (2.5)~(2.10) に入れて磁界を計算し、必要な磁界強度が得られるか、鉄心中の磁界分布が適当かどうかを検討し、仮定した  $x_2$  と磁極片の形状を補正する。

この過程を繰り返して、最適な磁極と磁極片の形状を求める。磁界と磁界分布の計算をもとに起磁力を求めて、この起磁力が最小になるように磁極と磁極片の形状に補正を加える。この補正を加える場合は式 (2.4) で求めた磁極の形状には必ずしも束縛されない。

さらに空  $\gamma$  中心近辺の磁界分布を近似的に、

$$\partial^2 H/\partial r^2, r=0 = -\frac{1}{2} \cdot \partial^2 H/\partial x^2 |_{x=0} \dots \dots \dots (2.11)$$

を用いて計算し、磁界均一性の要求に合致するかどうかを調べる。

高磁界電磁石・秋葉・長田・島・的埜・坂本・岸森

表 2.1 電磁石設計値

磁 極 間 距 離(mm)	30	40	60	80
磁極片先端部の材質と厚さ(mm)	Fe-Co. 62	Fe-Co. 57	Fe-Co. 47	Fe. 37
磁極片先端直徑 ( $\phi$ mm)	42.844	57.126	85.688	21.9934
磁 極 片 半 頂 角 ( $\theta_1$ )	55.0°	55.0°	55.0°	先端部をのぞいて 55.0°
共 通	磁極先端直徑 ( $\phi$ mm)	342.756		
	" 座標 ( $x_2$ mm)	120		
	磁極中間直徑 ( $\phi$ mm)	440.982		
	" 座標 ( $x_3$ mm)	240		
磁 極	磁極基部直徑 ( $\phi$ mm)	500		
	" 座標 ( $x_4$ mm)	480		
	半 頂 角 ( $\theta_2$ )	22°, 15'30"		
	" ( $\theta_3$ )	8°		
飽和磁化の作る最高磁界 (MA/m)	2.407	2.196	1.899	1.595
コイル電流の作る磁界 (°)	.159	.159	.150	.150
出 力 最 高 磁 界 (°)	2.807 (35.3kOe)	2.575 (32.4kOe)	2.239 (28.1kOe)	1.745 (21.9kOe)
起 磁 力 A (×10 <sup>3</sup> )	2.48	2.58	2.76	2.71
電 源 容 量 (kW)	35	36	38	38

均一性が満たされない場合は磁極片の形状を補正して、均一性ができるようにギャップ・ダイア比を大きくして、上記の過程を繰り返すことが必要である。

磁界と鉄心中の磁界分布および鉄心中の反磁場の積分は IBM 7090 を用いて計算した。この計算プログラムは一応標準化がなされ、磁極片と磁極の近似直線を 5 本までとることができると同時に、磁極片に鉄コバルトを用いた場合の計算も自動的に計算できる。ただし、鉄コバルトの飽和磁化は鉄の 1.14 倍とおいっている。起磁力と式 (2.11) を用いた磁界分布は手計算で行なった。この計算は単純で簡単である。

設計値に採用した磁極片の形状は磁極空  $\gamma$  中心を頂点とする半頂角 54.7° の円スィ形鉄コバルトであり、80 mm ギャップのみ直径 220 mm、厚さ 37 mm の円筒純鉄磁極片である。30/40/60/80 mm ギャップのそれぞれの磁極片の形状と共通な純鉄磁極の形状を表 2.1 に示してある。表 2.1 の中の最高磁界は式 (2.6)~(2.10) で計算した値であり、80 mm ギャップ以外の出力最高磁界は磁極片の体積磁化を考慮した値である。体積磁化の影響は増磁係数として計算に繰込む方法<sup>(9)</sup>もあるが、われわれは表面磁化による計算値の 10% 増とした。これは中研所有のサイクロトロン形電磁石での出力磁界と鉄心中の軸上での平均磁束密度分布の測定値<sup>(注1)</sup>と計算値との比較検討の結果や多くの電磁石設計値と測定値のデータ<sup>(4),(6)</sup> から決定した。出力磁界は計算値の約 10% 増である場合でも鉄心中の平均磁束密度分布は計算値とほとんど変わらないことから、起磁力の計算には空間中は 10% 増、鉄心中の反磁場の寄与には計算値、鉄の飽和磁化に必要な有効起磁力は 0.04 MA/m (=500 Oe) を用いた。電源容量は 300 A/cm<sup>2</sup> の電流密度とした場合の値である。これらの値はすべて表 2.1 に示してある。この値から 2.6×10<sup>5</sup> AT のコイルと 320 A, 36 kW の電源を設計した。

出力磁界と電源容量は 1.5 モデルを製作して実験を行ない理論値を確認して実物の製作を行なったことを付言しておく。これらの具体的な設計値については 2.3 節と 3 章で述べる。

(注 1) 当社中央研究所岡田主任研究員室の協力による。

## 2.3 ヨーク、磁極、磁極片および励磁コイル

電磁石本体は、図 2.4 に示すように、ヨーク、磁極、磁極片および励磁コイルなどから構成されており、測定の便宜のためヨークを 45° 傾斜させた Double yoke type が選ばれている。

### 2.3.1 ヨーク・磁極・磁極片

ヨークには磁気特性の点から、JIS 規格の S10C 相当品を用い





図 2.4 電磁石外観  
Fig. 2.4 High power electromagnet.



図 2.5 磁極片  
Fig. 2.5 Convertible pole-pieces.

ている。磁極には磁気飽度の点，均一な磁界を得なければならないことなどから， $C < 0.05\%$  の純鉄材を使用している。両材料とも超音波探傷検査により機械的な欠陥のないことが確認されている。

磁極の形状は，電子計算機による計算結果に基づいて小形モデルを製作，テストして決定されたものである。

磁極片は，図 2.5 に示すように 4 種類のものが製作されており，それぞれの磁極片を用いることによって磁極間隔を 80, 60, 40 および 30 mm に変えることができる。80 mm の磁極間隔は物性実験に使用されるもので  $1 \times 10^{-4}$  の磁界均一性を要求されたため，材料には  $C < 0.05\%$  の純鉄材を用い，加工精度および磁極との接続にとくに考慮をはらった。その結果，両極の磁極片のズレ 0.02 mm 以下，平行度 0.03 mm 以下の好結果が得られた。ほかの 3 種類の磁極片は，高磁界を主目的とする実験に用いられるもので 50/50 % 鉄コバルト材が使用されている。鉄コバルト製の 3 種の磁極片は，それぞれの磁極片を順次重ね合わせていくことから，60, 40 および 30 mm の磁極間隔が得られる構造となっている。

### 2.3.2 励磁コイル

#### (1) 主コイル

図 2.6 に示すように磁極は先端部にいくほど細くなっており，また磁極間空ガキでの磁束密度を大きくとるために磁極先端部のコイル巻数を多くする必要がある。そのために，コイル端子が外に出るように巻かれた 2 層 1 ユニットのパンケーキコイルの内径を磁極の形に従って変えている。

コイルの冷却方法は，パンケーキとパンケーキの間に 2 重構造の冷却板をそう入し，この冷却板内部を渦巻状に（板の温度差を小さくするため）水を流す間接冷却法を採用している。コイルと冷却板との間に，エポキシ系ワックスを含浸して熱伝導をよくし，コイルの温度

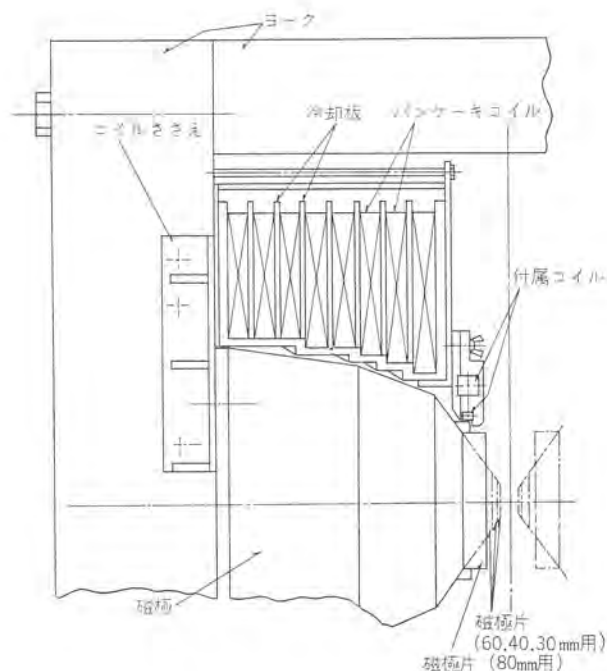


図 2.6 電磁石断面  
Fig. 2.6 Sectional view of the magnet.

上昇を低くおさえている。

#### (2) 付属コイル

主コイルのほかに，簡単に着脱できる磁界変調コイルおよび最大磁界の 1% 以下を安定に出し得る バイアスコイル など，付属コイルを備え，実験の便宜をはかっている。

### 2.4 電磁石駆動機構

電磁石駆動は回転テーブルと自走用車輪をもった架台で行なう。回転テーブルと車輪とは同一電動機で駆動することができるが，機構はそれぞれ独立し，クラッチの入れ換えだけで容易に切り換えてできる。また，回転および走行時の位置の微調整は，手動ハンドルを操作することで 1% の精度が得られる。下にその仕様を述べる。

回転範囲	0~370°
回転速度	120°/min
移動範囲	15m
移動速度	3m/min
駆動電動機	0.4 kW, 1/43 減速機付三相電動機
架台自重	2,500 kg

電磁石の位置を固定したまま，回転しようとする場合，クラッチを回転の位置に合わせ，操作箱のボタンで右，または左回転で 0° から 370° まで任意の位置に回転でき，かつその間微調整は手動ハンドルで行なう。電磁石は 370° または 0° 以上回転できないよう配慮してある。自走も同じで，クラッチを走行に入れば上記速度で任意の位置に置くことができる。手動微調整ハンドルが働く際は誤って電動操作のボタンを押しても，始動しないよう機械的と電気的インタロックがなされていて，ハンドルの操作も非常に軽く，好評を得ている。

## 3. 励磁電源

### 3.1 主励磁電源

主励磁電源は，パワーラングスタによる直列制御方式により構成されそのブロック線図は図 3.1 に示されるとおりで，直流電源部，制御部，検出部，基準電圧部および増幅部に分けられる。



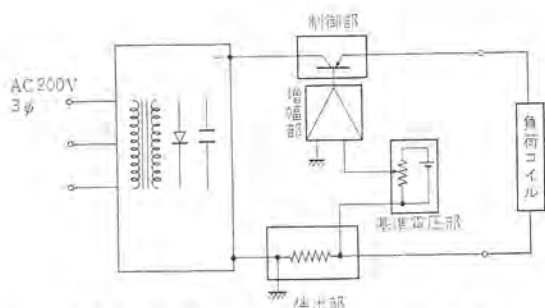


図 3.1 主励磁電源のブロック線図  
Fig. 3.1 Block diagram of main power supply.

表 3.1 主励磁電源の仕様

出力定格		120V, 320A, DC
電流可変範囲	第 1 レンジ	16~320A
	第 2 レンジ	1.6~32A
電流変動率		±0.01%/h
電流引き時間		5/10/20/30/60/120min
電流引き中		0.1/0.3/1/3/10/30/100%
使用電源		AC 200V, 60c/s 三相
所要電力		約 45 kVA



図 3.2 主励磁電源の外観  
Fig. 3.2 Appearance of main power supply.

直流電源部の直流出力は、検出部および制御部と直列に負荷コイルを流れるが、検出部により負荷電流（による電圧降下）を検出し、基準電圧部と比較して、その偏差信号を増幅部で増幅後、制御部に伝え負荷電流を制御する。

直流電源部は変圧、整流、平滑回路から構成されているが、この装置は負荷一定、電流値可変の定電流電源であるため負荷電流値の増（減）に応じて直流電源部、端子電圧を増（減）させ、制御部のパワー transistor の C-E 間電圧を一定化し、制御部 transistor の過負荷を防止している。このため制御部 transistor の C-E 間電圧の増（減）により、シユウ動変圧器をモータ駆動し、この変圧器出力を増（減）させた。

制御部は 80 W パワー transistor を並列に 120 個接続し空冷を行なった。検出部の標準抵抗は、その変動が電流安定度に一次的に影響を与えるので、マンガニ板を用い、電流密度を小さくとり、空冷を行なった。基準電圧部は温度特性および長時間安定性を考えて水銀電池を用いた。増幅部は偏差信号をチョッパアンプおよび DC アンプから増幅し制御パワー transistor を制御した。

この装置の仕様を表 3.1、外観を図 3.2 に示す。

### 3.2 変調磁界用コイルと電源

核磁気共鳴吸収実験に使用する変調磁界発生のためのコイルを付置した。その仕様は次のとおりである。

コイル 中心の直径 272 mm  $\phi$   
左右 コイル の中心間隔 135 mm  $\phi$   
コイル の全巻数 60 ターン

2.0 mm  $\phi$  のポリエステル被覆銅線を巻いてコイルを形成し、ベークライト板にミジを掘ってパイアスコイルとともにそのミジに埋め込んでいる。（図 2.6 参照）

ベークライト板の取り付けはチョウ（蝶）ネジを使用し、コイルの取り付け、取りはずしが簡単にできる構造とした。

静磁界 17 kOe のときでも 20 Oe (P-P) の変調磁界強度が出せるように、10 V, 12 A (rms) の出力をもつ 60 cps 変調用、80 cps 変調用の 2 種類を製作した。60 cps 用電源は単にシユウ（摺）動変圧器および変圧器から製作し、80 cps 用電源はトランジスタ式の OTL 方式を用いた。

## 4. 性 能

製品完成時において、発生磁界、磁界の分布と均一性、励磁電源の電流安定度および変調電流と変調磁界の測定を行なった。この章では上記の測定データについて記すと同時に計算値との比較検討について述べる。

### 4.1 発生磁界

磁界強度は 600 AT-cm<sup>2</sup> のサーチコイルを磁束計につないで測定した。このサーチコイルの出力は H, Li, Na, H<sup>2</sup> の核磁気共鳴吸収で測定した約 4 kOe から約 17 kOe までの数個の磁界強度について更正し、その直線性を確認した結果 35 kOe まで延長した。磁界分布は 1 個のホール素子の出力または 2 個の素子の差動出力から測定した。磁極間中心近辺の磁界均一性は核磁気共鳴吸収曲線の形状と幅から測定した。

#### 4.1.1 最高磁界強度と鉄心中の磁界分布

30/40/60/80 mm ギャップのそれぞれについて、上記のサーチコイル、Siemens のホール素子と三菱製 Gaussmeter の 3 個で励磁曲線を測定した。いずれのギャップについても 3 個の測定曲線は良い類似性を示した。Gaussmeter の測定値だけが 3.0 wb/m<sup>2</sup> 以上ではかの 2 個の測定値より高くなることが発見できた。更正されたサーチコイルで測定した励磁曲線を図 4.1 に示した。出力最高磁界と起磁力

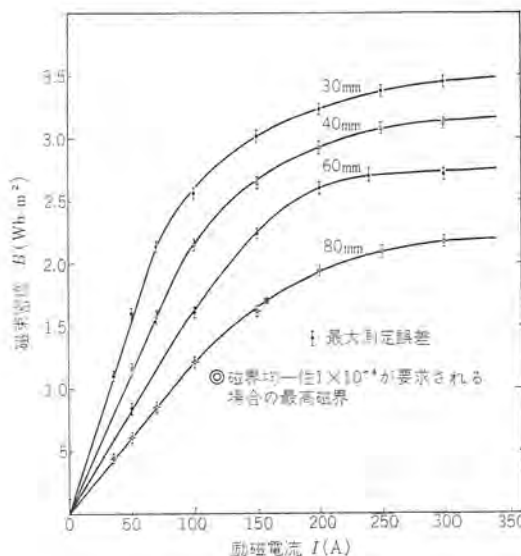


図 4.1 励磁曲線

Fig. 4.1 Excitation curves of 30, 40, 60 and 80 mm air-gaps.

表 4.1 磁界および起磁力の計算値と測定値

2x1 (mm)	$H_{\text{pole}}$ (MA/m)	$H_{\text{coil}}$ (MA/m)	$H_{\text{total}}$ (MA/m)	* $H_{\text{measured}}$ (MA/m)	$H_m/H_t$	$\int H dx$ gap (A)	$\int H dx$ pole (A)	$\int H dx$ yoke (A)	Total $Nl$ (AT)	$Nl$ measured (AT)
30	2.65 (33.3kOe)	0.16 (2.0kOe)	2.81 (35.3kOe)	2.75 (34.6kOe)	0.98	$8.4 \times 10^4$	$13.8 \times 10^4$	$2.6 \times 10^4$	$24.8 \times 10^4$	$\sim 25 \times 10^4$
40	2.42 (30.4kOe)	0.16 (2.0kOe)	2.58 (32.4kOe)	2.51 (31.5kOe)	0.97	$10.3 \times 10^4$	$13.0 \times 10^4$	$2.6 \times 10^4$	$25.9 \times 10^4$	$\sim 26 \times 10^4$
60	2.09 (26.2kOe)	0.15 (1.88kOe)	2.24 (28.1kOe)	2.20 (27.6kOe)	0.98	$13.4 \times 10^4$	$11.8 \times 10^4$	$2.4 \times 10^4$	$27.6 \times 10^4$	$\sim 27.6 \times 10^4$
80	1.60 (20.0kOe)	0.15 (1.88kOe)	1.75 (21.9kOe)	1.75 (21.9kOe)	1.00	$14.0 \times 10^4$	$10.7 \times 10^4$	$2.4 \times 10^4$	$27.1 \times 10^4$	$\sim 27 \times 10^4$

\*  $\pm 0.04$  MA/m または  $\pm 0.5$  kOe の誤差がある。30, 40 ギャップについては本文参照のこと。

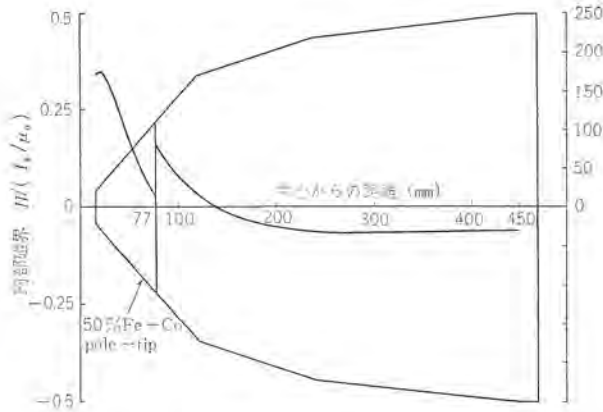


図 4.2 磁極片と磁極の断面および表面磁化の作る内部磁界（計算値）

Fig. 4.2 Cross-sectional view of the pole and pole-pieces with an air-gap of 30 mm, and calculated internal fields produced by saturation magnetization of the pole for a double-yoke electromagnet.

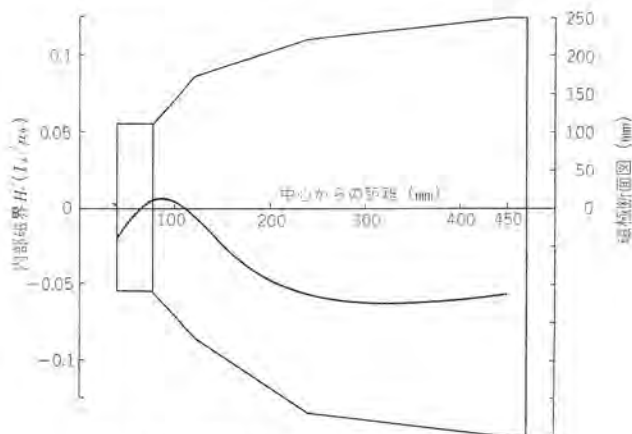


図 4.3 磁極片と磁極の断面および表面磁化の作る内部磁界（計算値）

Fig. 4.3 Cross-sectional view of the pole and pole-pieces with an air-gap of 80 mm, and calculated internal field produced by saturation magnetization of the pole for a double-yoke electromagnet designed with high uniformities.

の測定値と理論値の比較を表 4.1 にあげた。30/40 ギャップでは磁極先端径が小さいので、サーチコイルの測定領域内 ( $6\text{cm}^2$ ) ですでに約3%の磁界強度の減少がある。したがって測定値は中心磁界強度よりも幾分低い値となることを考慮する必要がある。表 4.1 からわかるように理論値と測定値は誤差の範囲でよく一致していると結論できる。

鉄心中の磁界分布は、計算値と測定値がかなり一致することが確認できた(2.2節)ので測定は省略した。代表的に 30 mm ギャップと 80 mm ギャップの場合について計算値を図 4.2, 4.3 にあげた。30 mm ギャップの場合磁極片先端部で不連続な面があるが、

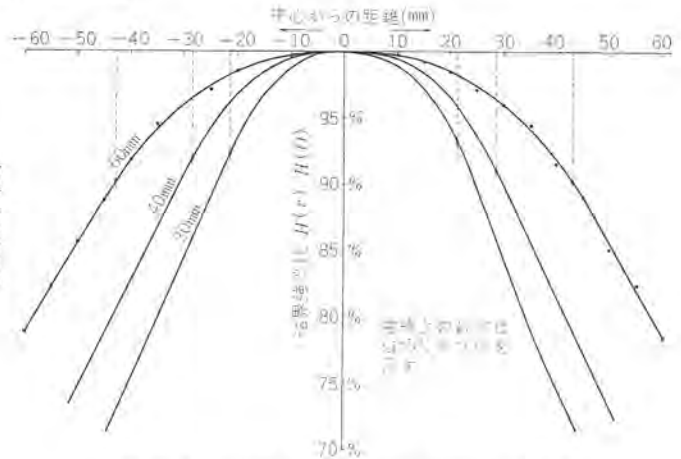


図 4.4 中心面上で半径方向に測定した磁界分布（励磁電流 320 A）

Fig. 4.4 Measured field distributions on the median plane at full excitations, respectively.

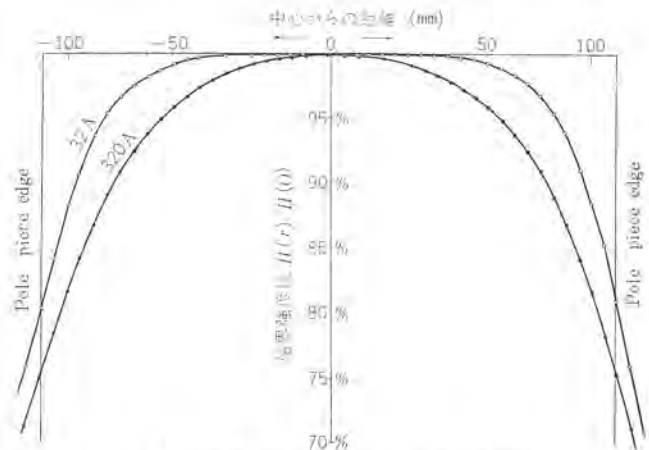


図 4.5 80 mm ギャップの中心面上で半径方向に測定した磁界分布（励磁電流 320 A と 32 A）

Fig. 4.5 Measured field distributions on the median plane of an air-gap of 80 mm at the full excitation and one-tenth excitation of it.

これは先端部の鉄コバルトと純鉄のつなぎ面にあたり、2材質の飽和磁化の差によるものである。図 4.2, 4.3 の縦軸は鉄の飽和磁化 ( $I_s/\mu_0$ ) = 1.671 MA/m を単位とし、対向磁極の影響も考慮されている。

#### 4.1.2 磁界分布と均一性

##### (1) 磁極間全域の磁界分布

ギャップの中心面上で半径方向に沿って磁界分布を測定した。励磁電流は 320 A と 32 A を選んで分布の変化を調べた。

30/40/60 mm ギャップの場合は磁極と磁極片の形状から期待できるとおり分布の変化はほとんどなく、各ギャップともに 320 A 励磁の場合の分布が 32 A 励磁の場合の分布よりもわずかによくなっている。320 A 励磁の場合の磁界分布を図 4.4 に示した。このギャップはいずれも断熱消磁用で中心近傍の高度の均一性を実



現することが目的ではなく、磁極間空 2 mm 全域にわたる高磁界強度が必要である。測定の結果、いずれのギャップについて、その磁極片先端面内の磁界分布の一様性は 10% 以内であり、目的達成上十分であると考えられる。

80 mm ギャップは核磁気共鳴吸収実験用で磁界強度 17 kOe まで中心近傍で  $1 \times 10^{-4}$  以内の磁界均一性が要求される。この均一性を実現するためにほかのギャップと異なった約 200 mm  $\phi$  の円筒形磁極片を用いギャップ・ダイア比を大きくした。この形状から鉄心が飽和に近い場合の磁界分布は飽和から遠い場合の磁界分布よりもその一様性が悪くなることが予想できる。図 4.5 に示したように 320 A 励磁の場合と 32 A 励磁の場合の磁界分布はかなり違うことが測定の結果明らかになった。

## (2) 中心近辺の磁界均一性

2 個のホール素子の差動出力から中心近辺の磁界均一性を  $10^{-3}$  までの精度で測定し内そうを行なった。30/40/60 mm ギャップの特性は磁極の形状からほとんど同一であることが予想され、式 (2.11) の計算結果からも確認された。したがって 60 mm ギャップと 80 mm ギャップについてのみ励磁電流 320 A と 32 A の磁界で測定した。いずれのギャップについても励磁電流 320 A の飽和磁化の場合は測定値の均一性が計算値の均一性よりも良い結果を得た。測定結果は中心近辺 10 mm  $\phi$  の領域の磁界均一性は 320 A 励磁の場合で 60/80 mm ギャップでそれぞれ  $7 \times 10^{-4}/1 \times 10^{-4}$  であった。

## (3) 核磁気共鳴吸収曲線による均一性の測定

検出器の周波数帯域が約 16 Mc から 22 Mc であるので、80 mm ギャップでの磁界強度約 4 kOe から 18 kOe の領域をサンプルを変えて測定した(注 2)。H, Li, Na,  $H^2$  の共鳴吸収曲線をオシロスコープで観測し変調磁界と吸収曲線の幅から均一性を求めた。各サンプルについての観測磁界領域、変調磁界 (60 cps)、吸収曲線の幅から推定した磁界均一性および吸収曲線の形状を表 4.2 に示した。

変調磁界は 600 AT-cm<sup>2</sup> のサーチコイルを磁界内に置いてその誘起電圧をシンクロスコープで測定し計算により求めた値を用いた。励磁電流 34 A、変調コイル電流 1 A (rms) の場合 H の吸収曲線で周波数から求めた変調磁界は前者よりも約 14% 低い値が得られた。この変調磁界については 4.2.1 項で述べる。

吸収曲線の観測中に数点で 4.1 節で述べた磁束計そのほかの更正を行なった。

磁極片の取り換え後も磁界の均一性が十分再現できることも確認できた。励磁電流の ON-OFF、磁極片の取り換え前後で励磁電流設定ダイヤルの最小目盛  $\pm 5$  の範囲で同一磁界強度が再現で

表 4.2 核磁気共鳴吸収で測定した磁界とその均一性

サンプル	測定磁界領域 (kOe)	変調磁界 (Oe)	中心近傍 1 cc での均一性	吸収曲線の形状
H	4~5.5	8~20	$\sim 5 \times 10^{-4}$	数本のウィグルが観測でき、非常にシャープ
Li	10.5~13.5	4~10	$5 \times 10^{-5}$	1 本のウィグルが観測でき、吸収曲線の半値幅 6/100
Na	14~18	3~6	$\leq 1 \times 10^{-4}$	ウィグルなし、吸収曲線の幅が変調振幅の $\sim 1/2$
$H^2$	16 近傍	3~6	$\leq 1 \times 10^{-4}$	Na の吸収曲線よりややシャープ

\* 検出器の発振周波数を 10.46 Mc の近傍に変えて測定を行なった。16 Mc では必要な磁界強度が約 24.7 kOe となり、80 mm ギャップでの出力最高磁界の限界約 22 kOe を越える。20 kOe 以上の磁界強度では鉄心が飽和に近づくために磁界の均一性がより悪くなることは明らかであり、吸収曲線が観測できなかったかどうかは疑問である。

表 4.3 電流安定度

レシジ	第 1 (16~320 A)				第 2 (1.6~32 A)		
	8	16	160	320	1.6	16	32
電流値 (A)							
安定度 (%/h)	0.1	0.008	0.008	0.015	0.01	0.01	0.012

きることも吸収曲線のピークから確認できた。

さらに 60 mm ギャップについても H の吸収曲線を観測し、5 kOe 近辺で中心近傍の磁界均一性  $\leq 5 \times 10^{-4}$  を得た。これはホール素子の測定データを参照すると最高磁界においてもこの均一性が保たれると考えてよい。

(注 2) 当社中央研究所 下地研究員室の協力による。

## 4.2 励磁電源

### 4.2.1 出力と電流安定度

出力は表 3.1 に示すとおり、最大出力 120 V、320 A (DC) を得た。電磁石に結線して長時間通電を行ない電流安定度をテストした結果を表 4.3 に示した。このテスト中 600 AT-cm<sup>2</sup> のサーチコイルを磁界内において、リップルおよびそのほかの速い電流変動による磁界変動をシンクロスコープで観測し、磁界強度の  $1 \times 10^{-4}$  を越える磁界変動はないと結論できた。

ゆっくりした電流変動は、上記のテストのほかにさらに核磁気共鳴吸収曲線のピーク位置の変動をオシロスコープで観測した結果

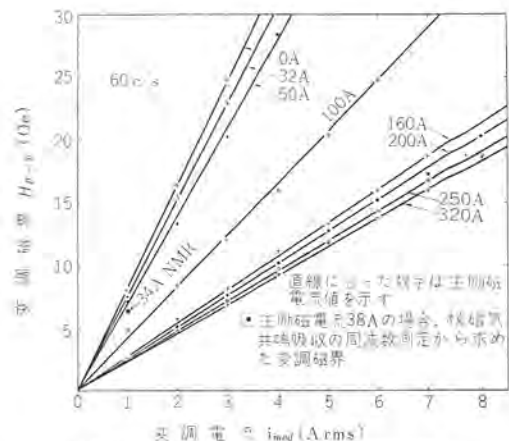
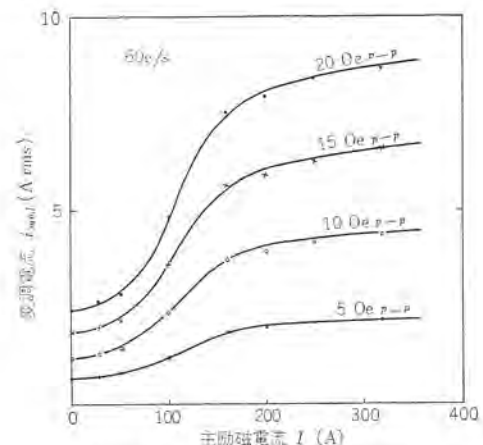


図 4.6 変調磁界と変調電流の関係

Fig. 4.6 Modulation field vs modulation current.



曲線の肩の数字は一定変調磁界 (P-P) を示す。

図 4.7 変調電流と主励磁電流の関係

Fig. 4.7 Modulation current vs main excitation current to produce several constant modulation fields.

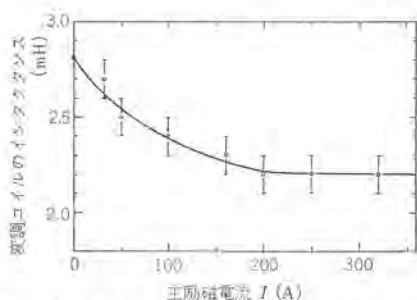


図 4.8 変調コイルのインダクタンスと主励磁電流の関係  
Fig. 4.8 Inductance of the modulation current  
vs main excitation current.

$1 \times 10^{-4}$  以内であった。

#### 4.2.2 変調電流と変調磁界

80 mm gap 用磁極片を取り付けて、主励磁電流（すなわち静磁界強度）、変調電流と変調磁界の関係を測定した。

この測定は 60 cps 変調の場合についてのみ測定し、80 cps 変調は変調電流を固定して主励磁電流と変調磁界の関係をのみを測定した。60 cps 変調で測定した結果を図 4.6、4.7 に示した。

図 4.6 は主励磁電流を固定した場合の変調電流と変調磁界の関係であり、図 4.7 は一定の変調磁界強度を出すのに必要な変調電流と主励磁電流との関係を示す。いずれの図からも主励磁電流 250 A 以上では鉄心が飽和に近づいて、ほとんど空心コイルに近くなっていることがわかる。上記の測定結果から変調コイルのインダクタンス ( $L$ ) の主励磁電流による変化を求め、図 4.8 に示した。

インダクタンスが小さいのは鉄心をとおして変調コイルと主励磁コイルの金属ケースが結果しているためである。

### 5. む す び

#### 5.1 総合性能

4 章までに述べたことを要約すると、

(1) 高磁界発生については設計値と測定値がよい一致を示し、測定誤差内で  $3.5, 3.2 \text{ Wb/m}^2$  と  $2.4 \text{ Wb/m}^2$  の仕様を満足している。60 mm gap の設計値が  $2.8 \text{ Wb/m}^2$  で  $2.4 \text{ Wb/m}^2$  の仕様を大きく上回ったのは 30 mm, 40 mm gap で仕様の高磁界を確保するために、構造上からやむを得なかった。80 mm gap と同じく円筒形磁極片を付けることも考慮できたが、鉄コイルの加工性の困難さから 30 mm, 40 mm gap に直接つながるようにした。

(2) 80 mm gap は円筒形磁極片を用い、ギャップ・ダイヤ比を大きくとって磁界均一性を保った。円筒形磁極片が飽和に近づくと

中心近傍の磁界均一性は急激に悪くなる(図 4.5 参照)。この点を考慮して 17 kOe で  $1 \times 10^{-4}$  の磁界均一性を保つため飽和磁化による出力最高磁界を約 22 kOe にとり、励磁曲線の直線部からわずかにずれた点で 17 kOe の磁界を出すように設計した。この結果(比較的小さいギャップ・ダイヤ比で)表 4.2 に示したように  $1 \times 10^{-4}$  の磁界均一性は十分に保証することができた。

(3) 電流安定度も上記の吸収曲線の変動を観測することから  $1 \times 10^{-4}$  の仕様を満足していることが明らかになった。

#### 5.2 据付と試運転

電磁石は実験室内に施設された長さ 15 m のレール上に置かれた。架台は操作をしやすいように電源盤の反対側で、ランプ表示により運転・停止を行なう。実験中の電磁石移動の必要性から、磁極中心の位置は、機械加工を施したレール側面をモノレール式車輪がはさみ、常に  $\pm 1 \text{ mm}$  の精度で再現できた。

電磁石磁極中心は、地面より 1.5 m の高さなので多目的実験と磁極の交換が簡単に行なえるよう独得の構造をとり、とくに 30, 40, 60, 80 mm ギャップの磁極片の交換には専用治具を取りつけ、それぞれ、わずか数分で取り換えできた。その実用性と機械的精度の高さはほかに例をみない。

磁極コイルの冷却水は、イオン交換された純水が屋上クーリングタワーから供給され、2 台の異なるポンプに対し電磁石コイル冷却板には常に一定の水量が流れるよう保護系統を施した。

電磁石の操作は、電磁石励磁電源から任意の位置で行なうことができ、主励磁電線と給排水管は、回転・移動に際しなら支障がないことが確かめられた。この外観は図 2.4 に示した。

(昭 40-8-26 受付)

#### 参 考 文 献

- (1) F. Bitter: R.S.I. 7, 479 (1936)
- (2) F. Bitter: R.S.I. 7, 482 (1936)
- (3) F. Bitter: R.S.I. 22, 171 (1950)
- (4) Y. Ishikawa and S. Chikazumi: J.J.A. P. 1, 155 (1962)
- (5) H. Kumagai: Nuclear Instr. & Method 6, 213 (1960)
- (6) 熊谷: 日本物理学会誌 11, 3, 81 (昭 31)
- (7) 熊谷ほか: 日本物理学会誌 14, 4, 162 (昭 34)  
日本物理学会誌 17, 10, 719 (昭 37)
- (8) J.A. Ewing: Magnetic Induction in Iron and Other Metals, The Electrician Printing and Publishing Co., Ltd., London (1900) 3rd Ed.
- (9) 林, 島本: 電気試験所彙報 28, 23 (昭 39)



# 広幅核磁気共鳴装置とその応用

下地 貞夫\*・仲森 詔貢\*

## Broad Line Nuclear Magnetic Resonance Apparatus and Its Applications

Central Research Laboratory Sadao SHIMOJI・Satotsugu NAKAMORI

A broad line nuclear magnetic resonance apparatus has been built. Robinson, Pound-Watkins and Knight types are jointly used for a signal detector to cover the oscillation level of a few mV~10 V. Measurement is made at a liquid helium temperature and any point between a liquid nitrogen temperature and 200°C. The max. field intensity of the magnet is 16,000 Oe, the uniformity  $1 \times 10^{-5}$  and the stability  $3 \times 10^{-6}$ . As applications, proton resonance signals in hydrated gypsum and unsaturated polyester and also  $\text{Nb}^{93}$  resonance signals in Nb metallic powder have been observed. The hydrated gypsum is used for testing the sensitivity and the fidelity of the apparatus. In the unsaturated polyester, separation of broad and narrow components in an amorphous state have been observed. Also in superconducting Nb, broadening of the line considered due to the distribution of the inner field has been surveyed.

### 1. ま え が き

核磁気共鳴は観測の条件によって、きわめて多様なフルミイを示し、とくに共鳴幅は試料の状態が固体の場合と液体の場合とで、後者のほうが通常6ケタの程度に狭い。このため、研究の方向も測定装置も互いにかなり異なった特色を持ち、前者を目的とする場合は広幅核磁気共鳴、後者は高分解能核磁気共鳴として区別されている。

当所においても磁気共鳴法の研究および固体物性への応用を目的として広幅装置の開発を行なってきたが、阪大産業科学研究所向けおよび所内における研究用として製作し、成果を得ることができた<sup>(1)</sup>。いずれも液体窒素温度( $-195^{\circ}\text{C}$ )~ $200^{\circ}\text{C}$ の範囲で共鳴吸収曲線の形状を観測することにより、スピンの配列状態あるいは内部運動を調べ、結晶の構造解析あるいは高分子の研究に用いるものであるが、金属の電子状態を調べるために液体ヘリウム用ロープを製作し、超伝導の混合状態における共鳴吸収曲線を観測することができた。

この報告は、これらの研究に用いられた広幅核磁気共鳴装置の内容および応用例に関するもので、2章に装置の詳細、3章にせっこう、不飽和ポリエステルおよび金属における核磁気共鳴吸収曲線の幅および形状についての考え方を述べる。

### 2. 装 置

広幅核磁気共鳴装置は通常図2.1のように構成される。試料はロープの高周波コイルの中に設置し、電磁石により静磁界を加える。高周波コイルは試料に高周波磁界を加え、また核磁気能率による共鳴信号を受けて検出器に送る。信号検出器としてはブリッジ形、誘導形のものも用いられるが、発振検波形が簡便で最も広く用いられており、われわれもこれを採用した。固体試料においては、共鳴幅が広く単位磁界あたりの核磁気能率が少ないことなどのために、できる限り高感度が望ましい。一般に低周波の磁界あるいは周波数変調を行ない、共鳴信号を単一周波数の振幅および位相変化として増幅する方法が用いられる。強い信号は直接オシロスコープで観測し、弱い信号は、低周波の狭帯域増幅器と位相検波器を組合わせたロックイン増幅器を通し、記録計上で観測し、

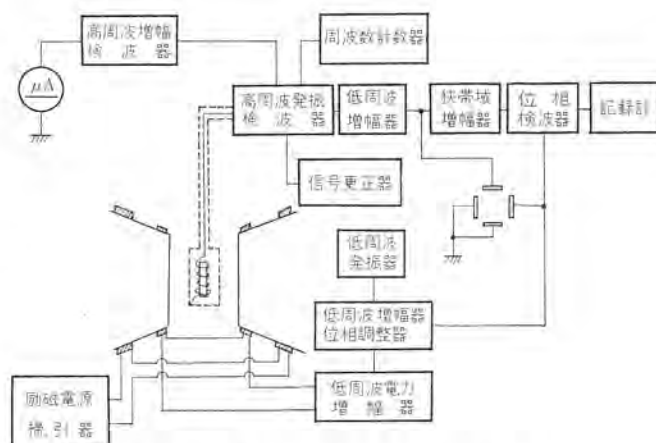


図 2.1 広幅核磁気共鳴装置のブロック線図  
Fig. 2.1 Block diagram of the broad line nuclear magnetic resonance apparatus.

定量的な測定を行なう。次に信号検出器、ロープおよび電磁石について述べる。

#### 2.1 発振検波器

信号検出器としての発振検波器は目的によって多くの種類のものが考案されているが、ここでは飽和法によってスピン格子緩和時間を測定するため、高周波磁界の強度を広い範囲に変化させる必要があり、発振レベルの低・中および高い検出器として、Robinson形、Pound-Watkins形およびKnight形の3種を併用して、数mV~10Vの範囲を連続カバーすることができた。

発振検波形検出器の原理は図2.2に示すように、信号検出用高周波コイルが並列共振素子のインダクタンスとして自励発振回路の一部を構成する。発振の帰還量は許容最小限にとどめ、真空管の特性曲線の曲率によって振幅 $V_1$ が定まるようにする。すなわち発振管を負の抵抗 $-R'$ で代表させると共振素子で消費される電力は $-R'$ で生成されるものとつり合っているが、 $R'$ を $V_1$ で展開した二次の係数によって $V_1$ が定められる。このような弱い発振状態において、 $V_1$ は並列共振素子の $Q$ のわずかな変化によっても敏感に変化するので、核磁気能率による高周波磁界エネルギーの吸収というわずかな損失の変化にも応答することができる。発振周波数を一定にし、静磁界に平行に小さな低周波磁界 $H_m \cos 2\pi\nu_m t$







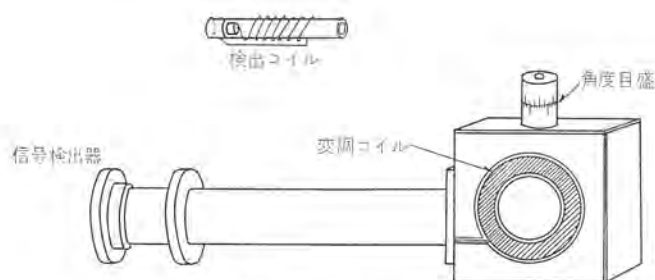


図 2.7 常温プローブ  
Fig. 2.7 Probe for the room temperature.

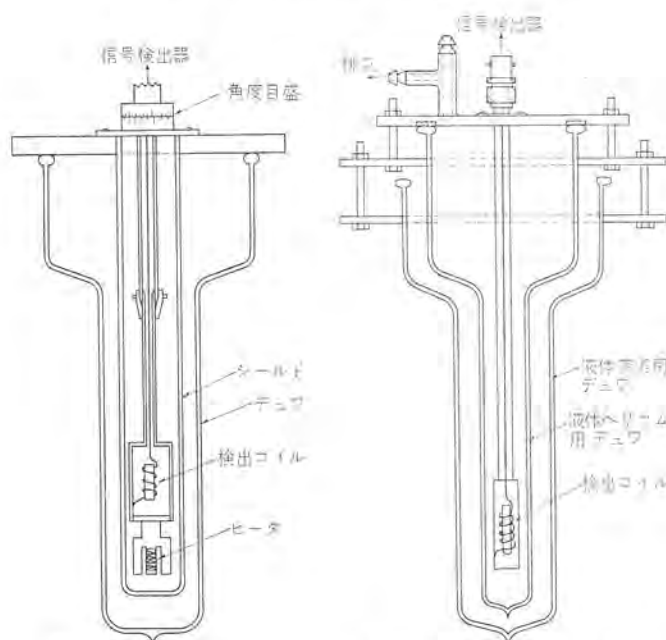


図 2.8 温度可変プローブ  
Fig. 2.8 Probe for the temperature control.

図 2.9 液体ヘリウム用プローブ  
Fig. 2.9 Probe for liquid helium temperature.

度の変化、単結晶の場合は結晶軸の回転および角度の読み取りを行なう。温度範囲によって、常温・温度可変および液体ヘリウム温度用の3種を製作した。

常温用プローブは図 2.7 に示すような構造で、使用の便のため磁界変調コイルを設けてあり、35 c/s において 100 Oe までの変調磁界を加えることができる。検出感度が並列共振素子の  $Q$  に比例するので、導電材料・絶縁材料および表面処理に注意し、プローブの  $Q$  として、ほぼ 130 を得ることができた。また、マイクロホック雑音を防ぐために、機械的にじょうぶに製作した。

温度可変プローブは、液体窒素温度から  $+200^{\circ}\text{C}$  の範囲で連続変化させることにし、図 2.8 に示すような構造である。液体窒素温度 ( $-179^{\circ}\text{C}$ )  $\sim -80^{\circ}\text{C}$  は冷却機として液体窒素を用い、銅のブロックに白金線のヒータを非インダクティブに巻き、熱伝導で試料を加熱し、ヒータ電流により設定温度を変化させた。  $-80^{\circ}\text{C} \sim$  常温は冷却機としてドライアイスとエチルアルコールの混合物を用いた。温度測定用の熱電対は二つ以上設け、試料の表面および中心の温度を測り、試料温度が一樣になったことを確かめて共鳴信号を記録した。

液体ヘリウム温度の場合、二重デューワを用いる。構造は図 2.9 に示す。リード線による損失を減小するために Cu-Ni 合金のパイプを同軸線のシールド線として使用したが、合金の電気伝導度は低温においてもあまりよくないので、プローブの  $Q$  の低下を防ぐ意味から心線には銅線を用いた。窒素用およびヘリウム用のデューワを

広幅核磁気共鳴装置とその応用・下地・仲森

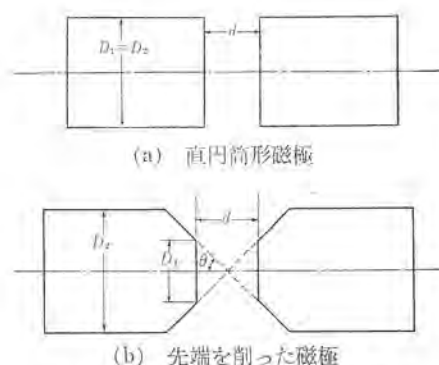


図 2.10 磁極の形状  
Fig. 2.10 Shape of the pole.

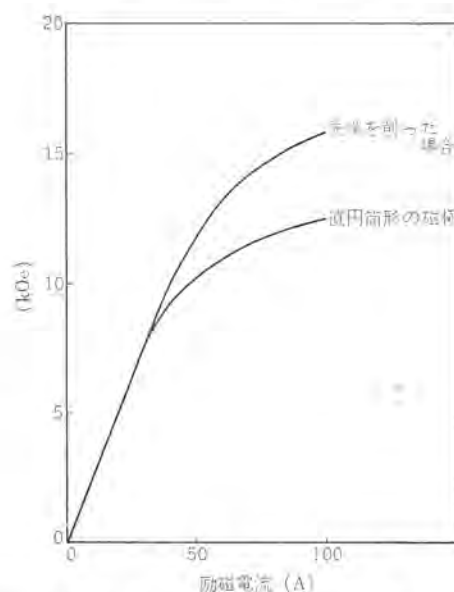


図 2.11 電磁石の特性  
Fig. 2.11 Characteristics of the electromagnet.

吟味することにより、ヘリウムの1回のチャージで20時間程度の実験を行なうことができた。

### 2.3 電磁石

静磁界  $H_0$  の発生には、磁界強度を変化しうること、安定な励磁電源が開発されたことによって、電磁石が広く用いられている。試料の体積 (1 cc を標準とする) 内での  $H_0$  の一様性、強度および磁極間隔が重要である。

広幅核磁気共鳴用として、 $H_0$  の分布は 1 cc の体積内で 0.1 Oe 以下、すなわち 10,000 Oe において  $1 \times 10^{-5}$  以上の一様性、1回の測定 (約 20 分) 間の変動率  $5 \times 10^{-6}$  以内が望ましい。プローブは二重デューワを必要とする液体ヘリウム温度用のものが最も太く、これをそう入するために、磁極間隔  $d=6$  cm とした。一様性は磁極の形状によっても異なるが<sup>(2)</sup>、 $d$  と磁極先端の径  $D_1$  の比  $D_1/d$  の大きいほどよくなり、通常  $D_1/d$  は 3~5 の値が採用される。磁極の周辺部は開き角  $\theta$  が大きいので、中心点で逆方向の磁界を作るので、最大磁界を上げるにはこの部分を切り落したほうがよい (図 2.10)。一様に飽和するように磁極の形状を定めた場合に最大の磁場強度が得られ、その値は磁極の最大直径  $D_2$  に対し、ほぼ  $\log D_2/d$  に比例して増加するといわれている<sup>(3)</sup>。ここではいろいろな核種の共鳴周波数が 5~30 Mc の範囲に含まれるように最大磁界を 16,000 Oe、 $D_2=30$  cm とした。

$D_2/d$  を定めた場合、 $D_1/D_2$  を小さくすることは  $D_1/d$  を小さくして一様性の点からは好ましくないが、一方磁界分布を

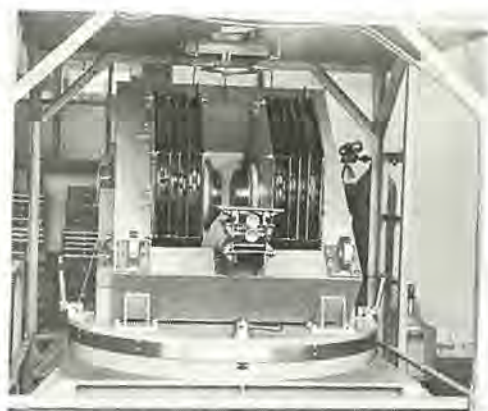


図 2.12 電 磁 石  
Fig. 2.12 Electromagnet.

“B-constant 形”に近づける効果もあって、それほど悪くならない。図 2.11 に直円筒形の磁極と、先端の角を削り落した  $D_1/D_2 = 3/5$  のものについて励磁曲線の比較を示した。磁界磁度は水溶液中の  $\text{Na}^{23}$  核の共鳴周波数から求めた。最大値は 2 割ほど増加している。少量の常磁性塩を溶かした水溶液のプロトン共鳴の幅から一様性を求めると、前者は  $1 \times 10^{-5}$  以上、後者はそれより少し悪い程度であった。両者とも、磁極が飽和し、励磁曲線が曲った所では一様性は悪くなってくる。

設計にあたっては、製作公差のバランスを取ることで、材料の吟味に注意した。たとえば Weiss 形のように機構的に弱いとか、磁極材料の純度が十分でない場合には、磁界の掃引に際して大きいヒステリシスの現われることがあるのでこの点にも注意した。図 2.12 に外観を示す。

励磁電源はトランジスタ制御によるものを用い、直流出力は  $100 \text{ V} \times 100 \text{ A}$ 、電流安定度は  $2 \times 10^{-6}$  である。整流電圧変化用のスライダックはサーボ駆動として使用の便を計った。

### 3. 共鳴信号の形状

物質中におかれた原子核の磁気能率  $\mu$  は種々の相互作用を受けて、ゼーマン単位が変化する。その結果は共鳴線の分裂あるいは共鳴線全体のシフトとして現われる。同種または異なった種類の小さな原因が集積して、これらによる分裂が分離されなくなるとその飽絡線が幅を持った共鳴曲線として観測される。相互作用の種類、大きさの程度は物質によって異なり、共鳴曲線の形状への影響は温度・磁界強度などによってさまざまに変化する。この解析結果から、結晶構造・内部運動あるいは電子状態について有用な知見を得ることができる。以下にいくつかの具体例をあげる。

#### 3.1 双極子相互作用

プロトンのようにスピン  $I = \frac{1}{2}$  の核は電気 4 極能率を持たないで、磁気能率間の双極子相互作用が共鳴曲線の幅の主要な原因となる。核磁気能率は小さいものであるが、距離が近いために幅に及ぼす影響は大きい。原点におかれた磁気双極子の  $\mu$  が距離  $r$  の点に作る磁界  $H \text{ dip}$  の大きさは

$$H \text{ dip} \sim \frac{\mu}{r^3} \quad (3.1)$$

の程度で、 $r = 1 \text{ \AA}$ 、 $\mu$  としてプロトンの値を入れると  $H \text{ dip} = 5 \text{ Oe}$  になる。 $I = \frac{1}{2}$  の核の場合、共鳴 A、B 核の対の間に働く双極子相互作用によって、共鳴線は

$$H = H_0 \pm \frac{3}{2} \frac{\mu}{r^3} (3 \cos^2 \theta - 1) \quad (3.2)$$

に分裂する。ここで、 $r$  は AB 間の距離、 $\theta$  はベクトル  $r$  が磁界と

なす角で、 $\pm$  は磁気能率の向きに対応する。また、 $H_0$  はこの相互作用がないとしたときの共鳴磁界である。結晶全体について見ると、異なる  $r$  と  $\theta$  の対からの寄与の集積として、分裂の程度の異なる無数の共鳴線の包絡線が得られる。正負の向きのものの数が等しいとすれば共鳴曲線は  $H_0$  について対称になり、さらに、これらの核の配列が空間的に静的で規則的であれば形状はガウス曲線に近いことが理論的に証明され、共鳴吸収曲線に関する能率が計算されている<sup>(4)</sup>。吸収曲線の形状関数を  $f(H)$  と書けば、 $f(H)$  に関する 2 次能率  $M_2$  は

$$M_2 = \int_{-\infty}^{\infty} (H - H_0)^2 f(H) dH \quad (3.3)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(H) dH = 1$$

によって定義される。スピンを  $I$  として

$$M_2 = \frac{3}{2} I(I+1) \frac{\mu^2}{N} \sum_{j,k} \frac{1}{r_{jk}^3} (3 \cos^2 \theta_{jk} - 1)^2 \quad (3.4)$$

と与えられる。 $N$  は単位格子内の共鳴核の数、 $j$  および  $k$  はおのおのの核を指定し、 $\theta_{jk}$  および  $r_{jk}$  は式 (3.2) におけるものと同じ意味である。

#### 3.2 2-プロトン系

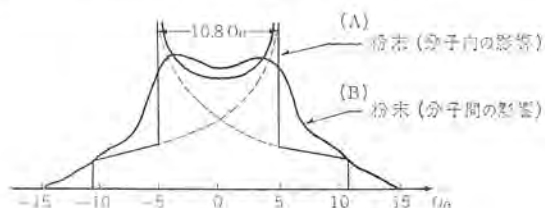
結晶内の水分子のように共鳴核が 2 個ずつ近接した対をなして配列されている場合、この対のおのおのの核 A、B 間の双極子相互作用はとくに大きく、ほかの対属する核のものと分けて扱われなければならない。すなわち、A、B 間を分子内相互作用、異なった対の間を分子間相互作用として区別する。

A、B 間の相互作用によって、共鳴線は式 (3.2) のように 2 本に分裂する。磁界  $H_0$  をある結晶面内で回転することにより、二重線の間隔  $\Delta H$  は

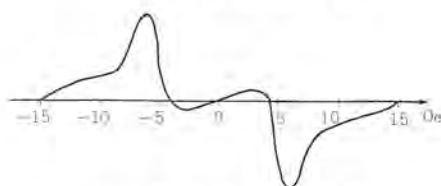
$$\Delta H = \frac{3\mu}{r^3} [3 \cos^2 \delta \cos^2 (\varphi - \varphi_0) - 1] \quad (3.5)$$

のように変化する。 $\delta$  はベクトル  $\overline{AB}$  と回転面とのなす角、 $\varphi$  は  $\overline{AB}$  と  $H_0$  の方位角との差である。二重線のおのおのの幅は分子間相互作用によって定まり、式 (3.4) で与えられる。 $\Delta H$  の角度依存性を調べ、 $r$ 、 $\delta$  および  $\varphi_0$  を求めることができる。

粉末試料の場合、結晶軸の方向がランダムであり、 $\cos \theta$  は等しい確率で分布する。信号強度が単位磁界あたりの磁気能率の数に比例することから、分子内相互作用のみを考慮した吸収曲線の形状は  $d(\cos \theta)/dH$  で表わされ図 3.1 (a) のようになる。分子間



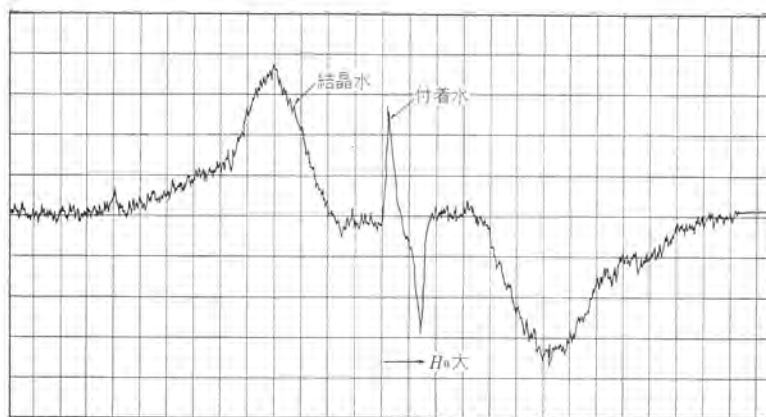
(a) 粉末の吸収曲線



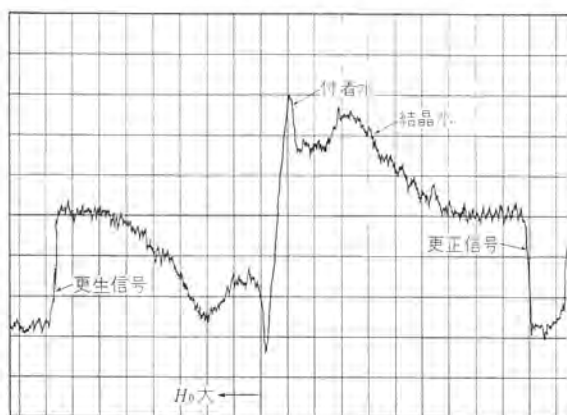
(b) 粉末の微分曲線

図 3.1 2-プロトン系の吸収曲線および微分曲線  
Fig. 3.1 Absorption curve and derivative curve of the two proton systems.





(a) 微分曲線



(b) 高周波磁界が強い場合

図 3.2 セッコウの結晶水のプロトン共鳴曲線  
Fig. 3.2 Proton resonance line in hydrated gypsum.

相互作用の影響によって同図 (b) のようになるが、観測される吸収曲線に最もよく一致する値として分子間相互作用の強さが求められる。

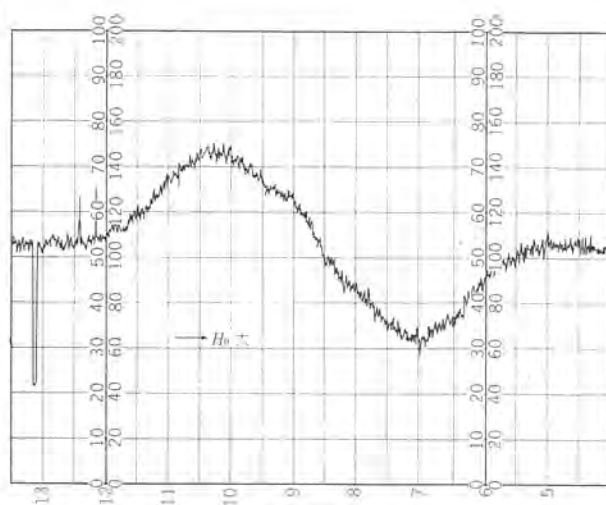
共鳴核が2個ずつ対をなした配列は2-スピン系と呼ばれ、どのように3個ずつ、4個ずつの場合はそれぞれ3-スピン系・4-スピン系と呼ばれ、共鳴曲線の形状に著しい特色を示す。すなわち、核磁気共鳴の形状を調べ、X線回折を併用することにより、たとえば結晶内の水分子の位置・HHベクトルの向き・プロトン間の距離を知り、またOH・H<sub>2</sub>OあるいはH<sub>2</sub>Oのいずれの配列かの判定を下だすことができ、構造解析上有力な手段とされている。

図 3.2 (a), (b) にセッコウ (CaSO<sub>4</sub>・2H<sub>2</sub>O) の結晶水のプロトン共鳴信号を示す。これは核磁気共鳴が構造解析に応用された最初の例<sup>(5)</sup>、分子内相互作用 10.8 Oe に比べて分子間相互作用 1.54 Oe が弱いため図 3.1 に示した2-スピン系の特色がはっきり表われている。磁気能率を持つ核はプロトンのみとしてよく、上述のことが適用される。われわれはこれを感度および忠実度のテスト試料として用いた。高周波磁界の強度を増加させると、飽和によって分子間相互作用からの幅が広まり、図 3.2 (b) のように変化する。このとき分子内相互作用は変化しない。中央の細い線は付着水によるもので、(b) 図は両端に更正信号を入れてある。

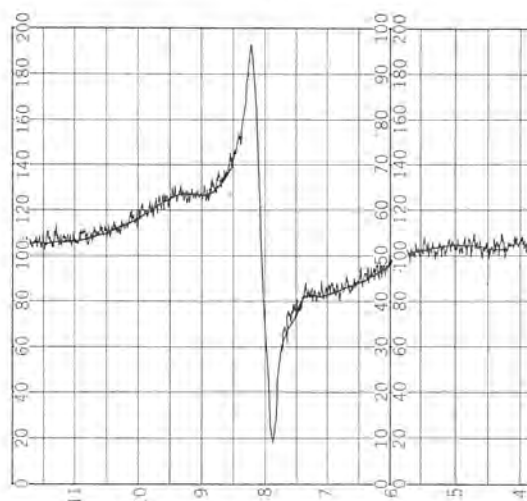
### 3.3 高分子

高分子の構成元素は主として炭素・水素・酸素であり、これに硫黄・窒素およびフッ素などが含まれる。この核磁気能率を持つものはプロトン、F<sup>19</sup> および N<sup>14</sup> 核である。N<sup>14</sup> 核共鳴は含有量が少なく磁気能率の小さいことから十分な信号強度が得にくく、主として大部分の高分子に多量に含まれているプロトン共鳴の測

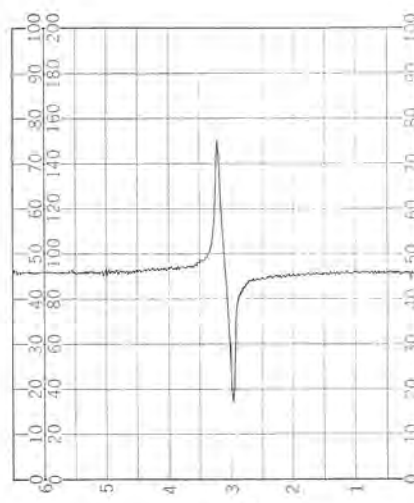
広幅核磁気共鳴装置とその応用・下地・仲森



(a) -62°C



(b) -17°C



(c) 40°C

図 3.3 不飽和ポリエステルのプロトン共鳴  
Fig. 3.3 Proton resonance line in unsaturated polyester.

定が行なわれている。高分子は分子量が数十万以上にも及ぶ巨大な分子の集合体であり、分子内相互作用も、分子間相互作用もきわめて複雑である。一方、側鎖あるいは基の振動、回転などを含めた内部運動は高分子の諸性質に影響を及ぼし、運動の激しさの程度によって著しい変化が現われる。このような運動はランダムで熱的なものであり、核磁気共鳴の測定としては形状の温度変化から有用な知識を得ることができる。

共鳴曲線の幅、二次能率は式 (3.4) のように与えられるが、原子、分子の運動によってこの相互作用が平均化され狭くなる。ランダムウォークの考えから半値幅  $\Delta H$  は

$$\Delta H = (\Delta H_0)^2 \frac{\mu}{h\omega_0} \dots \dots \dots (3.6)$$

の程度になる。式 (3.4) から  $\Delta H_0 = \sqrt{M_2}$ ,  $h$  はプランク の定数  $\omega_0$  は運動の特性角周波数である。運動が激しく  $\omega_0 > \frac{\mu \cdot \Delta H_0}{h}$  になると幅が狭まり、同時に形状もガウス形からローレンツ形に近づく。液体の場合、 $\Delta H$  は数  $\mu\text{Oe}$  の程度になる。

図 3.3 (a), (b), (c) にスチレンで架橋した不飽和ポリエステルのプロトン共鳴吸収曲線の温度変化の例を示した。低温では線幅 12 Oe のガウス形である。温度の上昇とともに 1 Oe 以下の狭い幅の吸収曲線が現われて成長し、幅の広い成分は減少する。この試料では狭幅成分の出現温度は  $-25^\circ\text{C}$ 、広幅成分の消滅温度はほぼ  $0^\circ\text{C}$  であった。図 (a) は  $-62^\circ\text{C}$ 、図 (b) は  $-17^\circ\text{C}$  で両方の成分の重なった様子を示す。曲線の形状は両成分ともガウス形に近い。さらに温度を上げると図 (c) に示すように数十 mOe の狭いローレンツ形の吸収曲線に変化する。このように幅の異なった2本の吸収曲線がある温度範囲で現われ、成長消滅の行なわれることは、高分子の核磁気共鳴において広く観測され、結晶化度の程度によって説明されている。すなわち、高分子は低温において、多少にかかわらず部分的に結晶状態にあって、式 (3.4) のような幅を持つ。温度の上昇とともに内部運動も激しくなり、無定形に変化し、同時に線幅も狭くなる。したがって、広幅成分の面積比から結晶化度を求めることができる。この試料の場合は X 線回折からは無定形とされるが、図に示すようにはっきりと両成分が観測され、内部運動の状態に異なるものがあることが推察される。詳細は別に譲るが<sup>(5)</sup>、核磁気共鳴によりこれまでとは別の角度からの知見の得られることがいえる。

### 3.4 金属 (超伝導状態)

金属における共鳴吸収曲線の幅および形状に影響を及ぼす機構としては磁気双極子相互作用電気4極相互作用のほかに、伝導電子によるシフトおよびスピン交換がある。スピン格子緩和によるレベルの寿命の影響は小さいので省略される。

スピン  $I \geq 1$  の原子核は電気4極能率を持ち、立方より低い対称性の電場コウ配と相互作用を行なってゼーマン準位を変化させる。ほかの原因による幅が小さければ、共鳴線は第一近似で  $2I$  本に分裂する。電場コウ配が元来は立方対称の場合でも結晶の不完全性により対称性が下がると4極相互作用による幅および形状の変化が観測される。格子欠陥や結晶転移に関連した研究も数多く行なわれている<sup>(7)(8)</sup>。

伝導電子の磁界  $H_0$  による分極 (Pauli の常磁性) は常磁性効果であり、共鳴線を全体として低磁界側にシフトさせる。これは Knight shift と呼

ばれ  $\sigma_k \equiv \Delta H/H_0 \sim 10^{-3}$  の程度の割合である。金属試料は表皮効果で高周波磁界がシャヘイされるので粉末についての測定が多く、 $\sigma_k$  に異方性があると共鳴曲線の形状は変化するが<sup>(9)(10)</sup>、これは高磁界ほど著しい。また、伝導電子を介して一つの核スピンの状態が隣りの核に伝わり、スピン交換が行なわれる。この形の相互作用

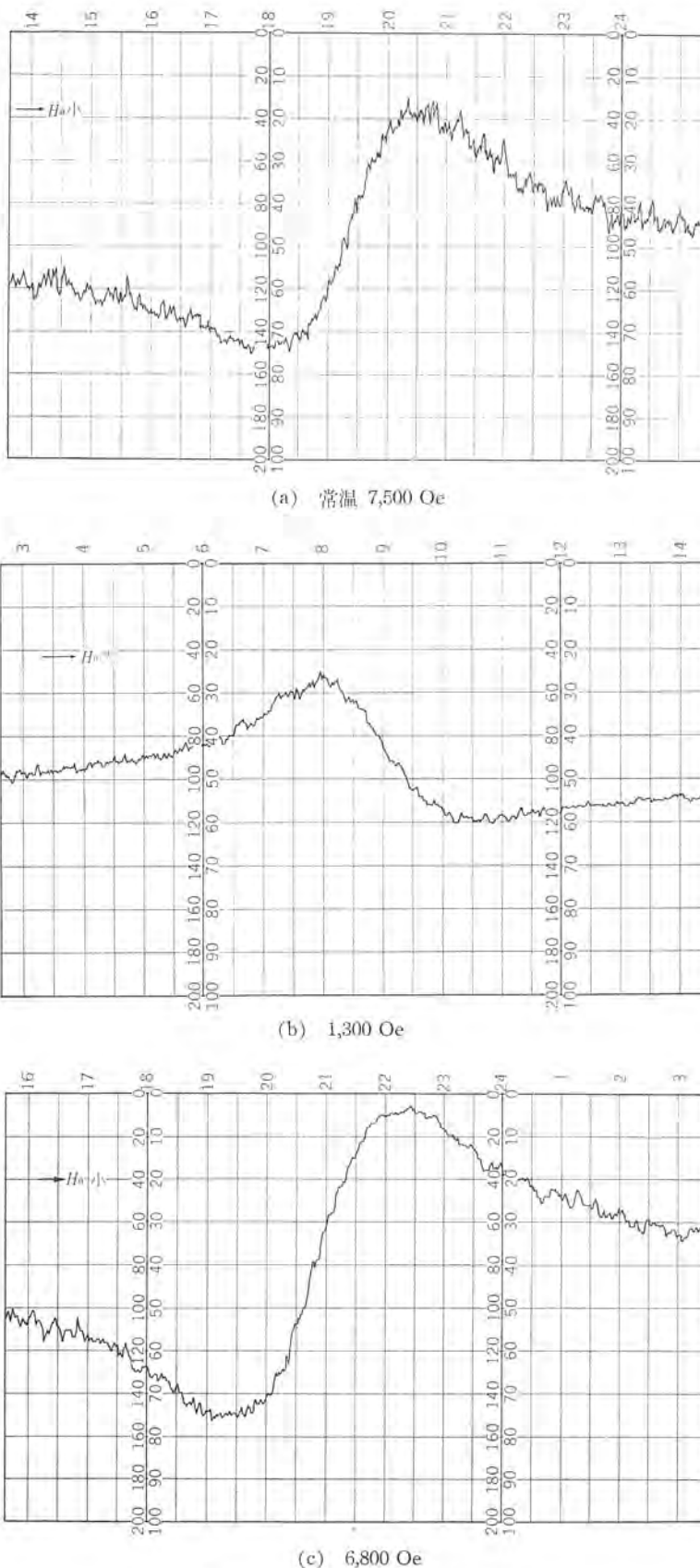


図 3.4 金属 Nb 中の  $\text{Nb}^{93}$  共鳴  
Fig. 3.4  $\text{Nb}^{93}$  resonance line in metallic Nb.



用は同種のスピン間では共鳴幅を狭くし、異種のスピン間では共鳴幅を広げる作用を持ち、金属  $Tl$  について組織的に調べられた<sup>(11)</sup>、半導体  $SnSb$  についても効果が認められている。

超伝導材料として重要な金属  $Nb$  の粉末 (200 メッシュ) の核共鳴吸収曲線を図 3.4 (a), (b), (c) に示す。図 (a) は常温、約 7,500 Oe で幅 8.9 Oe のローレンツ曲線によく一致するが、4 極相互作用によると考えられる広いバックグラウンドが認められる。この幅は  $Nb^{93}$  核の双極子相互作用によるとした計算値 7.2 Oe より広く、またガウス形でもない。

金属  $Nb$  は硬超伝導体であるため、磁界強度を増加させると量子化された磁束が超伝導体内に侵入し、比較的高い磁界  $\sim 7,000$  Oe<sup>(12)</sup> まで、この混合状態 (Abrikosov state) が保たれる<sup>(13)</sup>。磁界強度は磁束の中心点においては外部磁界に等しく、これからわずかに離れた場所では急激に減衰して消失する。すなわち磁界は糸状に侵入している。図 (b), (c) は  $Nb$  の超伝導転移点より低い液体ヘリウム温度 (4.2°K)、磁界強度はそれぞれ 13,000 Oe および 6,800 Oe における核共鳴吸収曲線の形状である。図 (b) は常伝導状態に対応し、低温における電気伝導度の増加により分散が混入し非対称になっているが、常温における同強度の磁界のものと比較して幅および形状ともに本質的な差異は認められない。図 (c) は幅 10.0 Oe のローレンツ曲線によく一致する。図 (a) と比較して形状は変化せず、幅が 1.12 倍広くなっている。これは混合状態における内部磁界の分布の影響、すなわち試料が超伝導状態に転移したことによる効果と思われる。

#### 4. む す び

固体試料における核磁気共鳴信号を観測するために、広幅核磁気共鳴装置を製作した。信号検出器は Robinson 形など 3 種の発振検波器の組み合わせにより十分な発振レベルの変化範囲をカバーすることができ、測定温度は液体ヘリウム温度および液体窒素温度から +200°C である。磁界強度は最大 16,000 Oe、一様性  $1 \times 10^{-5}$  安定度  $3 \times 10^{-8}$  を得た。

応用例として、せっこうの結晶水および不飽和ポリエステルのプロトン共鳴および金属  $Nb$  における  $Nb^{93}$  核共鳴吸収曲線の幅および形状について述べた。せっこうの結晶水は 2-プロトン系の共鳴吸

収曲線の形状の特長をよく表わし、われわれはこれを感度および忠実度のテスト試料として用いた。スチレンで架橋した不飽和ポリエステルのプロトン共鳴は、無定形状態において広幅成分と狭幅成分の分離された新しい例と考えられる。また金属  $Nb$  は常温および液体ヘリウム温度ともにローレンツ形の吸収曲線を示し、混合状態において内部磁界の分布によると思われる幅の増加を検出することができた。

核磁気共鳴吸収曲線は試料の種類および状態によりきわめて異なった特色ある形状を示す。これの解析結果から、結晶構造・内部運動あるいは電子状態についての情報を得、それぞれの物質を基にした新しい材料開発に際して有用な測定法となることが期待される。

終わりに、広幅核磁気共鳴の実験法についていろいろお教えをいただいた阪大産業科学研究所桐山教授ならびに桐山助教授に深く謝意を表わしたい。また、高分子については当所 柴山博士、電磁石およびプローウの設計については高部課長以下に負うところが多めであり、明記してお礼申し上げる。(昭 40-9-2 受付)

#### 参 考 文 献

- (1) 柴山, 飯阪, 下地, 仲森:「第 14 回高分子学会年会予稿」
- (2) 熊谷:「日本物理学会誌」14, 162 (1959)
- (3) Y. Ishikawa, S. Chikazumi: Jech. Rep. ISSP Ser. A No. 14.
- (4) J. H. Van. Vleck: Phys. Rev., 74, 1168 (1948)
- (5) G. E. Pake: J. Chem. Phys., 16, 327 (1948)
- (6) 柴山, 飯阪: 未発表論文
- (7) M. H. Cohen, F. Reif: Solid State Phys, 5, 321 (1957)
- (8) E. A. Faulkner: Phil Mag. 5, 843 (1960)
- (9) N. Bloembergen, T. J. Rowland: Acta Metallurgica, 1, 731 (1953)
- (10) R. G. Barnes, F. Borsa, S. L. Segel, D. R. Torgeson: Phys. Rev. 137, A1828 (1965)
- (11) N. Bloembergen, T. J. Rowland: Phys. Rev., 97, 1679 (1955)
- (12) W. DeSorbo: Phys. Rev., 132, 107 (1963)
- (13) A. A. Abrikosov: Soviet Physics JETP 5, 1174 (1957)

## 冷却水系の温度制御

山崎英蔵\*・塚本昭三\*\*・矢野昌雄\*\*

## Temperature Control of Water Cooling Systems

Central Research Laboratory

Eizō YAMASAKI

Itami Works

Shōzō TSUKAMOTO・Masao YANO

There are many cases where temperature control is needed for the increase of the capacity of electric apparatus and the improvement of the stability. In giving temperature control to the cooling water of apparatus, the transfer function of a water heater poses problems. In this article first dynamic characteristics of the water heater are analyzed, and then the design of a control system is made easy by working out approximation to the transfer function. Next this result is applied to the cooling system of Sakuma Frequency Converter Station so as to design it. Thus good water temperature control is successful by means of the water heater and a 3-way valve control system.

## 1. ま え が き

最近電気機器の容量の増加、安定性の向上のために機器の冷却が行なわれる。

機器の冷却には、発熱量が大きい場合、水加熱器、再冷器、三方弁などの直列回路が使用されるが、水加熱器の動特性は分布定数系であり、これを制御系の設計に便利な形に近似する必要がある。

この稿ではまず水加熱器の動特性を解析し、その近似伝達関数を求める。次に電源開発株式会社佐久間周波数変換所に設置された水銀整流器の純水冷却系に適用し、水加熱器制御系、三方弁制御系により良好な水温制御を行なうことができたのでその概要を報告する。

## 2. 水加熱器の伝達関数

## 2.1 水加熱器の動特性

熱交換装置の動特性考察に際しては、考察している部分に流入する熱量、流出する熱量およびその部分の温度上昇あるいは状態変化に用いられる熱量や発熱量の間の熱平衡を考え、装置各部の温度変化の模様とこれに及ぼす諸因子との間の相互関係を求めればよい。

今、図 2.1 のとき水加熱器の動特性を解析するにあたり、次の仮定をおく。

- 仮定 1. 貫流水の比重、比熱は問題にする温度範囲では温度に無関係である。
- 仮定 2. 貫流水は沸騰しない。
- 仮定 3. 流量は管内で一定とする。
- 仮定 4. 長さ方向の加熱分布は一様加熱とする。
- 仮定 5. 管壁の熱抵抗を無視する。

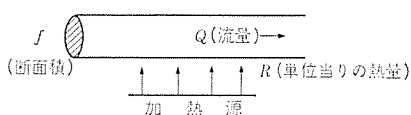


図 2.1 加熱器モデル  
Fig. 2.1 Heat exchanger model.

加熱源から与えられる単位長さ当たりの熱量を  $R$  (kcal/sec・m)、貫流水の比重を  $\gamma_s$ 、比熱を  $C_s$ 、流量を  $Q$  (kg/sec)、貫流水の断面積を  $f$  (m<sup>2</sup>)、貫流水の温度を  $\theta_s$  (°C) とすれば、加熱源から与えられた熱量  $R$  は流水の温度  $\theta_s$  の配とその位置の部分の温度上昇になるので

$$R = f \gamma_s C_s \frac{\partial \theta_s}{\partial t} + Q C_s \frac{\partial \theta_s}{\partial x} \quad (2.1)$$

となる。

ここで平衡状態からの微小変動を考え、

$$\left. \begin{aligned} \theta_s &= \theta_{s0} + \theta_s \\ R &= R_0 (1+r) \\ Q &= Q_0 (1+q) \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

とおく。  $\theta_{s0}$  は長さ方向の距離  $x$  のみの関数であり、また  $R_0$ 、 $Q_0$  は基準平衡状態の値を示す定数である。

ここで平衡状態からの偏差に対する温度変化を求めるため、式 (2.2) を式 (2.1) に代入すると次式になる。

$$\begin{aligned} R_0 (1+r) &= f \gamma_s C_s \frac{\partial \theta_s}{\partial t} + Q_0 (1+q) C_s \frac{\partial (\theta_{s0} + \theta_s)}{\partial x} \\ &= f \gamma_s C_s \frac{\partial \theta_s}{\partial t} + Q_0 C_s \frac{\partial \theta_s}{\partial x} + Q_0 C_s \frac{\partial \theta_{s0}}{\partial x} q \\ &\quad + Q C_s \frac{\partial \theta_{s0}}{\partial x} + Q C_s q \frac{\partial \theta_s}{\partial x} \end{aligned} \quad (2.3)$$

一方、平衡状態では、

$$R_0 = Q_0 C_s \frac{\partial \theta_{s0}}{\partial x}$$

であり、また  $q \ll 1$  として式 (2.3) 右辺第 5 項を無視すると、

$$R_0 r = f \gamma_s C_s \frac{\partial \theta_s}{\partial t} + Q_0 C_s \frac{\partial \theta_s}{\partial x} + R_0 q \quad (2.4)$$

となる。式 (2.4) は基礎となる偏微分方程式である。

式 (2.4) をラプラス変換により  $t$  領域から  $S$  領域に変換すると、

$$\begin{aligned} R \zeta(S) &= S f \gamma_s C_s \xi_s(x, S) + Q_0 C_s \frac{d \xi_s(x, S)}{dx} \\ &\quad + R_0 \eta(S) \end{aligned} \quad (2.5)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} \zeta(S) &= \int_0^\infty e^{-st} r(t) dt \\ \xi_s(x, S) &= \int_0^\infty e^{-st} \theta_s(x, t) dt \\ \eta(S) &= \int_0^\infty e^{-st} q(t) dt \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$



ここでさらに  $(x, S)$  領域から  $(p, S)$  領域へラプラス変換すれば,

$$\frac{R_0 \xi}{p} = f\gamma_s C_s \lambda_s(p, S) + Q_0 C_s p \lambda_s(p, S) + \frac{R_0 \eta}{p} - Q_0 C_s \xi_s(o, S) \quad (2.7)$$

となる。

ただし,

$$\lambda_s(p, S) = \int_0^\infty e^{-px} \xi_s(x, S) dx \quad (2.8)$$

ゆえに,

$$\begin{aligned} \lambda_s(p, S) &= \left[ \frac{R_0 \xi - R_0 \eta}{p} + Q_0 C_s \xi_s(o, S) \right] \frac{1}{Q_0 C_s p + f\gamma_s C_s S} \\ &= \left[ \frac{1}{p} - \frac{1}{p + \frac{f\gamma_s S}{Q_0}} \right] \frac{R_0 (\xi - \eta)}{f\gamma_s C_s S} + \frac{1}{p + \frac{f\gamma_s S}{Q_0}} \xi_s(o, S) \end{aligned} \quad (2.9)$$

となる。

ここで  $(p, S)$  領域から  $(x, S)$  領域へ逆変換すれば,

$$\begin{aligned} \xi(x, S) &= e^{-\frac{f\gamma_s x}{Q_0}} \xi_s(o, S) + \frac{R_0 \xi(S)}{f\gamma_s C_s S} (1 - e^{-\frac{f\gamma_s x}{Q_0}}) \\ &\quad - \frac{R_0 \eta(S)}{f\gamma_s C_s S} (1 - e^{-\frac{f\gamma_s x}{Q_0}}) \end{aligned} \quad (2.10)$$

式(2.10)より  $x=L$  における  $\xi(L, S)$  は

$$\frac{Q_0}{f\gamma_s} = v = \text{流体の流速}$$

であるから,

$$\frac{f\gamma_s L}{Q_0} = T_L \quad (\text{通過時間})$$

とおけば,

$$\begin{aligned} \xi(L, S) &= e^{-T_L S} \xi_s(o, S) + \frac{R_0 \xi(S)}{f\gamma_s C_s S} (1 - e^{-T_L S}) \\ &\quad - \frac{R_0 \eta(S)}{f\gamma_s C_s S} (1 - e^{-T_L S}) \end{aligned} \quad (2.11)$$

で表わされる。

以上の結果から,

(A) 入口温度変化に対する伝達関数  $G\theta(S)$  は,

$$G\theta(S) = e^{-T_L S} \quad (2.12)$$

(B) 加熱量変化に対する伝達関数  $Gr(S)$  は,

$$Gr(S) = \frac{R_0}{f\gamma_s C_s} \frac{1}{S} (1 - e^{-T_L S}) \quad (2.13)$$

(C) 流量変動に対する伝達関数  $Gq(S)$  は,

$$Gq(S) = -\frac{R_0}{f\gamma_s C_s} \frac{1}{S} (1 - e^{-T_L S}) \quad (2.14)$$

となる。

以上, 水加熱器の動特性を論じ伝達関数を求めたが, 式(2.13)式(2.14)の形では制御系の安定性を論じにくい。そこで以下設計に便利な形に近似することを考えよう。

## 2.2 伝達関数 $Gr(S)$ , $Gq(S)$ の近似 [1]

$$Gr(S) = \frac{Kr}{S} (1 - e^{-T_L S}) \quad (2.15)$$

$$Kr = \frac{R_0}{f\gamma_s C_s} \quad (2.16)$$

で表現する。式(2.14)は,

$$Gr(J\omega) = \frac{Kr}{J\omega} (1 - e^{-J\omega T_L}) \quad (2.17)$$

であるから,  $\omega \ll 1$  とすれば

$$Gr(J\omega) \approx \frac{Kr}{J\omega} [J\omega T_L - \frac{(J\omega T_L)^2}{2}]$$

$$= Kr T_L - \frac{J\omega T_L^2}{2} Kr \quad (2.18)$$

ここで  $Gr(J\omega)$  が,

$$Gr(J\omega) = \frac{KT_L}{1 + J\omega T}$$

と1次おくれで近似できるものとし,  $T$  および  $K$  を求める。

$Gr(J\omega)$  は  $\omega \ll 1$  に対して,

$$Gr(J\omega) = KT_L - J\omega KT_L T \quad (2.19)$$

となるから, 式(2.18), 式(2.19)から,

$$K = Kr$$

$$T = T_L/2$$

すなわち,

$$Gr(S) \approx \frac{Kr T_L}{1 + \frac{T_L}{2} S} \quad (2.20)$$

で近似できる。

## 2.3 伝達関数の近似 [11]

式(2.17)は Euler の公式から,

$$\begin{aligned} G(J\omega) &= \frac{Kr}{J\omega} (1 - e^{-J\omega T_L}) \\ &= \frac{Kr}{J\omega} \frac{e^{J\omega \frac{T_L}{2}} - e^{-J\omega \frac{T_L}{2}}}{e^{J\omega \frac{T_L}{2}}} \\ &= \frac{Kr}{J\omega} e^{-J\omega \frac{T_L}{2}} \cdot 2J \sin\left(\frac{\omega T_L}{2}\right) \\ &= Kr T_L e^{-J\omega \frac{T_L}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega T_L}{2}\right)}{\frac{\omega T_L}{2}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

で表現される。

したがって式(2.21)の Bode 線図のゼン(漸)近線は,

$\omega \ll 1$  の場合は,

$$\left. \begin{aligned} G(J\omega) &\approx Kr T_L \\ LG &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

$\omega \gg 1$  の場合には, とくに  $\sin(\omega T_L/2) = 1$  の場合を考える

$$G(J\omega) \approx \frac{2Kr}{\omega} e^{-J\omega \frac{T_L}{2}} \quad (2.23)$$

したがって式(2.21)の利得に対するゼン近線は図2.2のごとくなる。

一方  $\sin(\omega T_L/2)$  は

$$\left. \begin{aligned} \omega T_L &= 2n\pi \quad \text{で} \quad \sin(\omega T_L/2) = 0 \\ \omega T_L &= \pi(1+4n) \quad \text{で} \quad \sin(\omega T_L/2) = 1 \\ \omega T_L &= \pi(3+4n) \quad \text{で} \quad \sin(\omega T_L/2) = -1 \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

ただし  $n=0, 1, 2, \dots$

である。

ここで  $\omega T_L = \omega'$  とおいて,

$$G(J\omega) = e^{-J\omega \frac{T_L}{2}} \frac{\sin \frac{\omega T_L}{2}}{\frac{\omega T_L}{2}} = e^{-J\omega' \frac{1}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\omega'}{2}}{\frac{\omega'}{2}} \quad (2.25)$$

の Bode 線図を求めると図2.3のごとくなる。

したがって  $Gr(S)$  を式(2.20)のごとく1次おくれ近似したのでは位相関係が合わないので安定性の判断には危険である。そこで次に(1次おくれ)+(むだ時間)で近似してみよう。

今, その近似式を  $G''(S)$  とし,

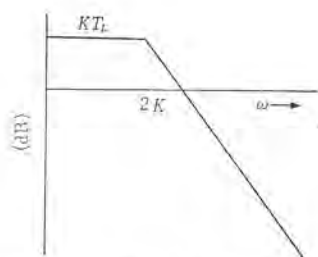


図 2.2 利得一周波数特性のゼン(漸)近線  
Fig. 2.2 Straight line approximation of gain-frequency characteristics.

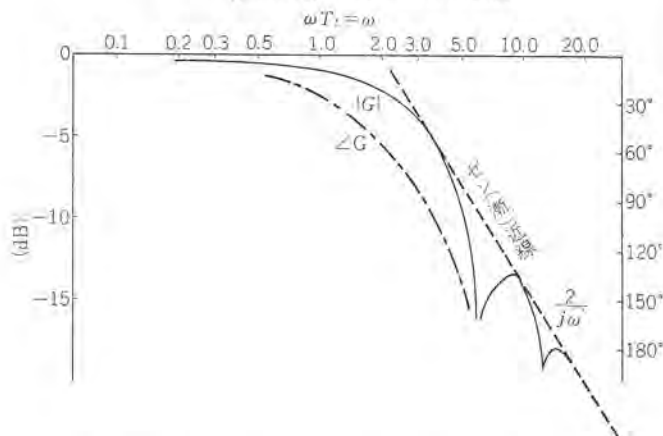


図 2.3  $G(j\omega) = e^{-j\frac{\omega'}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\omega'}{2}}{\frac{\omega'}{2}}$  の Bode 線

Fig. 2.3 Bode diagram of  $G(j\omega) = e^{-j\frac{\omega'}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\omega'}{2}}{\frac{\omega'}{2}}$

$$G''(S') = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}S'} e^{-TL''S'} \quad (2.26)$$

とおく。そのとき式(2.26)の $\omega'$ による位相変化は、

$$-LG'' = \tan^{-1}\left(\frac{1}{2}\omega'\right) + TL''\omega' \quad (2.27)$$

であり、また式(2.25)の位相変化は、

$$-LG = \frac{1}{2}\omega' \quad (2.28)$$

になる。ここで、式(2.27)および式(2.28)にて、それぞれの位相が1ラジアンになる $\omega'$ で $T''L$ を決めると

$$Gr(S') = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}S'} e^{-\frac{1}{4.3}S'} \quad (2.29)$$

となる。 $S' = T_L S$ であるから、

$$Gr(S) = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}T_L S} e^{-\frac{T_L}{4.3}S} \quad (2.30)$$

と $Gr(S)$ は近似できる。

以上の結果から、以下水加熱器の伝達関数を、

$$\left. \begin{aligned} G^s(S) &= e^{-TL^s} \\ Gr(S) &= \frac{K_h}{1 + \frac{1}{2}T_L S} e^{-\frac{T_L}{4.3}S} \\ K_h &= \frac{R_0 T_L}{f \gamma_s C_s} = \frac{W}{Q_0 C_s} \quad (\text{ただし } W \text{ は総合加熱量}) \\ Gq(S) &= \frac{-K_h}{1 + \frac{1}{2}T_L S} e^{-\frac{T_L}{4.3}S} \quad (\text{ただし流量変動は微小}) \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

で近似し、安定性を論ずることとする。

### 3. 佐久間周波数変換所冷却水系の制御系

#### 3.1 制御系の概要

以下に述べる冷却水系は、電源開発株式会社佐久間周波数変換所に設置された水銀整流器の冷却系で、主水系は図3.1のごとくポンプ水ツウ(槽)、水冷式再冷却器、電動三方弁、水加熱器、イオン交換器などよりなる。

水ツウは、水銀整流器の負荷電流によって発生する循環水温の変動を大幅に緩和し、制御を容易にするためのもので、本系では2,500 Lの水ツウを用い、最大発熱量130 kWのステップ状温度変動を0.8°C/min.程度に緩和する。

#### 3.2 水加熱器制御系

水加熱制御系は前節の近似結果を用いると図3.2のブロック線図で表示され、水加熱器出口温度を検出して設定値との比較を行ない、その差により加熱源熱量を制御する。

この系では精密温度制御を三方弁制御(後述)に課し、水加熱器制御の役割として比較的時間の長い温度変動—たとえば周囲温度変動、冷却水の熱損失など—の補償を目的とした、したがってこの制御系はP動作で十分である。1次おくれ—無駄時間系のP動作時の発振利得 $Ku$ 、振動周期 $Tu$ は、無駄時間を $L$ 、時定数を $T$ とすれば、一般に、

$$\left. \begin{aligned} L/T \gg 1 \text{ のとき} \\ Tu \approx 2L \end{aligned} \right\} \quad Ku=1 \quad (3.1)$$

$$\left. \begin{aligned} L/T \ll 1 \text{ のとき} \\ Tu \approx 4L \end{aligned} \right\} \quad Ku = \frac{\pi T}{L} \quad (3.2)$$

で近似できる。

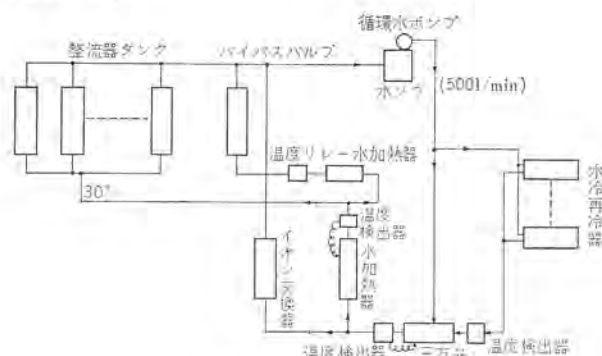


図 3.1 主水系系統  
Fig. 3.1 System diagram of the main cooling system.

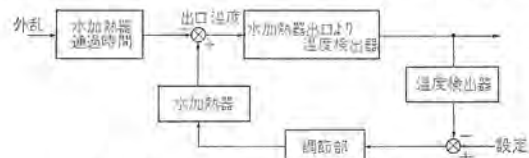


図 3.2 水加熱器制御系構成図  
Fig. 3.2 Schema of heat exchanger control system.



図 3.3 水加熱器制御系ブロック線図  
Fig. 3.3 Block diagram of heat exchanger control system.



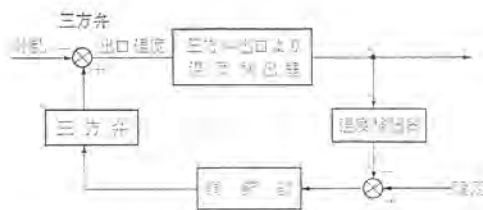


図 3.4 三方弁制御系構成  
Fig. 3.4 Schema of 3-way valve control system.

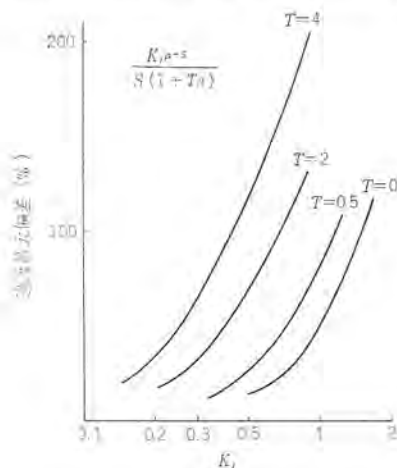


図 3.5  $\frac{K_I e^{-s}}{s(1+TS)}$  閉ループ系のオーバーシュート  
Fig. 3.5 Over shoot of  $\frac{K_I e^{-s}}{s(1+TS)}$  close loop system.

一方、水加熱器の  $L/T \approx 0.5$  であるからループゲイン  $Kp \approx Ku/2 \approx 1.5$  程度となる。この系では系のオフセットを減ずるため、温度検出器の時定数を考慮して図 3.3 のごとく位相おくれ要素を付加し、ループゲインを 4 程度にするとともに、ヒータの寿命保護の点より  $0.3^\circ\text{C}$  の不感帯を設けて運転を行なっている。

### 3.3 三方弁制御系

冷却水の冷却は図 3.1 のごとく三方弁出口温度を検出し、再冷却器およびバイパス流量を加減して行なう。この場合のブロック線図は図 3.4 で示される。

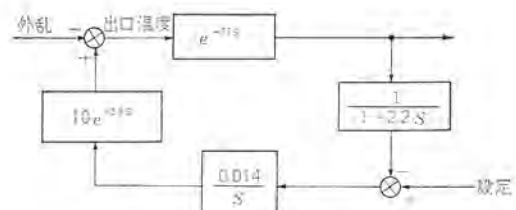


図 3.6 三方弁制御系ブロック線図  
Fig. 3.6 Block diagram of 3-way valve control system.

三方弁制御系は無駄時間系であり、精密制御が要求されるこの系には積分系が適している。

図 3.4 のごとく温度検出器の時定数が無視できない場合、むだ時間—積分系のステップ状設定変更に対する過渡最大偏差  $x_m$  は図 3.5 のようになる。

この系の場合、三方弁の全ストローク変化により  $10^\circ\text{C}$  温度が変化し、その所要時間は 40 秒である。  $K_I$  の設定は、弁の速度飽和、外乱の時間的变化量および図 3.6 により適当に決められるべきもので、この系では図 3.6 のごとく系のゲインを 0.14 にし、水ソウによりなまされた外乱に対して  $0.1^\circ\text{C}$  以下の速度誤差で追従するようにした。

以上の各制御回路を完全ソリッドステート化し、現在  $32^\circ\text{C} \pm 0.5^\circ\text{C}$  以下の精度で運転が行なわれている。

## 4. む す び

以上水加熱器の動特性を解析し、近似伝達関数を求めて設計を容易にした。次にその結果を佐久間周波数変換所の純冷却系の水溫制御系に適用し、良好な制御結果が得られた。

(昭 40-9-10 受付)

## 参 考 文 献

- (1) 竹内元：過熱器の動特性、電力中研技研所報、12 No. 12
- (2) 山崎、今村：むだ時間を含む系の外乱に対する最適調整、電気連大〔231〕(昭 39)

## 電子式サーモレス毛布

小原英一\*・中村新一\*・中村富家\*\*

## Electric Blankets Provided with Electronic Protectors

Ware Research Laboratory Eiichi OHARA・Shinichi NAKAMURA

Gunma Works

Tomiie NAKAMURA

Electric blankets of a new type have been developed. They are provided with a special circuit to prevent the overheating with transistors, being introduced to the market in the name of the so called thermoless blanket to signify no thermostat in use. For the present there are thermoless blanket devised by General Electric. They operate on the characteristic of nylon group resin as sensing elements, whereas Mitsubishi electronic thermoless blankets work on an entirely different principle from those of G.E. products. The most salient feature the Mitsubishi product is that the heating element is made of electric copper wires, which enables the work to be of the even quality to the best advantage of the users.

## 1. ま え が き

電気毛布の歴史は古く、初めて国内で生産されてからすでに十数年をへている。当社においても電気毛布はSB-1形が発売されてから数多くの形の製品を世に送り、その性能も漸次向上の一路をたどってきた。性能面ではコントロールの制御性の改良が最も目立ち、使用中の室温の変化に順応して通電率が変化し、いつでもここちよい温度にたもつバイメタルスイッチの開発や大きな使いよい温度調節ダイヤルの採用、また寿命の長い接点材料の選択などがなされてきている。一方、毛布本体でも感熱のよい生地の使用や保護用サーモスタットの小型化による使用上の異物感の軽減がなされたが、とくに発熱体を構成する発熱線と耐熱性ビニールの研究は屈曲に強いものにするに成功し、実用性能を向上した。これらは電気毛布の信頼性を大いに高め、安心して使うことができ、使いよい電気品としてきたのである。

さらに家庭の電化が進み、また家庭の暖房に対する考え方の発達が就寝中も暖をとろうとする要求を生み、その需要も増加し現在では冬物商品の花形にまで発展してきたのである。

このような需要の増加は生産台数の増加をうながし、これが生産原価を低下させて、さらに需要数量を増加させる傾向にある。また、使用中の要求度の高度化は電気毛布の改良をさらに一段と進め、とくに使用中の感熱に影響する保護用サーモスタットをなくすることや、毛布の過熱をできるだけなくすることに注目しはじめた。

このような情勢のときにアメリカのGE社はサーモレス毛布を国内に持込んだのであったが、これに刺激され当社においても独自の方式によって毛布本体の中にサーモスタットのないものを緊急開発し、これの製品化に成功した。

以下当社の電子式安全装置付き電気毛布について述べる。

## 2. 開発の経緯

## 2.1 GE社サーモレス毛布の出現

さきに述べたようにGE社は早くからこのような研究に着手し、それを製品化して日本国内に販売を開始しはじめた。

この製品の発熱線は特殊なものであり、発熱線全体が無数のサーモスタットの連続であると宣伝し、安全性にすぐれていると、うた

ったのである。

事実この発熱線は非常なくふうをこらしてあり図2.1のような構造となっている。しかし外見上は従来のものとまったく変わりなく、外径寸法も同一である。構造は最も内部の発熱線を巻く心線(ナイロン糸)と、その外部に巻かれた発熱線については変りなく、銅ハク線が使われているようである。発熱線の外側に絶縁層信号線と名づけた銅ハク線と、最外部のビニール絶縁層とで全体が構成されているのは図2.1でわかる。このように従来のものに比べると、信号線とその内側の感熱層とよばれる絶縁層が大きく異なる点である。ここに「非常なくふう」があるが、感熱層は高分子材料であって可撓性に富み、毛布発熱線として十分な機械的性質をもたせている。感熱層の電気的特性は、直流に対して大きな負の温度係数をもつ。すなわち常温にあっては、非常に高い電気絶縁性をもつが温度が上昇するにしたがい絶縁性は低下する。

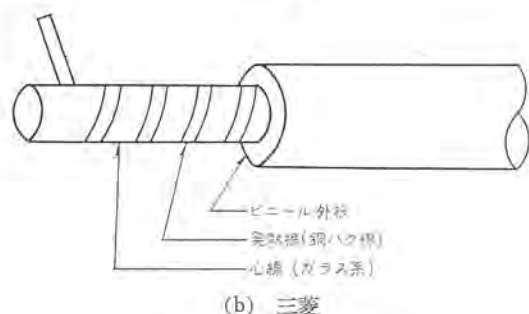
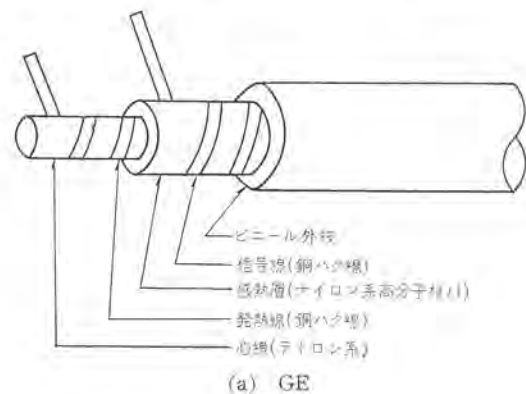


図 2.1 毛布用発電機  
Fig. 2.1 Blanket heater.



実際に電気毛布が過熱した場合には、ある条件では数十キロオームにまで低下する。このとき温度をもとにもどせば、ふたたび電気絶縁性は回復し、はじめの状態にもどる。

この高分子材料を用いて、保護回路はたくみに組み立てられている。簡単な表現で説明すれば、回路はダイオードで整流され、信号線を経てリレーに接続されるが、温度が上昇して感熱層の絶縁性がさがると信号線から発熱線へのリーケージが増加し、リレーの端子電圧はさがってリレーが落ちて電源を断ち、保護するようになっている。リレーは自己保持リレーであるので使いはじめるとき、ONのボタンを押してやる必要がある。この回路は保護のみであって、毛布の温度の制御は従来と同様にバイメタル式のサーモスタットが通電率を変えることによって行なっている。

GE社はこのサーモレス毛布について数多くの特許を日本にも出願しており、とくに高分子材料でできた感熱層については基本的な特許をもち、感熱層が高分子材料であるかぎりすべて抵触するおそれがある。高分子材料が直流で温度係数をもつことはすでに知られていたが、GE社の毛布で使用しているナイロン系の材料は、この性質が最も大きく、塩化ビニールや酢酸セルロースなどの比ではなく、非常に上手な応用といえるものである。

しかしながら一般に高分子材料は熱に弱いことは常識的であり、たとえその過熱度が少なくとも長期間の繰返しでは疑問が残るが、実際の使用状態で過熱が起るような使い方はあまりないと仮定すれば、実用上とくに心配する必要がないと思われる。

## 2.2 サーモレス毛布の特長

サーモレス毛布は毛布の本体内にサーモスタットがないことで使用上の肌ざわりはほとんど普通毛布と変りなく用いることができるのはいうまでもないが、バイメタル式サーモスタットがないために、この端子と発熱線との接合部分もないことが利点である。すなわち、就寝時、毛布に折れ曲りや引張りの力がかかる。毛布にこのような力がかかることは発熱線についてもいえることで、接合部分が多いことは断線事故に対しては不利である。これは現在サーモスタットの毛布ではあまり事故の原因として多くはないが、サーモレス毛布にすれば断線事故に有利で皆無にすることさえできるのではないだろうか。現実にはこの可能性が大であり、これによって毛布の寿命は伸びるのである。

この反面、保護回路としての複雑な回路が必要であり、またGE社のような発熱線を用いるとすれば、製造原価は材料面と工作面、および品質管理などの手間によって上昇することが考えられる。したがって販売上は普通の毛布より高価にならざるをえないことになり不利な事態をまねくおそれがある。

## 2.3 各社の情勢および当社の開発方針

このようなことで国内各社もそれぞれ苦慮していると思われる。すなわち、サーモレス毛布として(1)性能は優秀であり、(2)製造原価は高価でなく現在の常識的な販売価格におさまる、さらに(3)GE社および各社の特許などに抵触しない独自のものの開発を目標として研究を進めてきたと思われる。特許公報を調査してみると数多くの出願がなされている。たとえば、GE社の高分子材料に対して無機物でおきかえたもの、サーモスタとして知られるチタン酸バリウムを用いたものがある。しかし開発にあたっては基本的な方針として上記の三つの条件を満たすことが必要であるが、とくに(1)については、電気毛布としての各種の使用条件、たとえば、異物感・可撓性・長期の使用について経年変化・耐久性などを満たすことがたいせつである。また、(2)については、

製造上のトラブルがない。たとえば、同一の特性の発熱線が得られる、組立後の調整が容易である、部品として検査ができる、などが重要である。

このような多くの点を検討して、開発の基本設計にはいったのであるが、結果として最も簡単な発熱線自身の温度係数を使用することにした。発熱線は銅ハク線であるから銅としての温度係数をもつことはまちがいないことである。この特性が長期に安定であり入着品間のバラツキを少なくおさえることができれば、製造の工程はほとんど従来と同じであって、問題も少なくできる。経年変化を極力おさえるためには銅線中の不純物が少なく、素材の純度の高い必要がある。またできるだけ同一の素材が入手できることの必要から発熱線として電気銅を用いることにした。電気銅であれば純度は99.999%と高く、入手もしやすく、温度係数も長期に安定であることの確証がつかめたのである。

温度係数を利用するのであるから毛布の過熱度を知ることは、毛布の電流値の監視にはかならない。しかし毛布を流れる電流値は電源電圧によって変るものであるために、電源電圧が変動しても過熱温度を正しく知ることが必要となる。このため、差動変圧器を用い、温度係数のない回路の電流との比較をし、過熱により毛布発熱線の抵抗値に変化があれば、差動変圧器の出力側に差として検出する方法を採用して解決した。これで、毛布が普通に使用されているときは電圧が高くても、低くても支障なく保護の目的を達することができるようになった。

当社のサーモレス毛布、およびその動作については、章をあらためて詳しく述べるが、このような方式によって多くの特長をもつことができたのである。

## 3. 回路

前章に述べた経過をへて、安全装置用リレーに交流リレーを使用したもの、および直流リレーを使用したものの二つの回路が考えられた。双方とも部品数・回路ともほとんど同じで、開発を進めるにあたってどちらを採用するかについては、動作特性の良否を重点に考え、交流リレーの場合には安全装置動作時に振動音を発生する可能性があること、リレーの価格が幾分高いことなどの理由で直流リレーの回路で進めることにして、動作特性の改善をはかりながら、回路の検討を進めた。安全装置の特性上、問題となったのは電源の電圧変動に対する安全動作温度の変動で、この変動を押えることを問題にすると同時に動作の安定性、回路故障のときの安全性について極力注意し、最終的に図3.1の回路を決定した。この安全装置の回路は、毛布の温度調節用コントローラの中に納めなければならないので、部品数をできるだけ少なくし、各部品ともできるかぎり小さなもので價格的にも安価なものをえらんだ。

以下、回路図中のそれぞれの部品についてその概略と役割を述べてみる。Tnは毛布温度調節用バイメタルタイマで、ダイヤルによって段階的に調節することができる。Rtはバイメタルタイマを熱するための傍熱ヒータで、約2.3W。Rhは毛布発熱体である。この回路は差動トランスの一次巻線L<sub>1</sub>をとおる毛布の暖房用主回路であって、従来の電気毛布では発熱線の中間に、数個のサーモスタットを結線して過熱保護を行っていた。T<sub>1</sub>は差動トランスで、L<sub>1</sub>・L<sub>2</sub>はその1次巻線である。この差動トランスT<sub>1</sub>は毛布の過熱による発熱線抵抗の変化率を増幅するために使用したもので、発熱線抵抗値のわずかな変化でも差動トランスの二次巻線L<sub>3</sub>に、大きな



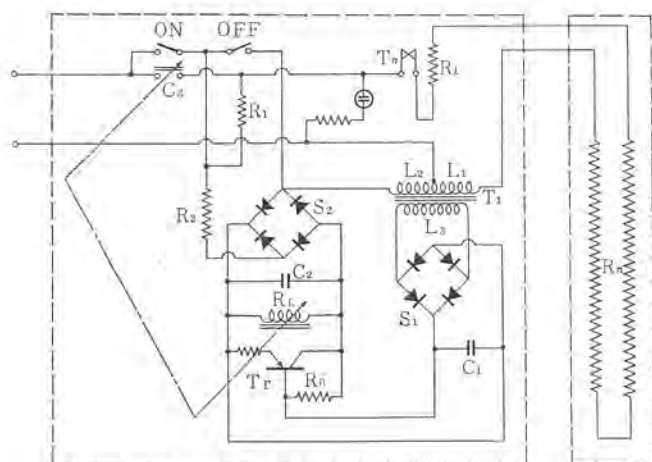


図 3.1 三菱電子式サーモレス毛布の回路  
Fig. 3.1 Circuit Mitsubishi blanket with  
electronic protector.

変化率をもった出力をとりだすことができる。したがって電源電圧の変動による安全装置の動作温度の変動は小さく抑えることができる。 $R_1 \cdot R_2$  は差動トランスの一次巻線  $L_2$  に流れる電流を限定する抵抗で、この電流と  $L_2$  の巻数によって定まる起磁力と、毛布の発熱線に流れる電流によって定まる差動トランスの一次巻線  $L_1$  の起磁力との差によって、トランスの二次巻線  $L_3$  に出力ができる。整流器  $S_1$  はトランス出力を整流するもので、整流効率、差動トランスの小形化を考慮して全波整流とした。コンデンサ  $C_1$  は整流器  $S_1$  によって整流されたトランスの出力を平滑するもので、ここで平滑された出力電圧は、トランジスタ  $Tr$  のベース、エミッタ間に印加される。トランジスタ  $Tr$  は毛布が過熱したときに、差動トランスの二次出力が減少すると導通し自己保持リレー  $RL$  を短絡、落下させるものである。このときの短絡電流・通電中の逆耐圧などの特性を考慮して高級なトランジスタを使用した。 $R_B$  はトランジスタ  $Tr$  に自己正バイアスを与えるための抵抗であって、これを変化することによって安全装置の動作温度を変えることができる。抵抗  $R_1 \cdot R_2$  と直列に接続された整流器  $S_2$  はリレー  $RL$  に与える電力を整流するためのもので、コンデンサ  $C_2$  はこれを平滑しリレー  $RL$  とトランジスタ  $Tr$  に印加する。リレー  $RL$  は接点  $CR$  をもつ直流リレーで、小形でスイッチング特性のすぐれている立石電機製のものを改造して使用した。

各部品を毛布のコントロール内で組込むにあたって、できるだけ小形化をはかることと、半導体を使用している関係で、パイメタル・タイマ用傍熱ヒータや抵抗類の発熱によって、トランジスタ、整流器などが温度破壊されることがないように十分注意して図 3.2 のように各部品を配置した。すなわち、抵抗類を片側に配置し、下部にリレー  $R_L$  を固定した。中央に温度調節用パイメタル・タイマおよび傍熱ヒータ、これを熱シヤハイ板を隔てて、トランジスタ・整流器の半導体類・コンデンサを固定した。このことにより熱空気の半導体方向への対流を阻止し放射を断つので半導体温度が使用許容温度を越える危険はまったくなくなった。さらに安全性の面で通電率を変えるタイマ用パイメタルと傍熱ヒータとの位置関係は、コントロールの正常位置において、パイメタルの上部にも傍熱ヒータが取付けてあるので、主として傍熱ヒータの放射を受けて温度調節動作をする。このためコントロールが横転あるいは逆転した場合でも正常位置と変わらないが、毛布温度はやや下り気味で危険性がないようになっている。

(a) プリント基板裏面 (b) プリント基板表面

図 3.2 三菱電子式 サーモレス 毛布のコントローラ内部  
Fig. 3.2 Circuit construction of Mitsubishi blankets's controller.

### 3.1 回路の故障と安全性

つぎに回路素子の故障について安全装置の過熱保護動作に対する安全性を検討してみる。

3. 1. 1 毛布発熱線 トランス一次巻線  $L_2$  の断線  
毛布発熱体回路と リレー 回路とが並列に接続されているので、リレー 回路には通電されるが、平常使用時に温度調節用 パイメンタルマイマが開いたときと同様な状態で、発熱体は通電されることなく、発熱しないので安全である。

3.1.2 抵抗  $R_1 \cdot R_2$  リレー巻線、トランス一次巻線  $L_2$  の断線  
いずれの断線の場合でもリレーへの電流回路は断たれるから、リレーは吸引することなく発熱体へは通電されないので危険はない。

### 3.1.3 トランス二次巻線 L<sub>3</sub> の断線

この回路はトランジスタを非導通状態にクランプしておくために逆バイアス进行供給する回路であるから、この回路が断線すると逆バイアスはゼロとなり、トランジスタはリレーを短絡してその接点を開くので、発熱体への通電は停止し、毛布温度は下り危険はない。

3.1.4 その他の部品の故障

その他の部品については、定格内で使用しているかぎりその故障率は非常に少なく、まず故障は考えられない。

毛布発熱線には抵抗温度係数が比較的大きく、経年変化のない電気軟銅線を使用しているので機械的・電氣的に安定している。図 3.3 に電気軟銅線の抵抗温度特性曲線を示したので参照されたい。この図から平常使用の範囲においては、毛布発熱線の初期抵抗値を  $83\Omega$  とすると、発熱線の温度上昇  $3^{\circ}\text{C}$  に対してほぼ  $1\Omega$  抵抗が増加する。



面温度 60°C 程度の平常使用時における毛布発熱線抵抗値は、その温度係数から考えて、95~100  $\Omega$  程度となる。この値は温度調節用 パイタルタイム を最高温度位置に設定した場合の平常使用状態における発熱線抵抗値であり、過熱保護動作温度はこの値以上の点に設定し、平常使用時に保護動作をして、電源を切ることをないようにしなければならない。

図 3.1 において、差動トランス T の一次巻線  $L_1$  は毛布発熱線と直列に結ばれており、発熱線を通れる電流と巻線  $L_1$  の巻数によって定まる起磁力を生ずる。また他方の差動トランス一次巻線  $L_2$  には、固定抵抗  $R_1 \cdot R_2$  リレー  $R_L$  の巻線抵抗などによって定まる電流が流れており、この電流と巻線  $L_2$  によって一定の起磁力を生じている。両者はたがいとその極性を異にし、相互に磁束を打消しあうように設定されている。毛布の平常使用時においては、発熱線を通れる電流とトランス一次巻線  $L_1$  によって生ずる起磁力のほうが大きいように設定されているので、トランス二次巻線  $L_3$  には両者の起磁力の差によって起電力が誘起される。これは整流器  $S_1$  によって整流され、平滑コンデンサ  $C_1$  を経て、トランジスタ Tr のベース・エミッタ間に、常に逆バイアスとして印加されている。このためトランジスタ Tr が導通するのをさまたげる働きをしている。実際のトランジスタ Tr のバイアスは、ベース抵抗  $R_B$  によって定まる自己正バイアスがあるので、差動トランスの二次出力による逆バイアスと、自己正バイアスとの差電圧がバイアス電圧として働くことになる。ベース抵抗  $R_B$  を変えることにより、自己正バイアスの値を任意に変えることができるので、実際にトランジスタ Tr のバイアス電圧として働く差動トランス二次出力と自己正バイアスとの差電圧は、 $R_B$  の可変範囲において任意に選択できる。このことは保護動作温度の調節ができることを意味し、より安全性を高めることができる。

つぎに実際の安全装置の動作について順次述べると、平常状態において毛布発熱線の抵抗値は、安全装置が動作をする抵抗値より低く設定してあるので、差動トランスの一次巻線  $L_1$  のもつ起磁力は、他方の一次巻線  $L_2$  のもつ起磁力よりも大きく、両者の差によって二次巻線  $L_3$  に誘起された電圧がトランジスタの逆バイアスとして働き、 $R_B$  によって与えられる自己正バイアスを打消している。したがってトランジスタは導通することなく、リレー  $R_L$  は保持されている。この正常な通電状態から何らかの原因で毛布が過熱し、発熱線抵抗値が高くなってゆくと、発熱線を通れる電流はそれにつれて次第に減少する。したがって発熱線に通れる電流によって定まる差動トランスの一次巻線のもつ起磁力は、発熱線電流の減少にともなって小さくなる。このことは固定抵抗  $R_1 \cdot R_2$  を通れる電流と差動トランス一次巻線  $L_2$  によって生ずる起磁力と、巻線  $L_1$  のもつ起磁力がバランスしてゆき、差の起磁力が小さくなってゆくことであり、逆バイアスは徐々に減少する。こうしてトランジスタのバイアス電圧が自己正バイアスによって次第に正方向に移動してゆき、トランジスタの特性によって定まる一定のバイアス電圧に達すると、トランジスタ Tr は導通し、コレクタ電流は急激に増加する。この結果トランジスタおよびリレー  $R_L$  の端子電圧は低下してリレー  $R_L$  は落ち、その自己保持接点  $C_R$  を落下させる。これが安全装置の動作であって、リレー落下後はふたたび電源スイッチ ON を押さないかぎり毛布発熱線回路に通電されることはない。

つぎに前述の安全装置の動作温度は、かりに毛布が過熱したときでも、高い温度になるまで電源が切れず、人体に危険をおよぼすことのないよう十分注意し適当な温度に選定しなければならない。さらに平常使用状態においては、危険温度に達していない

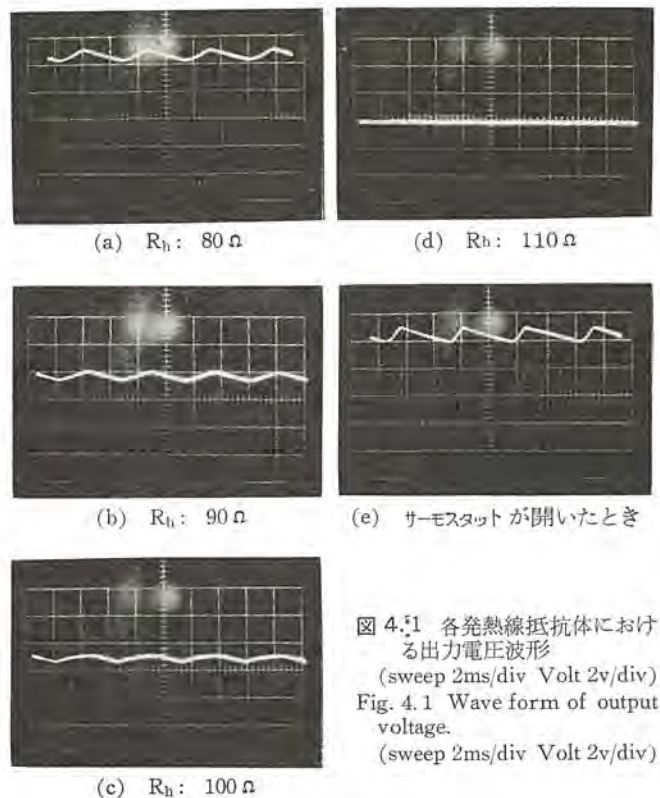


図 4.1 各発熱線抵抗値における出力電圧波形  
(sweep 2ms/div Volt 2v/div)  
Fig. 4.1 Wave form of output voltage.  
(sweep 2ms/div Volt 2v/div)

にもかかわらず、誤って保護動作をすることのないよう両者の関係から毛布表面温度で 85°C に設定した。この動作保護温度は実際に毛布の使用状態で多少異なるが、いずれの場合でも 100°C 以内で保護動作をする。

つぎに毛布発熱線抵抗値の上昇に対するトランジスタ Tr のバイアス電圧の変化をメモリスコープで観察したのでその波形を図 4.1 に示す。電源電圧は 100 V、波形の電圧軸のレンジは 1 V/cm である。発熱線抵抗値が 110  $\Omega$  に達して安全装置が動作するときのトランジスタのバイアスの正確な値は、メモリスコープで観察することはできないが、ほぼ 0.2 V 程度と考えられる。

## 5. 動作温度特性

### 5.1 毛布の使用状態による影響

安全装置が確実に、しかも安全な温度で動作するかどうかの試験をするために、実際の状態をかりに作ってみても実情にそうかどうかわからないので、典型的な形を設定したり、アンカ・コタツなどほかの暖房器具との組合わせで使用した状態を設定して試験を行なうことにした。

#### 5.1.1 試験の状態

##### (1) 平常状態

電気毛布の普通の使用状態を仮定した試験であり、これが基準の線となる。すなわち、厚さ約 5 cm の普通の布団（以下、布団とよぶ）にいっぱいに広げて使用した状態。（図 5.1-1）

##### (2) 二つ折りの状態

(a) 毛布を真中から二つ折りにして布団の中へ入れた状態。

（図 5.1-2）

(b) 毛布の約半分を二つ折りにして布団の中へ入れた状態。

（図 5.1-3）

##### (3) 四つ折りの状態

毛布を真中から二つに折り、さらにそれを二つに折って四つ折りにしたものを布団の中へ入れた状態。（図 5.1-4）



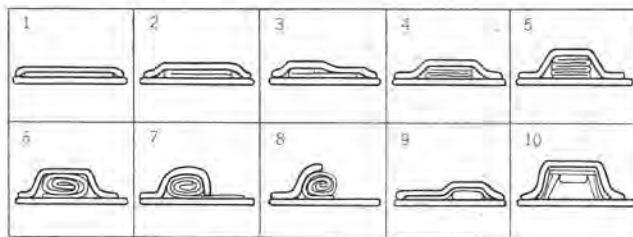


図 5.1 試験状態図  
Fig. 5.1 Temperature test of blanket.

#### (4) 八つ折りの状態

上記の四つ折りのものを、さらに二つに折って八つ折りとして布団の中へ入れた状態。(図 5.1-5)

#### (5) 丸めた状態

(a) 毛布を長い方向に直径約 15 cm の太さに巻いて布団の中へ入れた状態。(図 5.1-6)

(b) 毛布を長い方向に半分だけ巻き、その部分を布団の中へ入れ、あとの半分を布団の外へ出してある状態。(図 5.1-7)

(c) 毛布を長い方向に直径約 15 cm の太さに巻き、その半分に布団をかけ、あとの半分は保温していない状態。(図 5.1-8)

#### (6) アンカと一緒に使用した状態

毛布を平常の使用状態にし、毛布の下に三菱平行 アンカ K-402 形(100 V, 40 W, 180 m/m×260 m/m)を入れ、サーモスタットのツマミを高(保証温度 75°C)にし、両者に 100 V を印加した状態。(図 5.1-9)

#### (7) ホームコタツに掛けて使用した状態

温度ヒューズおよびサーモスタットを短絡したホームコタツ(100 V, 500 W)の下掛けの代わりにこの電気毛布を使い、ともに 100 V を印加した状態。(図 5.1-10)

#### 5.1.2 試験の条件

(1) 100 V 50 c/s を印加する。

(2) 毛布のコントローラのツマミを高にし、100% の通電率に設定する。

(3) 試験室の室温は 15°C とする。

(4) 温度は毛布の表面上部で中央を含む 5 個所とする。

#### 5.1.3 試験の結果

試験の結果を表 5.1 に示す。他社品と比較のため G 社のサーモレス毛布の試験データをあわせて記載した。

なお、この項の平常状態を除いて、すべて禁止されている使用状態であるので注意されたい。

表 5.1 三菱電子式サーモレス毛布と他社サーモレス毛布の温度特性比較

試験項目	三菱電子式		他社サーモレス方式		状態図 NO.
	保証温度 °C	動作の有無	保証温度 °C	動作の有無	
平常温度試験	63	なし	61	なし	1
異常試験	二つ折りの状態(1)	85	あり	99	なし
	二つ折りの状態(2)	77	あり		なし
	四つ折りの状態	89	あり	137	あり
	八つ折りの状態	88	あり	107	あり
	丸めた状態(1)	89	あり	135	あり
	丸めた状態(2)	89	あり	129	あり
	丸めた状態(3)	95	あり		あり
	アンカ併用	73	なし		なし
	ホームコタツ併用	79	あり		あり
					10

表 5.2 三菱電子式サーモレス毛布の電圧特性

電圧 (V)	動作温度 (°C)	動作時間 (min)
90	84	75
100	82	37
110	80	27

注 1.) 動作の有無は安全装置が動作した場合「有」で、動作しない場合は「無」と表わしている。

2.) 表面温度は測定箇所 5 個所の平均温度で示した

#### 5.2 電圧変動による影響

電源電圧を 90・100・110 V としたときの安全装置の動作温度および動作時間を表 5.2 に示す。毛布の状態は八つ折りの状態であるが、先に述べたように安全装置は差動トランスを用いて電圧の影響のないように設計してあるのでほとんど無視してさしつかえない。

#### 5.3 周波数による影響

電源電圧を 100 V とし、周波数を 50 c/s と 60 c/s で試験をした。この結果は 60 c/s の場合は 50 c/s の場合に比べると 2~3°C 高く動作した。なお、この試験は毛布を八つ折りの状態にしたときである。

周波数の影響は他社品に比べて少なくなっていて、この点でも三菱電子式サーモレス毛布はすぐれている。

### 6. 三菱電子安全装置付電気毛布の特長

以上述べてきたように、試験の結果からも比較的低い温度で安全装置が保護動作をし、いろいろな状態に対してもほぼ同様確実に保護動作をするほか、回路の設計にあたっては、いわゆるフェイルセーフの回路を採用しているため、万一回路に故障が起っても常に安全側になるので過熱しつづけるような心配がない。つぎに、この毛布の特長を挙げてみる。

#### 6.1 一般的な特長

##### 6.1.1 毛布発熱線全体が安全装置である

電子安全装置は発熱線全域にサーモスタットを取付けたのと同じ効果をあげるもので、毛布のどの部分に異常があっても確実に保護動作をし、電源を切り使用者の安全を保証することができる。

##### 6.1.2 サーモスタットが毛布の中にある

毛布本体からサーモスタットをなくすることができたので、使用中は普通の毛布とまったく同じ肌ざわりとなり、感触は最高のものとすることができた。

##### 6.1.3 故障を起す個所がなくなった

毛布本体に従来のようにサーモスタットとの接続点が無くなったので、断線を起すおそれのある部分がまったくなくなった。このため使用にあたっては自由に、電気毛布であることを意識せずに使うことができる。

また、コントローラの内部の安全装置の回路はすべてプリント配線としているので、この部分での故障の心配もなくなった。さらに万一回路の故障・断線・接触不良があっても、フェイルセーフ回路であるため過熱などの危険はなく信頼度は高い。

##### 6.1.4 コントローラに騒音発生源がない

コントローラは就寝中に枕もとに置くので少しの騒音も気になるものであるが、コントローラ内のサーモスタットは永久磁石付きのバイメタルタイマとしたので電源開閉動作が早く、接点が ON となるときのパウチングも防止している。このため、音の発生時間もきわめ



て短かく、接点の荒れもなく寿命も長い。

また安全装置の回路は完全な直流としたので リレー のうなりもなく、静かに動作することができる。

#### 6.1.5 発熱線は従来のものと変りない

三菱電子式安全装置は電気毛布には従来のものと同じ構造の発熱線を用いてある。このため発熱線内部は コイル 状に巻かれた軟銅線でできた発熱線が1本あるだけの簡単な構造であり、可撓性に富みやわらかく肌ざわりがよい。

#### 6.1.6 温度の制御範囲が広い

毛布の温度を制御する コントローラ の パイタルタイマ は大形の パイタル を使用し、調節 ツマミ と連接する部分を従来のものと変えているので温度調節範囲が広く、ツマミ の回転角度も大きく、キメ の細かい調節ができ、任意に直線的に温度調節ができるようになった。

#### 6.1.7 コントローラの位置が変わっても安全である

コントローラ は就寝中いろいろな力がかかって位置を変えやすい。すなわち横転したり逆転したりすることがある。このことを考慮して、内部の傍熱 ヒータ の位置にくふうをしたので横転・逆転で通電率が伸びて、毛布の温度が上ったり、過熱したりすることはまったくないので安全である。

#### 6.1.8 寿命が長い

毛布発熱線に用いられている銅線は固有の抵抗温度係数を持ち抵抗温度特性の経年変化や過熱によっての変化はなく、永久に同一の特性を維持できるのできわめて安定で長寿命である。

発熱線の銅線はとくにこの点に留意して、きわめて純度の高い電気銅線を選んである。

### 6.2 ほかのサーモレス毛布との比較

このように数々の特長をもった三菱電子式安全装置付き電気毛布は、ほぼ理想的な性能をもつといえるものであるが、ほかのサーモレス毛布の方式と較べるとつぎの利点をもつ。

#### 6.2.1 保護装置の制御の方式

当社のものは発熱線自体の温度係数を利用したものであるが、他社のものでは高分子材料を絶縁層に用い、この層での漏洩電流を利用するものであるから、過熱の繰返しによって層の特性が変化するおそれがないでもなく、耐久性も劣ると思われる。

#### 6.2.2 発熱体の構造

当社の発熱体は発熱線を一重だけしか用いていないが、他社のものでは高分子絶縁層を介して二重に線を巻いているので可撓性も悪くなり、また二重の線の間の接触も考えられ故障の原因個所が一つ多いといえる。

#### 6.2.3 安全装置の動作温度

当社のものは発熱線の温度係数を利用するが、この抵抗変化は温度に直線的であるので安全装置の動作温度は任意に選べる。試験の結果によれば、どんな状態でも毛布表面温度 85~100°C の範囲で動作する。一方他社のものは高分子材料の特性を利用するため、温度に対して直線的でなく、任意に動作温度を定めることが

表 6.1 三菱電子式 サーモレス 毛布と他社 サーモレス 毛布の性能比較

	三 菱 電 子 式	他社サーモレス方式
安全装置の制御方式	発熱線自体の抵抗変化利用	ナイロン絶縁層の絶縁抵抗変化
発熱体の構造	発熱線一重巻	発熱線と信号線の二重巻
発熱体の耐久性	経年変化なし。 (電気用軟銅ハタ線)	極度の過熱で変質もありうる
安全装置の動作温度	100°C 以下	115~125°C
周波数による動作温度のバラツキ(50~60 c/s)	ほとんどなし	50 c/s から 60 c/s は約 20°C 高い
電源電圧の変動に対する動作温度のバラツキ	ほとんどなし	ほとんどなし
安全装置の結線	プリント配線	つなぎ配線
コードおよびコードコネクタの構成	コード： 2 心 コードコネクタ： 2 極	コード： 4 心 コードコネクタ： 4 極

できないようであり、実際に 120~150°C で動作していると思われる。この温度では実際の使用者にとっては高温でありすぎると思われる。

#### 6.2.4 周波数による動作温度のバラツキ

当社のものでは 50 c/s と 60 c/s についての動作温度の差は少ないが、他社のものについては、半波整流器を使用していること、および高分子材料の温度に対する負の インピーダンス 温度係数を利用していることで、周波数に影響され 60 c/s の場合には 50 c/s の場合より動作温度が高くなっているようである。

## 7. む す び

上記のような特殊性をもつ三菱電子式安全装置は電気毛布はすぐれた性能をもつものであるが、なかでも最もよいことは、発熱線素線が電気銅線であり常に特性のそろったものが入手できることである。このことは製品に、いわゆるあたりはずれということがないので安心して買って頂けるし、また安心して使って頂けるものである。

しかし、いかに安全であるとはいえ、この装置のあることを過信し、無理な使用方法是したくないものである。無理な使い方は毛布繊維を痛め、同時に製品の寿命を短かくする原因となるからである。また一般に電気毛布は、折りたたんだり・巻いたり・丸めたりして使わないことは常識となっているが、なかでもとくに注意したいことは、乳児・幼児などに巻いたり・折りたたんだりして使用しないことである。このような状態では放熱が少なくなり、毛布の温度が上昇することは当然である。三菱電子式安全装置付き電気毛布は、このような状態でも確実に保護動作するものの、使用者に必要以上の高い温度を与えるようなことはしたくないものである。



## ホール素子とその応用

竹田 俊幸\*・梶原 康也\*\*・植田 親広\*\*

### 1. ま え が き

ホール効果はいまから約100年ほど前に発見され、荷電体が磁場の中を動くときに、その速度方向と磁場方向とに直角な方向に力を受け、起電力を生ずる現象で、発見者 E. H. Hall の名を冠して呼ばれている。ホール効果を応用した素子は半導体の開発によって実用化され、多くの応用が考えられているが、ここではホール素子の概念とその応用について述べる。

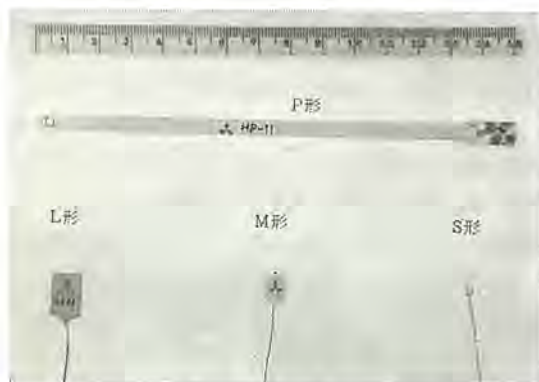


図 1.1 ホール素子

### 2. ホール素子

#### 2.1 ホール素子とその特性

ホール素子は半導体の薄片に、図 2.1 に示すように2対の電極をつけたもので、その1対の電極に制御電流  $I_c$  を流しておき、面に直角な方向に磁場  $B$  を加えると、電流と磁場に直角な方向、すなわちほかの1対の電極に電圧を発生するものである。その発生電圧をホール電圧と呼び、式(2.1)で示されるように制御電流の大きさ  $I_c$  と磁場の大きさ  $B$  の積に比例する。

$$V_H = KI_c B \quad (2.1)$$

ここで  $K$  はホール素子定数といい、ホール素子の感度を表わすものである。しかし、ホール電圧は  $K$  のほかに  $I_c$  をどれだけ流せるかということが問題である。すなわち素子で消費される電力による温度上昇から素子に流せる最大電流が決ってくる。この電流は素子の入力抵抗  $R_i$  が小さいほど大きくとれる。また素子の大きさや使用状態によって異なる。ホール電圧によって電力をとる場合は、出力抵抗  $R_o$  も問題になる。

ホール素子の材料としては、Si, Ge などのIV族半導体や、InSb,

InAs などの III-V 族化合物半導体が使われ、おのおの特長をもっている。たとえば、InSb や InAs の素子は内部抵抗が低く、電力をとるのにつごうがよいが、ホール電圧の磁場に対する直線性は最適負荷をつないでも Si や Ge の素子より劣る。一方 Si や Ge の素子は内部抵抗は高いが入力電力対出力電圧の効率はやいので、チョッパや演算器へ使うのに適している。表 2.1 に種々のホール素子の特性を示す。

実際にホール素子を使う場合いろいろな問題がある。第1に、電極の不平衡によって磁場をかけないときに生ずる制御電流  $I_c$  に比例した電圧を、残留電圧という。またそれに対応する抵抗を残留抵抗という。この電圧は図 2.2 のようにして補償できる。第2に、ホール素子定数や内部抵抗の温度係数であるが、使用温度範囲では、ホール素子定数の温度係数は  $0.1\%/^{\circ}\text{C}$  程度以下である。内部抵抗の温度係数は  $0.5\sim 1\%/^{\circ}\text{C}$  にもなるので、制御電流電源には内部インピーダンスの高い電源を使う必要がある。ホール電圧の温度補償は、図 2.3 のようにサーミスタを使って行なうことができる。第3に Si や Ge の素子ではほとんど問題にならないが、InSb や InAs の素子では磁気抵抗効果のために、磁場をかけると内部抵抗が増加する。この補償は素子の電極を適当にして、最適負荷抵抗をつなぐことで行なっている。

そのほか、自己加熱による熱起電力・交流磁場による誘導電圧・ヒズミによるバランスのくずれなどの電圧が発生する場合があるから取り扱いに注意する必要がある。

#### 2.2 ホール素子のマトリックス表示

表 2.1 ホール素子の特性

形名 (材料)	HE-11 (Si)	HE-12 (Si)	HE-13 (Si)	HE-21 (Ge)	HE-22 (Ge)	HE-23 (Ge)	FA22e InAs Siemens
入力抵抗 ( $\Omega$ )	100	1 k	5 k	110	30	300	1.9
出力抵抗 ( $\Omega$ )	70	0.7 k	3.5 k	75	20	200	1.1
定格制御電流 (mA)	10	3	1.5	10	20	6	150
ホール素子定数 (mV/mA·kG)	0.5	5	25	1.5	0.4	4	0.063
残留抵抗 ( $\Omega$ )	$\leq 0.3$	$\leq 2$	$\leq 10$	$\leq 0.3$	$\leq 0.1$	$\leq 1$	$\leq 0.002$
使用温度範囲 ( $^{\circ}\text{C}$ )	$-50 \sim -150$	$-50 \sim -150$	$-50 \sim -80$	$-50 \sim -60$	$-50 \sim -100$	$-50 \sim -40$	$\leq 100$
内部抵抗温度係数 ( $\%/^{\circ}\text{C}$ )	1.0	1.0	1.0	0.6	0.6	0.6	0.2
ホール素子定数温度係数 ( $\%/^{\circ}\text{C}$ )	0.1	0.05	0.01	-0.09	-0.01	-0.12	-0.08
最適負荷抵抗 ( $\Omega$ )	—	—	—	—	—	—	4

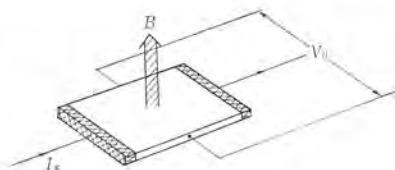


図 2.1 ホール素子の構造

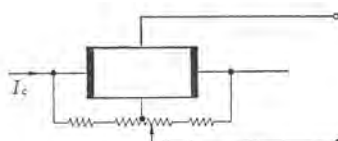


図 2.2 残留電圧の補償

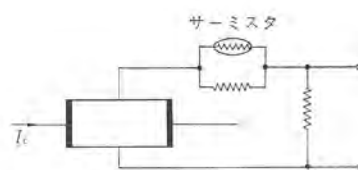


図 2.3 ホール電圧の温度補償



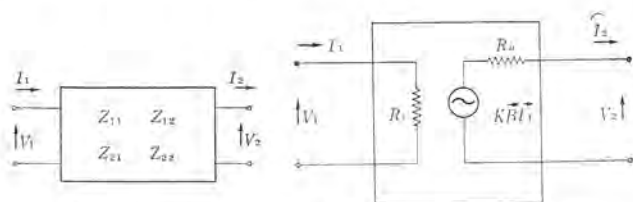


図 2.4 Z マトリックス

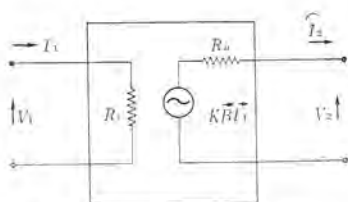


図 2.5 ホール素子の等価回路

ホール素子を Z マトリックス で表示すれば、図 2.4 から次のようになる。

$$\begin{pmatrix} \vec{V}_1 \\ \vec{V}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{I}_1 \\ \vec{I}_2 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

このマトリックス の各要素は ホール素子の特性を示す定数を使って次のように表わされる。

$$Z_{11} = R_i (1 + \gamma_i B^2) \quad (2.3)$$

$$Z_{12} = K' \vec{B} \quad (2.4)$$

$$Z_{21} = K \vec{B} + r_o \quad (2.5)$$

$$Z_{22} = -R_o (1 + \gamma_o B^2) \quad (2.6)$$

ここで矢印は電流・電圧・磁場などの方向を示しその演算則は、 $\vec{A} = -\vec{A}$ ,  $\vec{A} \cdot \vec{B} = \vec{A} \cdot \vec{B} = (\vec{A} \cdot \vec{B})$ ,  $\vec{A} \cdot \vec{B} = \vec{A} \cdot \vec{B} = (\vec{A} \cdot \vec{B})$  である。 $\gamma$  は磁気抵抗係数で、材料および形状によって決まり、内部抵抗が磁場のないときの  $(1 + \lambda B^2)$  倍になる。

普通の使用状態では、熱起電力・誘導電圧などは無視でき、残留電圧も外部補償ができ、 $\gamma$  も Si や Ge のホール素子では小さく、 $V_2$  にも外部から残留電圧を補償する電圧以上の電圧を与えないので  $Z_{12}$  はただか  $\gamma B^2$  であるから、ホール素子の Z マトリックス は次のように簡単になる。

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_i & 0 \\ K \vec{B} & -R_o \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

ホール素子は Z マトリックス で表示すれば、その各要素の意味はわかりやすいが、実際に計算を行なう場合には不便である。とくにホール素子の出力で、もうひとつのホール素子を働かせたりトランジスタ回路にホール素子の出力信号を入れる場合などには、F マトリックス のほうが計算に便利であるから、ホール素子を F マトリックス で表示すれば、

$$\begin{pmatrix} \vec{V}_1 \\ \vec{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{V}_2 \\ \vec{I}_2 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

の式で

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_i / K \vec{B} & R_i R_o / K \vec{B} \\ 1 / K \vec{B} & R_o / K \vec{B} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

になる、この式を使って無負荷出力電圧対入力電力の比を計算すれば、入力電力を  $W_i$  とし、無負荷出力電圧を  $V_H$  として、式 (2.10) のようになる。

$$V_H / W_i = K B / R_i^{1/2} \quad (2.10)$$

また負荷  $R_L$  をつなぎ、 $R = R_o$  としたときの出力電力を  $W_L$  とすれば、

$$W_L / W_i = (K B / R_o)^2 / 4 R_i \quad (2.11)$$

になる。

### 2.3 ホール素子の等価回路

式 (2.7) を普通の式になおせば次のようになる。

$$\vec{V}_1 = R_i \vec{I}_1 \quad (2.12)$$

$$\vec{V}_2 - K \vec{B} I_1 - R_o I_2 = \vec{V}_H - R_o I_2 \quad (2.13)$$

これに基づき等価回路をかけば 図 2.5 のようになる。

InSb や InAs を使ったホール素子では、 $\gamma$  が無視できなくなるから、ホール素子定数が  $K = K_0 (1 + \delta B^2)$  の特性をもつように、素子をさいくし、出力端子に最適負荷抵抗  $R_L$  をつなぎ、出力電圧が磁場に対して直線的になるようにする。最適負荷抵抗は次の式、

$$K_0 (1 + \delta B^2) B I_c = \{ R_o (1 + \gamma^2 B^2) + R_L \} I_2 \quad (2.14)$$

の  $I_2$  が  $B$  に関係しないようにする条件から、

$$R_L = R_o (\gamma_2 / \delta - 1) \quad (2.15)$$

となる。

## 3. ホール素子の応用<sup>(1),(2),(3)</sup>

### 3.1 ホール素子に流す制御電流を一定にしておき、磁場に比例する出力電圧を利用するもの

#### 3.1.1 磁束計

ホール素子の  $I_c$  を一定にしておけば、出力電圧は磁束密度  $B$  に比例するから、磁束密度を測定することができる。この種の磁束計はすでに各所で使用されており、とくに受感部分が小さいので、1 mm 程度の針の磁束密度や、磁束分布の測定<sup>(4)</sup>が簡単にできる。また  $10^{-12}$  sec 程度までの速い変化にも応答するので、たとえば、モータ内部の過渡的な磁界変化なども観測できる特長をも



図 3.1 ガウスメータ

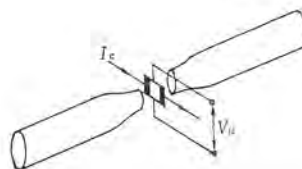


図 3.2 弱磁場の測定

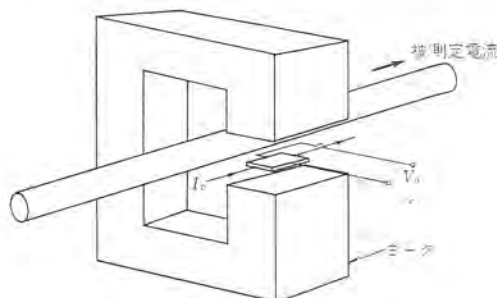


図 3.3 電流計

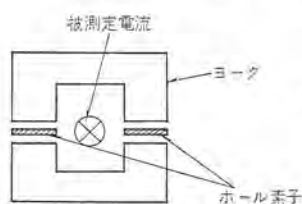


図 3.4 2 個の素子を使った電流計

っている。また、図 3.2 のように、高透磁率のメタルにはさめば非常に弱い磁場の測定ができる。<sup>(5)</sup> これを用いると、地球磁場の変化や磁性体の接近などが検出でき、コンパス<sup>(6)</sup> としての応用ももっている。

### 3.1.2 電流計

電流が流れると、そのまわりに電流に比例した磁場を発生することを利用し、電流を測定するもので、その構造は図 3.3 のようになっている。電流路を切断せずに測定でき、とくに大電流の測定<sup>(7)</sup> に適している。図 3.4 のように、感度のそろった 2 個のホール素子を用いれば、外部磁場・帰線の位置・近接した磁性体などの影響を除くこともできる。また、この方法でイオン電流や電子電流の測定も可能である。

### 3.2 変位-電圧変換器を利用するもの<sup>(8)</sup>

磁場とホール素子との相対的位置関係によってホール素子の出力電圧が決定される場合に、変位をホール素子の出力電圧に変換できる。図 3.5 のようにして磁場に一定のコウ配をつけておけば、ホール素子の制御電流を一定にしておくことにより、ホール素子の出力電圧は変位に比例する。また、図 3.6 のように一様な磁場の中でホール素子と磁場のなす角を  $\theta$  とすれば出力電圧は、 $KI_c B \sin \theta$  で表わされる。

#### 3.2.1 超低周波発振器

ホール素子を一様な磁場の中で回転させれば、その出力電圧は  $KI_c B \sin \omega t$  となり、その大きさは回転数に関係しないことが特長である。

#### 3.2.2 関数発電器<sup>(9)</sup>

一様な磁場の中で、1 個のホール素子を回転させることによって  $\sin \theta$ ,  $\cos \theta$ , などの関数を得られるばかりでなく、2 個以上のホール素子を組み合わせて用いれば、 $\sin 2\theta$ ,  $\sin^2 \theta$ ,  $\cos^2 \theta$  などの関数を簡単に得ることができる。

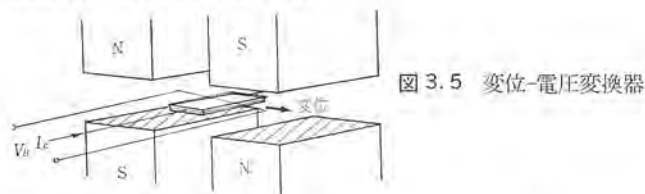


図 3.5 変位-電圧変換器

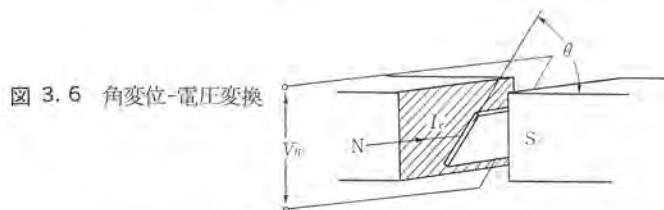


図 3.6 角変位-電圧変換

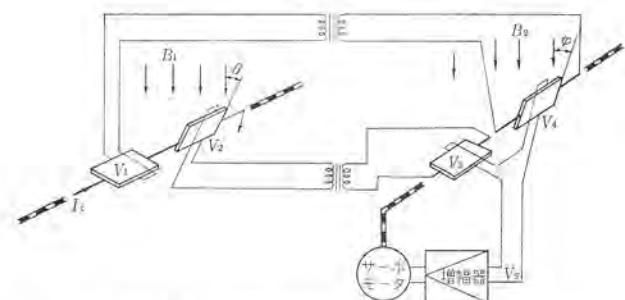


図 3.7 ホールシンクロを使ったサーボ装置

### 3.2.3 ホールシンクロ<sup>(10), (11)</sup>

図 3.7 はホールシンクロを使ったサーボシステムであるが、トランスミッタの出力電圧は  $V_1 = K \cos \theta$ ,  $V_2 = K \sin \theta$  である。この電圧でレシーバの制御電流を与えてやれば、 $V_3 = K' \sin \theta \cos \phi$ ,  $V_4 = K' \cos \theta \sin \phi$  になるから、 $V_3$  と  $V_4$  の差をとれば、 $V_5 = K' \cos(\theta - \phi)$  となり、これでサーボモータを騒動させれば  $\phi$  を  $\theta$  の位置におくことができる。

### 3.2.4 直流モータ<sup>(12)</sup>

図 3.8 のようにブラシ、ワイパ、整流子などをホール素子におきかえることにより、直流モータを小形化し、信頼度を高め、寿命を長くすることができる。

ここで問題になるのはホール素子のパワー効率が小さいことであるが、トランジスタアンプとスイッチング回路を入れることにより、パワーを能率的に与えることができる。

### 3.3 乗算器を利用するもの<sup>(13), (14), (15), (16)</sup>

乗算器の基本原理は図 3.9 に示すようなもので、磁場をコア巻線に流す電流によって作ると、この電流による磁場はコイル電流  $I_M$  に比例する。したがって、ホール素子の出力電圧は制御電流  $I_c$  とコイル電流  $I_M$  の積に比例する。これはコアの材質を適当に選べば、DC からメガサイクルオーダの高周波まで使用できる。

図 3.10 はフェライトコアを使って製作した乗算器の回路図でその特性を、図 3.11, 3.12, 3.13, 3.14 に示す。

乗算器でとくに注意すべきことは、コアのヒステリシス特性・コアの飽和特性・制御電流によるホール素子の温度上昇・ホール素子の出力側に生ずる誘導電圧である。

#### 3.3.1 電力計<sup>(17), (18)</sup>

ホール素子に負荷の電流（または電圧）に比例した制御電流を流し、コア巻線に負荷の電圧（または電流）に比例した電流を流せば、ホール電圧が電流と電圧の積、すなわち電力に比例することを利用

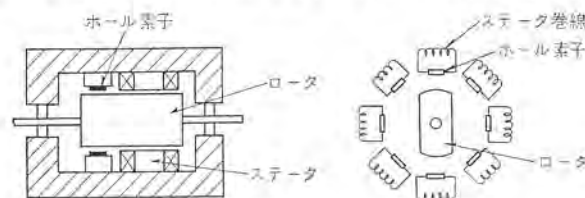


図 3.8 直流モータ

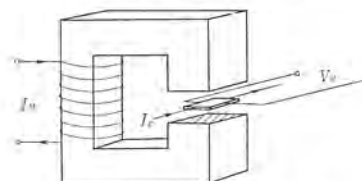


図 3.9 乗算器の構造

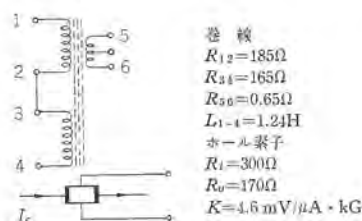


図 3.10 乗算器



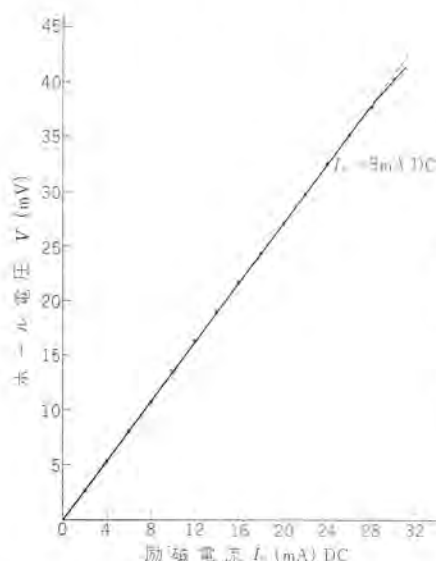


図 3.11 乗算特性 DC×DC

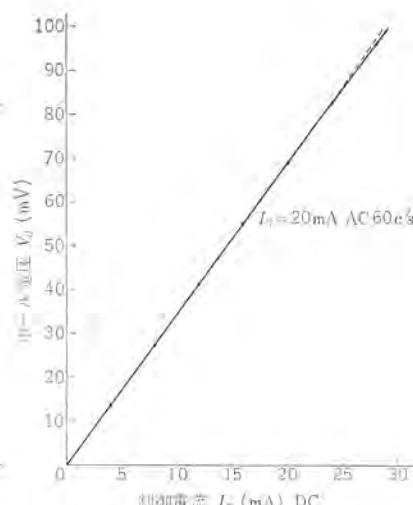


図 3.12 乗算特性 DC×AC

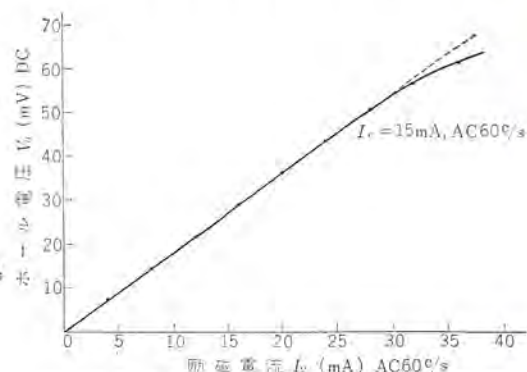


図 3.13 乗算特性 AC×AC

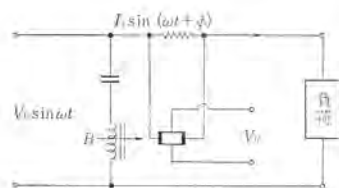


図 3.15 電力計

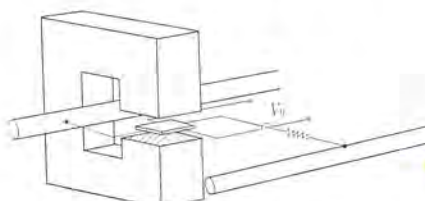


図 3.16 大電流電力計

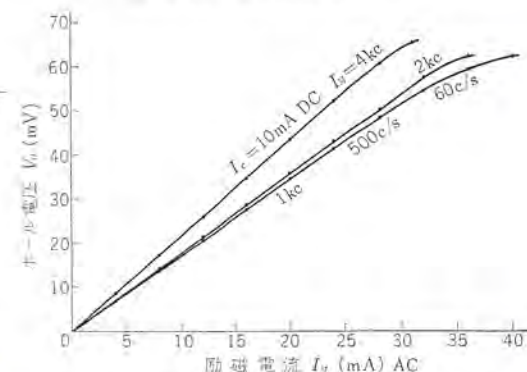


図 3.14 周波数をパラメータにした乗算特性

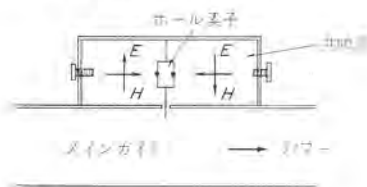


図 3.17 マイクロ波電力計

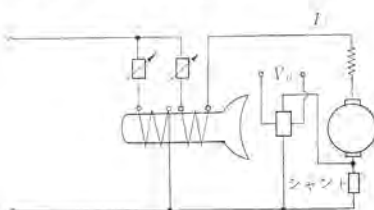


図 3.18 トルク測定回路

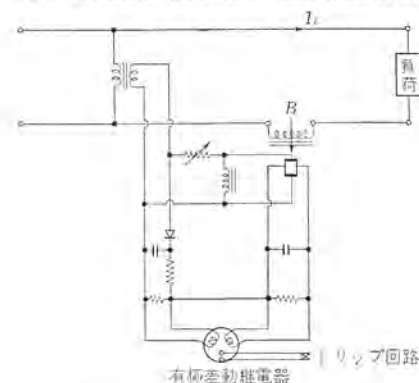


図 3.19 インピーダンスリレー回路

したもので、図 3.15 にその回路を示す。

ここで

$$I_H = AV_0 \sin \omega t \quad (3.1)$$

$$I_c = BI_L \sin (\omega t + \phi) \quad (3.2)$$

とすれば、ホール素子の出力電圧は次のようになる。

$$V_H = ABKV_0 I_L \sin \omega t \sin (\omega t + \phi) \quad (3.3)$$

これより、

$$V_H \propto V_0 I_L \cos \phi - V_0 I_L \cos (2\omega t + \phi) \quad (3.4)$$

となり、ホール電圧の直流分が実効電力に比例する。

とくに大電流を流す負荷の場合、たとえば電気溶接や金属の電気精錬などの場合には、図 3.16 のようにして電力が測定できる。また、図 3.17 のようにホール素子を導波管の中に置いて、マイクロ波電力の測定もできる。<sup>(19), (20), (21), (22)</sup>

### 3.3.2. 直流モータのトルク測定<sup>(23)</sup>

直流モータの内部トルク  $M_L$  は、軸の摩擦や電機子反作用の損失を考えれば、電機子電流  $I_A$  と界磁磁束  $\phi_L$  の積に比例する。

図 3.18 のように、ホール素子の制御電流として  $I_A$  に比例した電流を流し、ホール素子を界磁の中に入れてやれば、その出力電圧は  $I_A$  と  $\phi_L$  の積に比例するからトルクの測定ができる。また、

この出力でリレーを働かせれば、モータにつながれた機械を過負荷から保護することもできる。

### 3.3.3 インピーダンスリレー<sup>(24)</sup>

従来送電線の保護に用いられている誘導形インピーダンスリレーは電力に比例するトルクと、電圧の二乗に比例するトルクの平衡が、故障によるインピーダンスの変化でやぶれて、リレーが働くものであるが、ここに述べるインピーダンスリレーは、図 3.19 に示すように、3.3.1 項に述べたような、ホール素子を使った電力計で負荷の電力に比例する電圧を出し、電圧の二乗は、半導体ダイオードの電圧電流の二乗特性を利用して出し、ホール素子の出力電圧とダイオードの出力電圧を平衡させておく。送電線に故障が発生すると、インピーダンスの変化でホール電圧が変化し、平衡がやぶれてリレーが働くものである。

このインピーダンスリレーは可動部分をもたず、小形で安定性もよいので、電力系統の保護に十分適用できる。

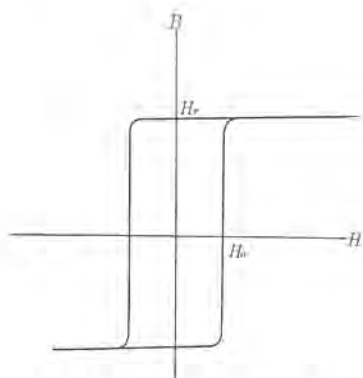


図 3.20 コアの方形磁化特性

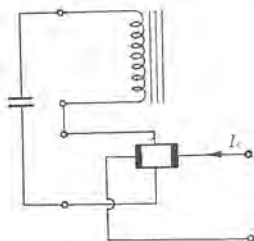


図 3.21 発振器

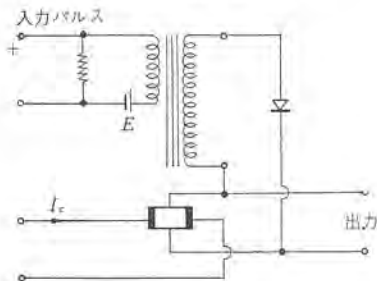


図 3.22 メモリ回路

### 3.3.4 チョップパ<sup>(25), (26)</sup>

直流入力信号を交流に変換する場合、チョップパが使われるが、ホール素子を使った乗算器を利用して、チョップパを作ることができる。コアの励磁電流に一定の交流電流を流し、入力信号をホール素子の制御電流にすると、その出力電圧は入力信号の大きさに比例した交流に変換される。この場合、励磁電流の変動が直接出力電圧の変動になって現われるので励磁電流の安定性が問題になるが、コアの材料に図 3.20 のような方形磁化特性をもつものを用いれば、励磁電流の変動の影響をかなり除くことができる。

### 3.3.5 電力増幅器<sup>(27)</sup>

乗算器の  $I_c$  に直流を流しておき、 $I_M$  に入力信号電流を流すと、ホール素子の出力側から出力電流  $I_H$  がとれる。このとき負荷  $R_A$  はホール素子の出力抵抗  $R_o$  に等しくする。コアに関しては、コイル巻数  $N$ ・磁路長  $l_M$ ・コアの比透磁率  $\mu_A$ ・コアのギャップ  $\delta$ ・コイルの抵抗  $R_N$  とし、入力電力は  $W_i = R_N I_M^2$ ・出力電力は  $W_o = V_H^2 / 4R_o$  であるから、増幅率は次のようになる。

$$\alpha = \left\{ \frac{\mu_0 K N I_c}{2(\delta + l_M / \mu_A)} \right\}^2 \frac{1}{R_N R_o} \quad (3.5)$$

InAs ホール素子を用いて、 $\alpha = 10$  を得た報告もある。

### 3.3.6 発振器<sup>(27)</sup>

3.3.3 項で述べた電力増幅器で、図 3.21 のように出力電力を

コンデンサで帰還させれば発振が起こる。

### 3.3.7 メモリ回路<sup>(28)</sup>

電力増幅器で図 3.22 のような回路にすればメモリができる。メモリのないとき、すなわち出力信号が 0 のときの状態は、バイアス電圧  $E$  によってホール素子には、ダイオードの逆方向に電圧がかかるような微小電圧が出ている。そこに入力パルスがはいると磁場方向が逆転し、ダイオードの順方向に電圧がかかり、二次側コイルに電流が流れその磁場によるホール電圧が正帰還され、コアの磁束が飽和するところで落ち着く。この状態で入力パルスが切れても出力側には信号が出ていることになる。メモリをクリアする場合に、 $I_c$  を切ればよい。

### 3.3.8 論理回路<sup>(29)</sup>

乗算器のコアに方形磁化特性をもった材料を使って、 $I_c$ ,  $I_M$  をある一定値に決め、その符号だけが変わるとすれば、出力電圧  $V_H$  の符号は表 3.1 のようになる。また、図 3.23 のような結線にすれば、出力電圧は表 3.2 のようになる。

### 3.3.9 演算回路

乗算器は乗算ばかりでなく、除算・開平算などに使用できる。

図 3.24 に除算回路<sup>(30)</sup>を示す。これより次の式がなりたつ。

$$I_c = \varepsilon G_m \quad (3.6)$$

$$\varepsilon = E - V_H \quad (3.7)$$

増幅器のゲイン  $G_m$  を十分大きくとれば  $\varepsilon \approx 0$  であるから、

$E = V_H = K I_M I_c$  となり、 $I_c$  は  $I_M$  の逆数に比例する。

表 3.1 論理回路信号(1)

$I_M$	$I_c$	$V_H$
+1	+1	+1
+1	-1	-1
-1	+1	-1
-1	-1	+1

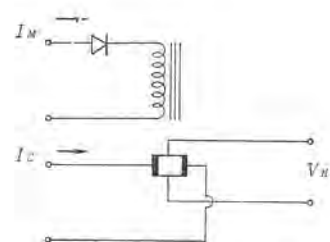


図 3.23 論理回路

表 3.2 論理回路信号(2)

$I_M$	$I_c$	$V_H$
+1	+1	+1
+1	-1	-1
+1	0	0
-1	+1	0
-1	-1	0
-1	0	0



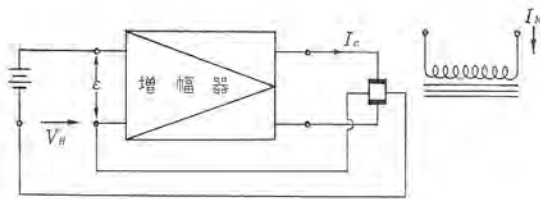


図 3.24 除算回路

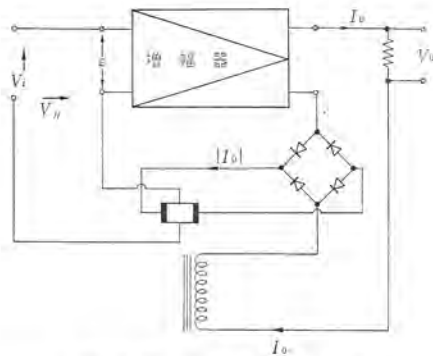


図 3.25 開平演算回路

$$I_c = E/KI_M \quad (3.8)$$

したがって出力電圧  $V$  は  $I_M$  の逆数に比例する。

次に開平演算回路<sup>(31)</sup>を 図 3.25 に示す。これも除算とほぼ同じで、次の式が成立する。

$$I_o = \varepsilon G_m \quad (3.9)$$

$$V_H - K|I_o|I_o \quad (3.10)$$

$$\varepsilon = V_i - V_H \quad (3.11)$$

ゲイン  $G_m$  を十分大きくすると、 $\varepsilon \approx 0$  であるから、

$$V_i = V_H = K|I_o|I_o \quad (3.12)$$

これから、

$$I_o = \frac{V_i}{|V_i|} \sqrt{\frac{|V_i|}{K}} \quad (3.13)$$

となり、出力電圧  $V_o$  は  $\sqrt{|V_i|}$  に比例し、極性は  $V_i$  と等しくなる。

#### 4. む す び

ホール素子の簡単な説明と、回路計算に便利なマトリックス表示を行ない、さらにホール素子の代表的な応用例をいくつかあげたが、まだ着想のみにとどまっているものもある。今後半導体材料の開発と、薄膜などのホール素子の製作技術が進めばさらに実用化されるものと思われる。

#### 参 考 文 献

- (1) W. J. Grubbs: B. S. T. J. 38, 853, (1959)
- (2) L. F. Fay III: Semiconductor Products, May, 39 (1960)
- (3) C. Hilsum: Brit. Jour. Appl. Phys. 12, 85 (1961)
- (4) H. Hollitscher: Power Apparatus and Syst. Dec. 915 (1960).
- (5) H. Hieronymus und H. Weiss: Siemens Z. 31, 404 (1957).
- (6) C. M. Wiley: Electronics 14, 57 (1964).
- (7) F. Kuhrt and K. Maaz: Electrotech. Z.-A, 77, 487 (1956).
- (8) 大野: 計測 10, 549, (昭 35, 9)
- (9) L. J. Brady and B. A. Melehy: Elect. Mfg. Aug. 62 (1960)
- (10) Z. R. S. Ratajski: Electronics 34, 59 (1961).
- (11) G. W. Donaldson: Electronic Engineering May, 286, (1963).
- (12) Electronics 35, 58 (1962).
- (13) W. A. Scanga, A. R. Hilbinger and C. M. Barrack: Electronics 33, 64 (1960).
- (14) R. A. Greiner: Electronics 34, 59 (1961).
- (15) E. Cohen: Electronic Engineering Sep. 558 (1960).
- (16) S. Berglund, P. Nygren and S. Westerlund: J. Sci. Instrum. 41, 751 (1964).
- (17) D. P. Kamellakos, R. P. Schuck and A. C. Todd: I. R. E. Transact Audio Jan-Feb, 5 (1961).
- (18) H. E. M. Barlow: I. E. E. Nov. 186 (1954).
- (19) H. E. M. Barlow: I. E. F. Jan. 179 (1954).
- (20) H. E. M. Barlow: Proc. I. R. E. 46, 1411 (1958).
- (21) L. M. Stephenson and H. E. M. Barlow: I. E. E. Jan. 27 (1959).
- (22) H. E. M. Barlow and S. Kataoka: Proc. I. E. E. 105B, 53 (1958).
- (23) F. Kuhrt: Siemens Z. 299 (1954).
- (24) H. E. M. Barlow and J. C. Beal: Proc. I. E. E. 107A, 48 (1960)
- (25) 大野: 電学東京大会 31 (昭 35, 11)
- (26) 福原: 実用新案公報 37-107 (昭 37, 1)
- (27) F. Kuhrt: Electrotech. Z.-A. 78, 342, (1957).
- (28) H. L. Barney, Madison and F. P. Burns: U. S. Pat. 2, 964, 738 (1960).
- (29) J. Vermot-Gand: Ann. Télécomm 16, 133 (1961).
- (30) 大野: 電学東京大会 83 (昭 36, 11)
- (31) 大野: 電連大 282 (昭 36, 4)



# 新製品紹介

## VHF, UHF 帯小形アイソレータ完成

三菱技術陣が開発した安心してご使用いただける画期的小形アイソレータである。

発振、増幅、テイ倍器の安定化、外来電波による送信機相互変調軽減対策用などに好適である。

### ■ 特 長

- (1) 非常に小形、軽量である。  
当社独特の内部構造により、VHF 帯でも手のひらに入るほど小形になり、わずかのスペースにも収容できる。
- (2) 非常に経済的である。  
小形、低廉をはかっているだけでなく、純国産低損失 YIG を使用し、多量の需要に応ずることができる。
- (3) 広い温度範囲で使用可能である。  
温度補償を施こしてあるので、広い温度範囲で使用できる。
- (4) 磁気の心配はない。



VHF, UHF 帯小形 アイソレータ

磁気 シールド をほどこしてあるので、鉄架に取り付いても特性に影響はない。

- (5) 振動の点も心配ない。  
耐振動構造になって、移動無線機に使用しても問題ない。
- (6) 反射電力にも強い。  
耐熱性 ダミーロード を採用してあるので、大きい反射電力でも心配はない。

### 性 能 (例)

周 波 数 (Mc)	57	114	170	413	680	1,000
通 過 電 力 (W)	50	40	30	30	15	10
順 方 向 損 失 (dB)	1	0.7	0.7	0.6	0.6	0.5
	(0.8)	(0.5)	(0.5)	(0.4)	(0.4)	(0.35)
逆 方 向 損 失 (dB)	15	15	15	20	20	20
	(20)	(20)	(20)	(20)	(20)	(20)
入 力 V S W R	1.4	1.4	1.4	1.3	1.3	1.3
	(1.3)	(1.3)	(1.3)	(1.3)	(1.3)	(1.3)
帯 域 幅 (Mc)	1	2	3	15	20	40
温 度 範 圍 (°C)	-10~+40 (ただし +60 まで使用可能)					
寸 法 (cm)	(約 5×7×3.3)					

( ) は typical value, \* は 25°C

- 注 1. 上表掲載以外の周波数のものでも要求に応じます。  
注 2. 上表掲載以外にも取扱い製品がありますので連絡下さい。  
注 3. ダミーロード付のアイソレータ形となっていますが、ダミーロードなしのサーキュレータ形ももちろん可能です。

## 高周波用電磁接触器を開発

高周波用電磁接触器として、はん用の M 形および N 形電磁接触器を改造し、高周波用電磁接触器 シリーズ M-65 H~M-305 H, N-602 H, N-605 H 形の開発を完了した。

この接触器は周波数 1~10 kc の回路開閉用として、高周波焼入、鍛造、ロー付けなどのコンデンサ開閉、タップ切換、電源発電機回路の開閉用として適用できる。

### ■ 特 長

- (1) 動作が確実で、高周波用としてシタ断通電特性を十分確認済みで、開閉能力高く、信頼性が高い。
- (2) 電気的寿命も、10 万回以上と長寿命である。
- (3) はん用の M 形と同一の取付寸法、小形軽量で取り扱い容易である。
- (4) 種類として、M-65 H, 105 H, 155 H, 305 H, N-602 H,

N-605 H 形と豊富で、周波数 1~10 kc, 電圧 400 V, 800 V, 電流 30~600 A まで、使用回路の電圧、負荷、適用方法によって、種々選択ができる。

- (5) 安価である。

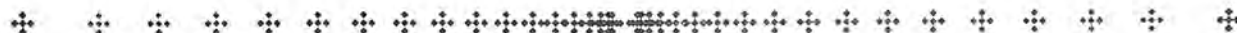


高周波用電磁接触器 (左から M-65 H, M-105 H, M-155 H, M-305 H)

## ML 形ラッチ式交流電磁接触器シリーズ完成

ML 形 ラッチ 式交流電磁接触器を完成した。これは、従来の N L 形に代わるもので、M 形交流電磁接触器にラッチ機構を取り付

け、投入 コイル で閉路後はラッチ で機械的に回路を保持し、停電時に落下しない回路や、電磁石の消費電力の節約などに広く使用











 仕 様

外形寸法 幅 710×高さ (脚こみ) 890×奥行 470 (mm)  
重 量 50 kg



19CK-650 形三菱 カラーテレビ  
現金正価 ￥198,000  
月賦正価 ￥212,000

当社では、携帯に便利で、誰にでも簡単に録音できる ポータブル  
テープレコーダとして、オルトランジスタ 方式を採用した乾電池式の T-  
210 形三菱 テープレコーダー 愛称《メモリオート》を新発売いたします。

**特長**

- (1) 電子頭脳 (ALC 方式) で適正録音

音量を自動的に調整する ALC 方式（オートマチック・レベル・コントロール）を採用、録音の際、急に小さな音や大きな音が入ってきても、電子頭脳がレベルを自動的にコントロールするので、誰にでも簡単に、すばらしい録音ができます。

- ## (2) どこでも使える電池電源方式

電池式ですから屋外でも録音、再生ができます。

- (3) リモートコントロールスイッチ 付き

マイクロホンにリモートコントロール用スイッチがつけてありますから、マイクを使いながら離れた所からも、テープの走行、停止が自由にできます。歩きながらの録音やインタビューなどに最適です。

- #### (4) イアホンモニタ方式

イヤホンモニター方式ですから、録音中の音楽や声をそのままイヤホンでも聞けます。

- (5) 簡単で確実なピアノ式スイッチ採用

特別に設計したピアノ式スイッチを採用していますから、ワンタッチですべての操作が簡単にでき、誤りがありません。

- (6) AC アダプタ 接続可能

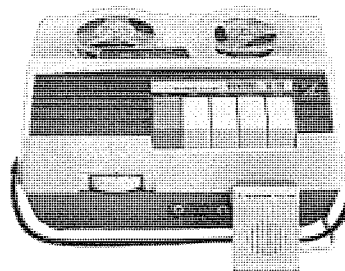
屋内で使用するときは、AC アダプタ をつければ、電灯線からも自由に使用できます。

- (7) 豊かな音量

出力は、800 mW とこの クラス 最高です.

## 様仕圖

電 源	DC9V（単一形、乾電池6本） 交流 アダプタ（AD-9U 形）接続可能
使用 リール	3号（85mm 形）リール
録音方式	交流 バイアス 方式
消却方式	直流 バイアス 方式
使用 トランジスタ	7石
トラック方式	2トラックモノレール
テープ速度	2スピード 9.5 cm/sec→30 min, 4.8 cm/sec→1 h
出 力	最大出力 0.8 W
スピーカ	7.7 cm 丸形 ダイナミックスピーカ
外形寸法	23.5（幅）×23.4（奥行）×10.1（高さ）cm
重 量	約 2.5 kg
付 属 品	ダイナミックマイクロホン、三菱 テープ、三菱 リール



T-210 形三菱 テープレコーダー  
《メモリーオート》  
現金正価 ￥13,500  
月賦正価 ￥14,500

# NEWS FLASH

## ■台湾電力榕樹発電所納め 2,700 kW 三相誘導発電機完成

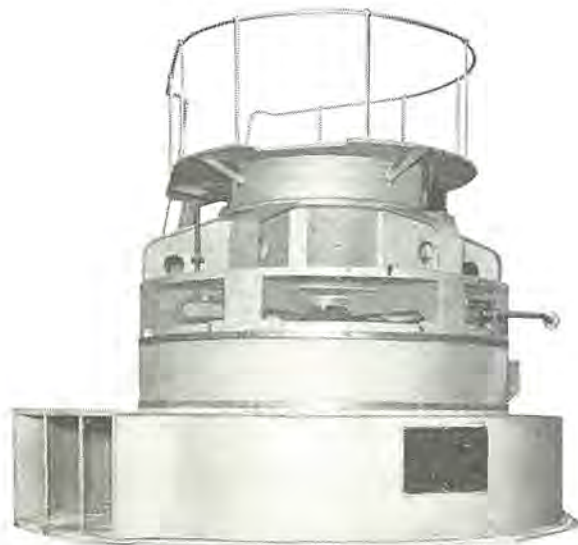
短日時に鋭意製作した台湾電力榕樹発電所納め 2,700 kW 三相誘導発電機を 40 年 11 月好成績をもって工場試験を完了した。この発電機は NEMA 規格に準拠したカゴ形開放管通風形、キングスベリー式軸受を持つ二床式立形機である。

本機は三菱重工業製の Kaplan 水車に直結され、無拘束速度が定格速度 405 rpm の 260% まで上昇するので、この速度における軸振動、ロータ部分の機械的強度は十分精確なチェックがなされている。また圧力上昇率 30%、速度上昇率 30% 以下に押えるため  $GD^2 34 t \cdot m^2$  が要求されたので、 $14 t \cdot m^2$  に相当するフライホールを備えている。

他の付属品およびジャッキをかねるオイルプレキなどの保護装置はすべて水車発電機と同一であり無人発電所に据え付けられる。

おもな定格事項は次のとおりである。

出力	2,700 kW
電圧	3,400 V
電流	520 A
力率	90%
効率	95%
周波数	60 c/s
極数	18
回転数	405 rpm
無拘束速度	1,045 rpm



2,700 kW 三相誘導発電機

## ■関西電力姫路第二発電所納め 510 MVA 変圧器受注

電力用変圧器の単器容量記録は年々書き換えられつつあるが、当社では、このたび、記録的大容量器として、関西電力姫路第二発電所納め 4 号ユニット用 510 MVA 用変圧器 1 台を受注した。この変圧器は 450 MW 火力発電プラントに直結されるが、この発電プラントは、超臨界圧を使用した最新鋭のもので、発電機およびタービンは Westinghouse 社から輸入され、これが完成すると同発電所の出力は、既設 1~3 号機と合わせて 1,350 MW と、関西電力最大の発電所となる。なお、この変圧器には、MRF 形負荷時タップ切換器が取り付けられるが、これは、国内火力発電所用大容量変圧器として初めてであり、また負荷時タップ切換変圧器としては、国産最大容量の記録品となるものである。この変圧器は、41 年末に完成の予定でおもな定格は次のとおりである。

三相	60 c/s	送油風冷式	負荷時タップ切換器付
容量	510 MVA		
電圧	一次 19 kV		
	二次 262.5 kV ± 25 kV		

## ■冷間圧延設備電源駆動用大形同期電動機完成

かねて日本鋼管福山製鉄所納めとして、冷間圧延設備一式を受注し鋭意製作中であつたが、電源 DCG 群駆動用の大形同期電動機が当社長崎製作所であいついで完成し現地に発送された。

おもな仕様は

出力	12,000 kW	2 台
電圧	11,000 V	
周波数	60 c/s	
極数	14	
回転数	514 rpm	
力率	0.8 進	
定格	連続	
絶縁	完全 B 種 高圧用 ダイヤレジン 使用	
起動	リアクタ 起動	
形式	開放管他力通風形、ダンパ 付回転子	

出力	7,000 kW	1 台
極数	12	
回転数	600 rpm	



その他の仕様は 12,000 kW 機と同一である。

おもな特長としては

(1) 瞬時過負荷に対して電氣的にも機械的にも十分な耐力を持たせている。

(2) 起動巻線兼制動巻線に耐熱性の特殊銅合金技術を使用し豊富な経験と完全な設計管理のもと製作され、ダンパ折損などの事故の恐れはまったくない。

(3) 自動力率調整装置をそなえ、あらゆる負荷変化に対して一定の進相 kVA を取るように制御されている。

(4) 絶縁などの信頼性にはとくに留意し、その他にも当社の製鉄用大形同期電動機の豊富な製作経験を各所に反映させ、非常に信頼度の高い同期電動機となっている。



日本鋼管納め 4,500 kW 同期電動機

## ■焼結ブロウ駆動用同期電動機完成

富士製鉄広畑製鉄所向けとして当社長崎製作所で焼結ブロウ駆動用としてはわが国最大級の 4,500 kW 同期電動機を完成し、立会試験も好成績で完了し現地に発送した。おもな仕様は

出力	4,500 kW
電圧	11,000 V
周波数	60 c/s
極数	8
回転数	900 rpm
力率	1.0
定格	連続
絶縁	B 種 ダイアレンジ 絶縁使用
起動	1 段切換単巻変圧器起動
形式	全閉管他力通風形、ダンパレス形回転子

おもな特長は下記のとおり

(1) 加速  $GD^2$  が約  $62 \text{ t} \cdot \text{m}^2$  以上もあるのでダンパレス(ソリッド)形回転子を採用している。

(2) ダンパレス形回転子を採用し、しかも 11,000 V の高圧機で 97% をこえるという高効率をも有する電動機となっている。

(3) 回転子には低抵抗のエンドリグを付け強力な加速トルクを得るとともにトルクの脈動分を減少させている。

(3) 高圧絶縁にはとくに留意し、起電時のショックも考慮して

固定子コイルの端部はとくにがんじょうな構造を採用した。

(5) トランジスタサイバックを使用したスタックスリップシムを採用し最適速度、位相で同期投入を行なうようになっている。

(6) 脱調などの保護もスタックスリップシムで行ない完全な保護を行なっている。



図 1 焼結ブロウ駆動用 4,500 kW 同期電動機外観



図 2 4,500 kW 同期電動機 ダンパレス形回転子

## ■ 3 次元レーダ完成

当社レーダ部門で鋭意開発を続けて来た 3 次元レーダ装置一式がこのほど完成した。

同機は、国際電々の宇宙通信地上装置・気象庁の富士山レーダなど多くの記録品を生んだ当社レーダ部門が 38 年以来最大の努力を傾けて試作開発を続けてきた新鋭機で、わが国既存のいかなるレーダと比べても最大級の規模を備え、基本原理から情報処理能力に到るまで幾多の新機軸を織り込んだ画期的製品である。

3 次元レーダとは、従来のレーダが距離と方位だけだったのに加えて仰角も同時にわかるレーダのことで、空間の多数目標に関して 3 次元情報を連続して測定することができ、対空 쇼ウ(哨)戒・航空管制などに非常に応用が広い。数年前からアメリカ、イギリス、フランスなどで種々の方式が開発されてきたが決定版がなく、今回まったく新しい当社独自の純国産方式が採用されて空前の開発規模で鋭意試作が続けられ、このほど完成の運びとなったものである。

試作機は引き続き当社敷地内で種々の総合試験が行なわれる予定で、各方面の注目を集めている。

## ■簡易中継装置が山岳中継に威力を発揮 宮崎県企業局に 400 Mc 帯多重中継回線を納入

400 Mc 帯全固体多重通信装置は、小形、低消費電力、高信頼度などの特長が認められて、すでに 25 局、52 台の納入を完了し、引き続いて昭和 41 年 3 月までに 8 局、14 台の工事が完了する予定である。

このたび、宮崎県企業局に納入を完了した回線は図 2 に示す系統で、直接見通し不能の石河内～渡川間の弓木局に、注目の直接増幅方式の簡易中継装置が採用された。この装置は、当社が新幹線列車無線電話設備のトンネル対策ならびに弱電界対策を完成



図 1 弓木局簡易中継装置の設備（対渡川局）を示す

した技術を生かして製作したもので、両方向むけの パラボラ 空中線と組み合わせて構成し、電源は太陽電池である。

装置は両局をさえぎる山岳のリウヨ（稜）線に設備されているが、局舎はもちろん、特別な小屋もなく、アンテナをとう載する H 形パンザマストの中段ベランダに取り付けたままで、工事完了以来無障害で安定に動作している。

宮崎局は県庁舎にあって、比較的都市雑音の多い地区であるが、全回線 4 スパンを総合した S/N は約 50 dB が得られ、中継装置を使用したために S/N が低下しているというような心配はまったくない。

この中継装置は、引き続いて北海道電力に納入の予定で、気象条件のきびしい地区での試練を受けることになるが、そのほか各方面から多大の期待と引合をいただいている。



図 2 宮崎県企業局 400 Mc 帯多重回線系統図



年 月 日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所屬場所
39-11-12	電気通信学会	電子銃の加速領域の磁界分布の影響	橋 本 務	中央研究所
39-11-12	電気通信学会	50 GC 帯 モードラダー	建石昌彦・野中忠彦	中央研究所
39-11-12	電気通信学会	パタン認識系の逐次近似的な復構成法	伊藤貴康	中央研究所
39-11-12	電気通信学会	Ga (As <sub>1-x</sub> Px) レーザダイオード	須崎 渉	中央研究所
39-11-12	電気通信学会	方向性電力分配回路とその応用	中原昭次郎・紅林秀都司	中央研究所
39-11-12	電気通信学会	450 Mc 帯 ストリップ線路 Y サークュレータ	中原昭次郎・川端俊一郎	中央研究所
39-11-12	電気通信学会	起呼検出の一方式	前田良雄	中央研究所
39-11-12	東京電気大学	リアクタンス 可変位相変調器	中村信弘	中央研究所
39-11-12	東京電気大学	移動無線送信機相互変調について	川上 昭	中央研究所
39-11-13	電気通信学会	ポリアトリオンの特性	佐竹正章	中央研究所
39-11-13	電気通信学会	時分割系におけるデータ伝送の一方式	平沢茂一	中央研究所
39-11-13	電気通信学会	エミッタホロー電流スイッチング 論理演算素子回路	壺井芳昭	中央研究所
39-11-13	電気通信学会	ALGOL 言語の機能とその Object 言語における Floating Temperature Memory の役割	関本彰次・吉竹成一	中央研究所
39-11-13	電気通信学会	ALGOL コンパイラ向き基本言語試案	首藤 勝・魚田勝臣 居原田邦男	中央研究所
39-11-13	電気通信学会	MELCOM 1530, COBOL システムの構成	首藤 勝・関本彰次	中央研究所
39-11-14	電気通信学会	磁性薄膜のフリーラ現象と記憶密度	蒲生容仁	中央研究所
39-11-14	電気通信学会	強磁性蒸着薄膜を用いた固定記憶装置	酒井勝也	中央研究所
39-11-14	資料技術試験所	質量分析計について	蒲生容仁	中央研究所
39-11-14	電気通信学会	パラメトリック増幅器	喜連川隆・白幡 潔	中央研究所
39-11-14	電気通信学会	平衡形パラメトリック増幅器	白幡 潔・喜連川隆	中央研究所
39-11-14	電気通信学会	エサキダイオード増幅器設計上の問題点	喜連川隆・白幡 潔 武富大児	中央研究所
39-11-14	電気通信学会	航空機用 VHF $\alpha$ 形広帯域ブレードアンテナ	喜連川隆・武市吉博 小野 誠	中央研究所
39-11-14	電気通信学会	Shot-Slater ハイブリット回路の一設計法	立川清兵衛	中央研究所
39-11-15	日本化学会	ポリウレタンの粘弾性におよぼすループパノールによる膨潤の効果	児玉峯一	中央研究所
39-11-16	電子工業会振興協会	海外の製造技術の動向半導体集積回路	近藤敬吉	北 伊 丹
39-11-16	照明学会関西支部	ケイ 光灯最近の動向 ——高効率化と高出力化——	小堀富次雄	本 社
39-11-16	ESR 討論会	MgO: (Mn+Li) 中の Mn <sup>4+</sup> の ESR と放射線照射効果	森川允弘	中央研究所
39-11-16	ESR 討論会	CaO: (Mn+Li) の ESR	吾姿健國	中央研究所
39-11-16	品質管理地方大会	品質の保証	小島井繁	本 社
39-11-17	国際 アイソトープ 会議	30 MeV ベータトロン 電離箱を使用した線量計	田中英昭	中央研究所
39-11-17	電子工業会振興会	ウェスチングハウス 社製超小形回路の特性について	山本隆一	北 伊 丹
39-11-19	TV 学会	絶縁物上の蓄積電荷のゆらぎ	鷹野 泰	中央研究所
39-11-19	日本伸銅協会	金属間化合物を添加した低ベリウム銅合金	実 博 司	中央研究所
39-11-20	工業技術振興会	塗膜レオロジー	柴山恭一	中央研究所
39-11-20	真空協会	マスフィルターの実験	藤代 教・花坂孝雄	中央研究所
39-11-21	電気学会	SCR チョップを用いた直流電圧調整器	赤松昌彦	中央研究所
33-11-21	電気学会	サイクロコンバータ式疲労試験機駆動用電源	岩 本 建	中央研究所
39-11-21	電気学会	直交磁界形磁気変圧器	山崎英蔵	中央研究所
39-11-21	電気学会	超電導マグネットの特性測定	岩本雅民・金関直弥	中央研究所
39-11-21	電気学会	系統分離時の連けい線許容電力の検討	石田 芳	中央研究所
39-11-21	電気学会	系統計画における方策選定のタイミング	石田 芳	中央研究所
39-11-21	電気学会	系統分離点の決定法	林 重雄	中央研究所
39-11-21	電気学会	計算機制御の諸問題 (シンポジウム)	林 重雄	中央研究所
39-11-21	電気学会	空気イオンの空間電荷制限効果	山口南海夫	中央研究所
39-11-21	電気学会	同軸円筒電極配置による変圧器油の絶縁破壊	田畑則一	中央研究所



三菱電機技報 Vol. 40 No. 3

空気調和・環境衛生特集

特集論文

- 空気 イオン の蓄産業への応用
- 空気調和用 イオン 発生器と御堂ビルの空気 イオン 制御
- 誘導体 フィルタ の基礎特性と空気清浄機
- 大気汚染と空気 イオン の関係
- 空気 イオン 発生器の諸問題
- 空気 イオン の生理効果
- 粉 じん・有害 ガス の測定
- スーパークリールーム
- 家庭用 ルームクーラ
- 新形 GA・GW 形 パッケージルームクーラ
- 大形 パッケージ 空気調和機
- スタンダードリビングマスタ
- エアハンドリングユニット
- 大形水冷却装置
- 油そう船の冷暖房装置
- 大形石油暖房機用制御器
- 一般住宅の集中暖冷房
- 三菱 エアカーテン

普通論文

- 最近の油 シャ 断器
- 三菱開放形 E 種電動機
- 500 keV コッククロフトワルトン 形陽子加速器
- 小形直流 モータ 界磁用 パリウムフエライト磁石の磁束計算技術解説
- MELCOM-1530 テープオペレーティングシステム

三菱電機技報編集委員会

委員長	小 倉 弘 毅
常任委員	明 石 精
"	安 藤 安 二
"	石 川 理 一
"	宇 佐 見 重 夫
"	大 野 寛 孝
"	片 岡 高 示
"	北 川 和 人
"	小 路 誠 春
"	小 堀 富 次 雄
"	鈴 木 正 材
"	祖 父 江 晴 秋
"	馬 場 文 夫
"	山 田 栄 一
委 員	大 森 淳 夫
"	尾 畑 喜 行
"	樫 本 俊 弥
"	神 崎 遼 介
"	島 津 大 幸
"	堀 真 幸
	(以上 50 名)

昭和41年2月22日印刷 昭和41年2月25日発行  
「禁無断転載」 定価1部 金100円(送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内2丁目12番地 小 倉 弘 毅  
印刷所  
東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社  
印刷者  
東京都新宿区市谷加賀町1丁目 高 橋 武 夫  
発 行 所  
三菱電機株式会社内「三菱電機技報社」  
東京都千代田区丸の内2丁目12番地(三菱電機ビル内)  
(電)東京(212) 大代表 6111  
発 売 元  
東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社オーム社書店  
電話(291) 0912 振替東京 20018

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本 社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京(212) 大代表 6111
大 阪 営 業 所	大阪市北区堂島北町8の1 (電) 大阪(312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電) 名古屋(561) 大代表 5311
静岡駐在員	静岡市七間町9の10(池田ビル) (電) 静岡(54) 7016~7
福岡営業所	福岡市天神2丁目12番地1号 天神ビル5階 (電) 福岡(75) 代 表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル (電) 札幌(26) 大代表9111
仙台営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電) 仙台(22) 代表6101
富山営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館 (電) 富山(31) 代表3151
広島営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル(電) 広島(21) 大代表5111
高松営業所	高松市鶴屋町45番地 (電) 高松(2) 代表 0001
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2の12・三菱電機ビル (電) 東京(212) 大代表 6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電) 大阪(312) 大代表1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電) 名古屋(561) 大代表 5311
福岡商品営業所	福岡市天神2丁目12番地1号・天神ビル5階 (電) 福岡(75) 代 表 6231
札幌商品営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル (電) 札幌(26) 大代表9111
仙台商品営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電) 仙台(22) 代表6101
富山商品営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館 (電) 富山(31) 代表3151
広島商品営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル(電) 広島(21) 大代表5111
高松商品営業所	高松市鶴屋町45番地 (電) 高松(2) 代表 0001
北九州出張所	北九州市小倉区京町10の281・五十鈴ビル (電) 小 倉(52) 代 表 8234
長崎出張所	長崎市大黒町3番1号長崎交通産業ビル(電) 長崎(3) 代表6101
横浜出張所	横浜市中区富士見町2の12 (電) 横浜(65) 2691~3
新潟出張所	新潟市万代町69番地 (電) 新潟(45) 1378
長野出張所	松本市白旗212番地 (電) 松本(3) 1453
京都出張所	京都市中京区壬生坊城町5(古橋ビル) (電) 京都(82) 1245
神戸出張所	神戸市兵庫区西宮内町82(万統ビル) (電) 神戸(68) 1396
静岡出張所	静岡市七間町9の10・池田ビル (電) 静岡(53) 代表9186
金沢出張所	金沢市幸町13番28号 (電) 金沢(63) 代表 1341
岡山出張所	岡山市西長瀬字村北122の1 (電) 岡山(24) 代表0331
中央研究所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪(481) 大代表 8021
商品研究所	鎌倉市大船782番地 (電) 鎌倉(6) 代表 6111
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目 (電) 神戸(67) 大代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大 阪(481) 大代表 8021
長崎製作所	長崎市平戸小屋町122番地 (電) 長崎(3) 大代表 6211
稲沢製作所	稲沢市井之口町1100番地 (電) 稲沢(32) 代表 4121~9
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地 (電) 和歌山(3) 代表 1275~9
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地 (電) 鎌倉(6) 大代表 6171
通信機製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大 阪(481) 大代表 8021
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池1番地 (電) 伊丹(72) 大代表 5131
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町18丁目1番地 (電) 名古屋(721) 大代表 2111
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地 (電) 福岡(88) 代表 0431
福山製作所	福山市緑町1番8号 (電) 福山(2) 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町840番地 (電) 姫路(23) 大代表 1251
相模製作所	相模原市小山字久保224の224 (電) 相模原(72) 大代表 5131
静岡製作所	静岡市小島110番地 (電) 静岡(85) 大代表 1111
中津川製作所	中津川市駒場町1番3号 (電) 中津川(5) 大代表 2121
大船製作所	鎌倉市大船800番地 (電) 鎌倉(6) 代表 6111
郡山製作所	郡山市字塩橋町1番地 (電) 郡山(2) 1220~1223
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地 (電) 太 田 代 表 4311
無線機製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪(481) 大代表 8021
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字園所1 (電) 京 都 西 山(92) 大代表 4171
伊丹製作所	三田市三輪町字父々部85番地 (電) 三 田 4371~4375
三田工場	三田市三輪町字父々部85番地 (電) 三 田 4371~4375
相模製作所	東京都世田谷区池尻町437番地 (電) 東 京(414) 代 表 8111
世田谷工場	東京都世田谷区池尻町437番地 (電) 東 京(414) 代 表 8111
札幌営業所	札幌市北二条東12丁目98番地 (電) 札幌(22) 3976
札幌工場	札幌市北二条東12丁目98番地 (電) 札幌(22) 3976