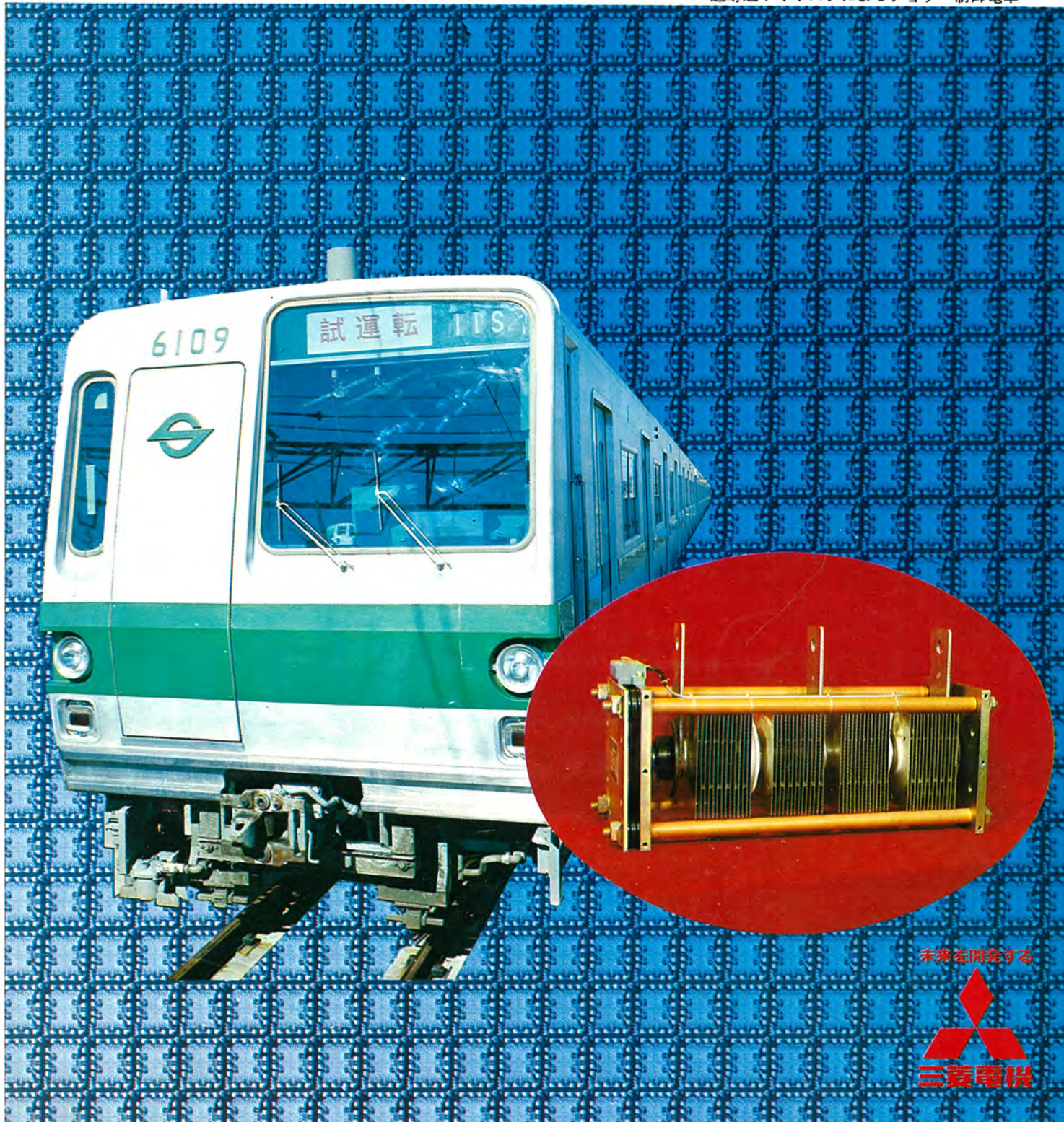


MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol.45 April 1971
電鉄および半導体特集

4

逆導通サイリスタによるチョッパ制御電車





電鉄および半導体特集

目次

《電鉄特集論文》

スペイン向け電車用電機品	桜田 武・竹内元彦・古田安久・小山 滋	429
最新の車上自動運転装置	六藤孝雄・金子弘美・石本正明	436
山陽新幹線用き電用変圧器	管 寿郎・鶴田敬二・武智盛明・児玉俊英	450
電鉄変電所用サイリスタ整流装置	岩波末弘・上岡康宏	458
超高速鉄道の基礎研究	浅越泰男・新良由幸・大野栄一	462

《半導体特集論文》

高性能チョップパ用逆導通サイリスタ	岡 久雄・蒲生 浩・飯田隆彦・川上 明・宮嶋辰夫・石堂道治	471
(Ga _{1-x} Al _x)As 発光ダイオードとその応用	奥 泰二・石井 恂・須崎 渉・中尾佳生	476
カラーテレビ用高耐圧パワートランジスタ	柴田 浩・新保信太郎・加藤忠雄・木村恵爾	480
高周波用高速スイッチングサイリスタ	船 川繁・蒲生 浩・飯田隆彦・川上 明・岩本英雄	486
三菱容接用サイリスタコントロールユニット	大島征一・小嶋鈴夫・山下信三	490
三菱プレーナモールド形サイリスタ	杉本盛行・赤桐行昌・山上偉三・石井 真	493
三菱トライアックとその応用	飯田隆彦・小嶋鈴夫・宮嶋辰夫・石井 真・石堂道治	499
大電力シリコントランジスタ	中田仗祐・川岸昭夫・岩本英雄	503
CATV 用シリコントランジスタ	藤井泰郎・井上 功・楠 和郎・亘 善彦・小山正治	507
UHF 帯用高出力シリコントランジスタ	土佐雅宣・井上 功・楠 和郎・亘 善彦	513
モールド形中電力用シリコントランジスタ	半谷公弘・堀内 宏・嶋 貫 誠・新村義彦	516
大電力半導体素子の電子計算機による品質管理	多田昭晴・溝口忠顕・三浦孝夫・山本武夫・大槻貞二郎	520
半導体 IC の信頼性データ解析	石田 進・酒井敏夫	523

《普通論文》

質量分析器による酸化物粉末の分析	甲斐潤二郎・渡部勁二・西山京子・尾形喜弘	531
MELDAS-3340 パイプベンダ 用数値制御装置	青木正夫・杉田一男・山崎宣典	534
MICAM システム導入による計測の合理化・省力化	武田克己・山根満徳・渡辺京治・佐藤征男	541

《新製品紹介》

550

リニヤ半導体集積回路 M5143P・列車ダイヤ自動記録装置シリーズ・ソリッドステートタイマ SRS, RPS シリーズ・SH 形高圧気
中交流電磁接触器—S シリーズ・ダイアックス放電加工機用スプリット電源 DE-120 T-SL・ダイアックス放電加工機 F 回路付きト
ランジスタ電源 DE-80 T-F, DE-90 T-F・ダイアックス数値制御放電加工機 DM-500 EC 自動電極交換装置付き

《特許と新案》

二端子定電流装置・二進化十進減算計数回路	469
温度補償を備えたマルチバイブレータ・集積回路半導体増巾器	529

ハイライト

マルチセントラル空調システム用エアコン

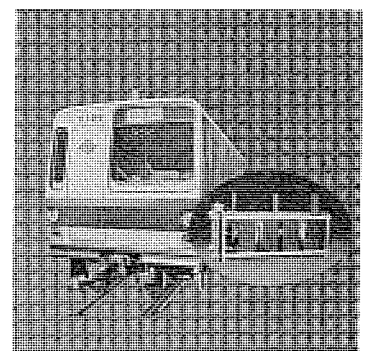
表紙 1 逆導通サイリスタによるチョップパ制御電車

電鉄用チョップパが実用期に入り、その経済性（重量寸法および価格）がいつそ
う重視されるに至った。その対策として回路を単純化し、素子数を減らす方向に
進んでいる。その一解決策として逆導通サイリスタを用いた回路方式が検討され
ている。逆導通サイリスタ、サイリスタとダイオードが逆並列接続されたのと同
じ特性を有しているものである。また、この素子はサイリスタチョップパのみなら
ず、各種インバータ等広範囲に應用できる。詳細は本文「高性能チョップパ用逆導
通サイリスタ」参照。

表紙 2 三菱 IC (モレクトロン)

表紙 3 三菱プレーナサイリスタ CR02AM・CR2AM

表紙 4 三菱発光ダイオード





SPECIAL EDITION FOR ELECTRIC RAILWAY EQUIPMENT AND SEMICONDUCTOR

CONTENTS

SPECIALLY COLLECTED PAPERS FOR ELECTRIC RAILWAY EQUIPMENT

DC Electric Trains for RENFE.....	T. Sakurado • M. Takeuchi • Y. Furuta • S. Koyama...	429
The Newest Automatic Train Control Equipment aboard Trains.....	T. Muto • K. Kaneko • M. Ishimoto...	436
Transformers for The New Sanyo Trunk Line.....	H. Kan • K. Tsuruta • M. Takechi • T. Kodama...	450
Transistor Converters for Railway Substations.....	S. Iwanami • T. Ueoka...	458
Fundamental Study on High Speed Transportation.....	Y. Asagoe • Y. Shinryo • E. Ohno...	462

SPECIALLY COLLECTED PAPERS FOR SEMICONDUCTOR

Fast Switching Reverse Conducting Thyristors	H. Oka • H. Gamo • T. Iida • A. Kawakami • T. Miyajima • M. Ishido...	471
(Ga _{1-x} Al _x) As Light-Emitting Diodes and Their Application.....	T. Oku • M. Ishii • W. Suzuki • Y. Nakao...	476
High Voltage Power Transistors for Color TV.....	H. Shibata • S. Shimpo • T. Kato • K. Kimura...	480
High Frequency Fast Switching Thyristors.....	S. Funakawa • H. Gamô • T. Îda • A. Kawakami • H. Iwamoto...	486
Thyristor Control Units for Welders.....	S. Ôshima • S. Kojima • S. Yamashita...	490
Mitsubishi Planar Mold Type Thyristors.....	M. Sugimoto • G. Akagiri • K. Yamagami • M. Ishii...	493
Mitsubishi Triacs and Their Application.....	T. Iida • S. Kojima • T. Miyazima • M. Ishii • M. Ishido...	499
High Power Silicon Transistors.....	J. Nakata • A. Kawagishi • H. Iwamoto...	503
Silicon Transistors for Application to CATV.....	Y. Fujii • I. Inoue • K. Kusunoki • Y. Watari • M. Koyama...	507
High Power Transistors for UHF TV Installations.....	M. Tosa • I. Inoue • K. Kusunoki • Y. Watari...	513
Mold Type Silicon Transistors for Application to AF Medium Power Amplifiers	M. Hangai • H. Horiuchi • M. Shimanuki • Y. Shimura...	516
Quality Control of High Power Semiconductors with Computers	A. Tada • T. Mizoguchi • T. Miura • T. Yamamoto • T. Ôtsuki...	520
Analysis of Reliability Test Data of Integrated Circuit.....	S. Ishida • T. Sakai...	523

TECHNICAL PAPERS

Mass Spectrographic Analysis of Oxide Powder.....	J. Kai • K. Watanabe • K. Nishiyama • Y. Ogata...	531
Numerical Control Apparatus for Pipe Benders, MELDAS-3340.....	M. Aoki • K. Sugita • N. Yamazaki...	534
Rationalization and Labor Elimination on Measurement by Introduction of MICAM System	K. Taketa • M. Yamane • K. Watanabe • Y. Sato...	541

NEW PRODUCTS

550

PATENT AND UTILITY MODEL

469 & 529

HIGH LIGHT

Air Conditioner for Multi Central Air Conditioning System

COVER :

Electric Car in Chopper Control with Reverse Conducting Thyristors

Choppers for railway service have entered into practical operation. Their economic values (their weight, dimensions and costs) are now made much of increasingly. To cope with the situation it is on the trend of simplifying the circuits and reducing the number of semiconductor devices.

Study is being made as one of countermeasures on a circuit system of employing reverse conducting thyristors, which have the same characteristics as one in anti parallel combination with a diode. This device is applicable to service of a wide range such as to various inverters as well as to the thyristor chopper. The particulars shall be referred to the article entitled "Fast Switching Reverse Conducting Thyristors".

HIGH-LIGHT

マルチセントラル空調システム用エアコン発売

—— 公害追放・熱効率抜群 ——

このたび当社静岡製作所において、柳町研究所（東京目黒区）と共同開発を進めていた、超高層ビルをはじめ各種建物用として公害の発生がなく、熱効率のよい「マルチセントラル空調システム」用水対空気式ヒートポンプエアコンの開発を完了し、4月から受注・販売することになった。

このエアコンは水温10℃～45℃までの広範囲でも暖房運転も冷房運転もできる画期的なもので、天井埋込形と床置形の2シリーズがある。

■ マルチセントラル空調システムとは

大都市におけるビルの高層化は世界的な傾向であり、これらの建物に対する空調方式をどうするかは都市の公害問題ともからんで大きな課題となっており、従来のボイラ・大形冷凍機を使用する空調方式では

- (1) ボイラ排煙による大気汚染の問題がある。
- (2) ボイラや空調用の機械室・煙突・パイプシャフトなどの専有スペースが必要である。
- (3) ボイラ・冷凍機の取扱い専門技術者が必要である。
- (4) 機械の運転開始から所要の温度になるまで時間がかかる。
- (5) 建物の一部分を暖・冷房するときにやりにくい。
- (6) 各テナントごとの費用算出がしにくい。

などの欠点があった。

マルチセントラル空調システムは、これらの欠点を解決する空調システムで、空気を加熱したり、冷却したりできる水対空気式ヒートポンプエアコンと、エアコンが吸収または放出する熱を搬送する水の配管と、その水に適切な蓄冷熱を行なうための蓄熱そう（水槽）と、熱が余った場合大気に放出する放熱機器ならびに不足の場合に熱を補給する熱源機器とが組み合わされている。（空気の循環、消費電力節減のための全熱交換器〈ロスナイなど〉の利用なども付随している）蓄熱そうからの送水管と環水管との間に多数のエアコンの水系統が並列に接続され、また一方蓄熱そうには熱補給のための加熱器ならびに放熱のための冷却塔への水配管がとりつけられている。（システムスケルトン参照）

(i) 全部のエアコンが冷房を行なっている場合は、各エアコンは水に熱を放出して蓄熱そうの温度が上昇するので一定温度以上になると冷却塔で放熱する。

(ii) 全部のエアコンが暖房を行なっている場合は、各エアコンは水から熱を吸収するので蓄熱そうの温度は下降する。（蓄熱を消費していくことになる）

(iii) 一部のエアコンが暖房を行ない他が冷房を行なっている場合は、同一の水系統に対して熱の吸収と放出が同時に行なわれるので、それらの熱量の差で水そうの温度は下降・安定・上昇する。

最近の建物は内部照明が明るくなり、また各種機械類の利用度が大きくなったので、内部の発生熱量が大きく、外壁に近い区域は暖房の必要があっても、内部の区域は冷房を要するなど、暖・冷房共存の時間が長くなってきた。

したがってマルチセントラル空調システムを用いれば、中間季から冬季にかけて (iii) の状況が多く建物の内部発生熱を有効に利用することが容易で、このことがいろいろな利点につながっている。

マルチセントラル空調システムの長所を十分に発揮するエアコンは、従来の水対空気ヒートポンプエアコンに比べて、高い温度ならびに幅広い温度範囲での運転の信頼性ならびに高効率等重要であるが、柳町研究所のシステムに関する技術と当社のヒートポンプエアコン製造の技術を結集してこのエアコンを完成した。

■ マルチセントラル空調システム用エアコンの特長

- (1) 水温10℃～45℃で暖房運転も冷房運転もできるエアコンができたので、これと蓄熱そうを併用することにより
 - (i) 内部の発熱（たとえばビルの内部照明が明るくなった）を有効に利用できる。
 - (ii) 蓄熱そうが小形（従来のセントラル式ヒートポンプの1/3.5強）にできるので、各階に設けることができる（地下水そう不要）。
 - (iii) 要求に従って暖房運転または冷房運転が容易に安定してできる。
- (2) 「ロスナイ」と併用することによって経済的な運転ができる。補給する熱量が少ない、したがって深夜の蓄熱が容易。
- (3) 分散式なのでセントラル方式と比べて機械室が小さくてすみ、デッドスペースが活用でき、また専門技術者がいらぬ。
- (4) 多くのテナントがある場合、費用の算出が合理的にできる。

■ 仕様

天井埋込形

項目	形名	MBH-25 T	MBH-40 T
外形寸法 高さ×幅×奥行 mm		700×(900+91)×315	700×(1,200+91)×350
電源		三相 200 V 50/60 Hz	
全入力	冷房 kW	0.95/1.1	1.5/1.8
	暖房 kW	1.0/1.2	1.6/1.9
性能	※冷房能力 kcal/h	2,240/2,500	3,550/4,000
	※暖房能力 kcal/h	2,500/2,800	4,000/4,500
風量 m³/min		7/10	12/15
水量 l/h		375/430	600/690
入口水温 °C		10~45 (冷房・暖房とも)	
重量 kg		79	105
概算価格 (円)		220,000	270,000

床置形

項目		形名	MGH-25 T	MGH-40 T	MGH-50 T
外形寸法 高さ×幅×奥行 mm			745×790×281	810×1,210×281	
電源			三相 200 V 50/60 Hz		
全入力	冷房 kW		0.95/1.1	1.5/1.8	1.95/2.4
	暖房 kW		1.0/1.2	1.6/1.9	2.1/2.5
性能	※冷房能力 kcal/h		2,240/2,500	3,550/4,000	4,500/5,000
	※暖房能力 kcal/h		2,500/2,800	4,000/4,500	5,000/5,600
風量	m³/min		10, 9, 8/10, 9, 8	18, 16, 14/ 18, 15, 13	21, 19, 17/ 21, 17, 15
水量	l/h		375/430	600/690	770/880
入口水温 °C			10～45 (冷房・暖房とも)		
重量 kg			74	98	102
概算価格 (円)			230,000	290,000	310,000

※ 冷房能力は入口水温 30°C の場合、暖房能力は入口水温 20°C の場合

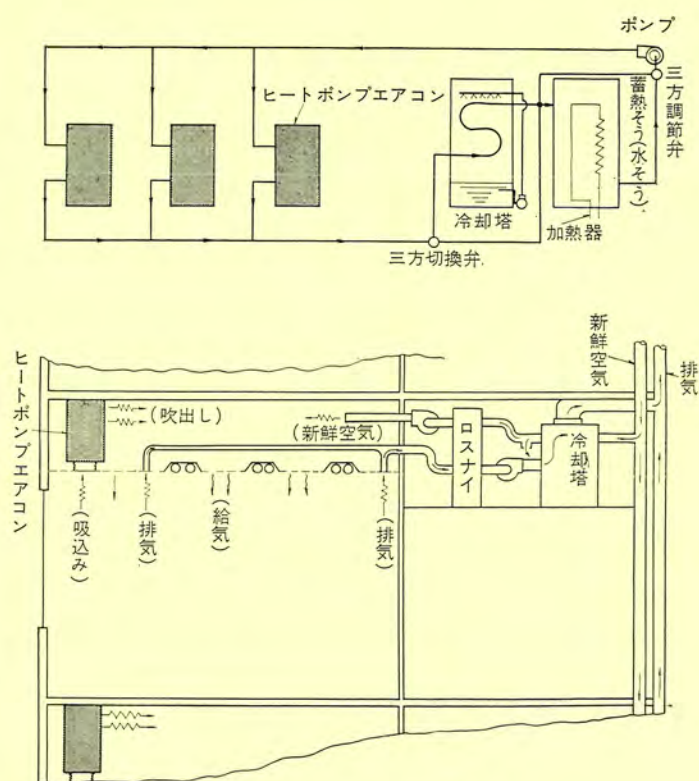


図 1 システムスケルトン (マルチセントラル空調システム)

注) 蓄冷熱および配管・熱源・機器などについては数多くの変化が行なえるが最も簡単なサンプルを示す。

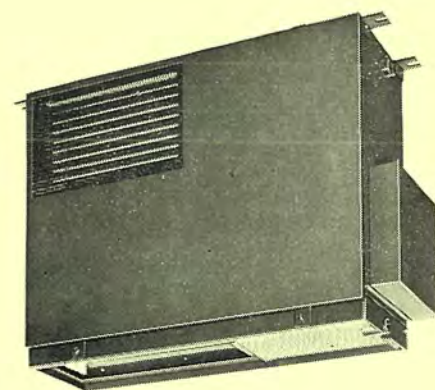


図 2 MBH-25 T

UDC 621,333:621,337

スペイン向け電車用電機品

桜田 武・竹内元彦・古田安久・小山 滋

三菱電機技報Vol.45. No.4・P429～435

スペイン国鉄向けとして、先の電気機関車につづいて20両編成の電車の受注に成功した。国産化というスペイン国鉄方針に沿って、スペインの電機メーカーであるスペインW社および車体メーカーのCAF社と共産し、三菱電機は電機品の製作図面および製作方法をスペインW社へ提供する技術輸出の形がとられている。当社は一編成分の電機品を製作するだけで、残りはすべて現地製作となる。電車は架線電圧がわが国では見られない3,000Vと1,500Vの複電圧式で、容量はMTの基本編成で1,160kW、最高140km/hで運転できる。



UDC 625,39

超高速鉄道の基礎研究

浅越泰男・新良由幸・大野栄一

三菱電機技報Vol.45. No.4・P462～468

東海道新幹線の成功により、鉄道は高速大量輸送機関としての地位を著しく高め、世界各国でより高速を目ざした研究開発が競われている。

日本でもほぼ10年後には現在の新幹線のみでは東京一大阪間の輸送は行きづまるものと予測され、ここに時速400～500km/h程度の新しい鉄道の必要がとえられている。

この新しい鉄道には従来の方式とは根本的に異なった原理を応用した超電導磁石による浮上と、リニアモータによる推進が採用されるものと考えられるが、この実現のためには多大の 研究開発が必要である。ここに当社におけるその一端を紹介する。

UDC 621.337-52

最新の車上自動運転装置

六藤孝雄・金子清美・石本正明

三菱電機技報Vol.45. No.4・P436～449

運転能率の向上と保安度の確保を得るために、自動運転装置のはたす役割は大きい。自動運転装置は、車上装置と地上装置とから構成されるが、ここでは前者の装置について最近の装置とその技術的動向、すなわち高信頼度、高精度を得るための多重化、ICによるデジタル化などについて、ATC、定位置停止装置、ATOなどの各種具体例により紹介をかねて論じている。



UDC 621,314,571,026:621,314,63,07

高性能チョップ用逆導通サイリスタ

岡 久雄・蒲生 浩・飯田隆彦・川上 明・宮島辰夫・石堂道治

三菱電機技報Vol.45. No.4・P471～475

サイリスタに逆並列ダイオードを内蔵し、相当の逆電流を通電することのできる逆導通サイリスタは、一般のサイリスタに比べて、

(1)高耐圧、大容量、高速度素子の製造が容易である。

(2)逆並列ダイオードが不要であり、回路が簡略化される。

(3)転流装置が小形化し、かつ高性能化する。

というメリットをもち、インバータチョップ用素子としてすぐれている。今回順電流60～400A、逆電流60A～150Aの高速スイッチング用逆導通サイリスタのシリーズ化を完成し、合 せて多くの使用実績も得られたので、その特長と特性定格を紹介する。

UDC 621,314,22

山陽新幹線用き電用変圧器

管 寿郎・鶴田敬二・武智盛明・児玉俊英

三菱電機技報Vol.45. No.4・P450～457

国鉄山陽新幹線の新大阪～岡山間の建設工事は、47年春の開業を目ざして着々と進行している。これに伴って、当社で製作していた山陽新幹線き電用変圧器が当社伊丹製作所で完成し、試験も修了して出荷された。山陽新幹線では、東海道新幹線よりもさらに列車の高速化がはかられ、その電力消費も増大するので、これに電力を供給するき電方式も、従来の70kV受電スコット変圧器と吸上変圧器の組合せに代わって、超高压変形ウッドブリッジ変圧器と単巻変圧器のコンビが採用された。これについて解説したい。



UDC 535,35:537,53:621,382,2:546,681,621,19

(Ga_{1-x}Al_x)As発光ダイオードとその応用

奥 泰二・石井尚・須崎 抄・中尾佳生

三菱電機技報Vol.45. No.4・P476～479

(Ga_{1-x}Al_x)Asを材料とする面発光形赤色発光ダイオードの構造、発光特性について報告した。輝度一電流密度比は樹脂被覆を施さないダイオードで最高130fL/A/cm²以上が得られている。このダイオード単体の応用における問題点を論じた。発光ダイオード応用製品としてハイブリッド形数字表示装置の概略について報告した。



UDC 621,314,63

電鉄変電所用サイリスタ整流装置

岩波末弘・上岡康宏

三菱電機技報Vol.45. No.4・P458～461

電鉄変電所用整流器としては、従来ダイオード素子により構成されるシリコン整流器が使用され、技術的にも安定期といえるであろう。しかし、一方輸送量の増大等により、特殊条件のもとで列車ダイヤの編成が行なわれ、既設の変電所の容量不足から、負荷増大時に電線の電圧降下を補正する要求が生じてきた。ここで、新しくサイリスタ整流器が電鉄変電所にも登場することになり、この初めての装置を、国鉄のご指導のもとに製作し、国鉄赤穂線にピークシフトとして納入したので、その概要を紹介する。



UDC 621,382,3,027,5:621,397:621,375,4,026

カラーテレビ用高耐圧パワートランジスタ

柴田 浩・新保信太郎・加藤忠雄・木村恵爾

三菱電機技報Vol.45. No.4・P480～485

カラーテレビ受像機のオールドランジスタ化に必要な高耐圧パワートランジスタのうち、水平偏向出力および垂直偏向出力用トランジスタについて述べる。水平偏向用として、2.5A級の2SC1153, 1153A, 3.5A級として、2SC1154, 垂直偏向用として、2SC1151, 1151Aをおもに紹介する。

本文では、トランジスタの製造方法、特性、応用例についてかんたんに報告する。



UDC 621,373,52,023: 621,314,63,07

高周波用高速スイッチングサイリスタ

船川 繁・蒲生 浩・飯田隆彦・川上 明・岩本英雄

三菱電機技報Vol.45. No.4・P486～489

大容量の高速スイッチングサイリスタを用いた高周波サイリスタインバータの研究が進み、最近では3kHz400kVAのサイリスタインバータが実用化されている。しかし高周波でサイリスタを動作させるには、従来無視されていた各種スイッチング損失が無視できなくなっており、高周波専用のサイリスタが必要である。当社ではその期待に答え、高周波特性を一段と改良した130V, 400A, 20μsの高周波高速スイッチングサイリスタFT500BYを開発した。ここではその高周波特性、高周波定格および応用について概略をのべる。



UDC 621,382,3,026: 546,28

大電力シリコントランジスタ

中田仗祐・川岸昭夫・岩本英雄

三菱電機技報Vol.45. No.4・P503～506

当社で開発した大電力用シリコンNPNトランジスタTR250Aの、最大コレクタ損失は650W、最大コレクタ電流は250Aまで流しうる。TR250Aは、出力がきわめて大きく、コレクタ飽和電圧が低く、さらに高信頼度であるため、電力増幅、スイッチング、レギュレータなどの応用に適している。ここには、TR250Aの素子設計、定格、電気的特性、応用回路例につき概要を記した。



UDC 621,316,72: 621,314,63,07: 621,791,76

三菱溶接機用サイリスタコントロールユニット

大島・征一・小嶋鈴夫・山下信三

三菱電機技報Vol.45. No.4・P490～492

近年、半導体工業の発展はめざましく、あらゆる電気装置は次第に半導体化しており、抵抗溶接機も例外ではなくサイリスタによって半導体化されつゝある。しかし、現在イグナイトロンを使っている抵抗溶接機には、両者の特性が異なるために、そのままイグナイトロンの代わりにサイリスタを使用できない。そこで、この装置はイグナイトロン式溶接機のサイリスタ化を推進するためサイリスタに補助回路を付加し、取付け部もイグナイトロンと同一にしてユニット化したものである。

本文では、この装置の特



性、イグナイトロンとの交換について述べる。



UDC 621,397,7: 621,382,3: 546,28

CATV用シリコントランジスタ

藤井泰郎・井上 功・楠 和郎・亘 善彦・小山正治

三菱電機技報Vol.45. No.4・P507～512

情報化社会の到来に伴って、情報伝達の有力な手段としてCATV(Community Antenna Television)システムが大きく脚光を浴びてきており、近い将来、大きな産業に成長する可能性を秘めている。

本文では、CATVの現状および将来について述べるとともに、CATV用に関連したシリコントランジスタ2SC1,223(VHF用)、および2SC1,238(UHF用)の仕様と諸特性について概説する。



UDC 621,314,63,07: 621,316,7

三菱プレーナモールド形サイリスタ

杉本盛行・赤桐行昌・山上伴三・石井 真

三菱電機技報Vol.45. No.4・P493～498

プレーナ形サイリスタが登場して、あらゆる分野の機器を無接点化、高速化、小形軽量化しようという小電力用サイリスタの本格的実用化の気運が高まってきた。プレーナ形サイリスタの製造工程には、シリコン酸化膜生成技術、写真食刻技術、選択拡散技術、表面安定化技術、トミックコンタクトの形成技術、および樹脂封止技術などの高級技術が駆使されているので、そのすぐれた諸特性は、量産技術を可能とし、定格平均順電流300mAと2Aのプレーナモールド形サイリスタを製品化するに至った。これらのサイリスタは、広くあらゆる分野に応用されているが、特



に電子毛布の温度制御装置などに活用され、その威力を遺憾なく発揮している。

UDC 621,382,3,029,6: 621,382,3,022: 546,28

UHF帯用高出力シリコントランジスタ

土佐雅宣・井上 功・楠 和郎・亘 善彦

三菱電機技報Vol.45. No.4・P513～515

山間へき地のテレビの難視聴解決策として、サタライト局が設置され出してから久しいが、テレビ放送波のVHFからUHFへの移行に伴って、電波の到達距離が短くなる結果、ますますその増設の必要性が高まっている。すでに、UHFで出力3Wまでの局は全トランジスタ化されて難視聴地区解消に大きな役割をはたしているが、さらに出力の大きい10W、30WクラスのUHFサタライト局の全トランジスタ化の要求が強くなってきた。当社ではこれにこたえて、その実現を可能にしたUHF10Wおよび20W出力の高出力シリコントランジスタ2CS1206, 2SC1207を開発し



たので、その特性、応用例などについて述べる。

UDC 621,316,721,025: 621,314,63,07

三菱トライアックとその応用

飯田隆彦・小嶋鈴夫・宮嶋辰夫・石井 真・石堂道治

三菱電機技報Vol.45. No.4・P499～502

サイリスタの一分野を占め、交流を制御する素子、トライアックは、従来設計面からの制約のため、大電流容量化は困難なものと考えられていた。しかし、当社ではその問題点を解決し、10A～300Aまでの系列化に成功した。これらの主要定格特性を示すと同時に、応用上問題となるゲートトリガ特性・転流特性・熱抵抗特性について説明した。さらにこれらの素子は、ヒータ制御、誘導電動機制御、溶接機制御等広範囲に応用できることを示した。



UDC 621,382,3,026: 546,28

モールド形中電力用シリコントランジスタ


半谷公弘・堀内 宏・嶋貫 誠・新村義彦

三菱電機技報Vol.45. No.4・P516～519

最近、3～4年間のシリコントランジスタの生産の増加はめざましいものがあり、これに伴う民生用機器のシリコントランジスタ化は急速に進展してきた。しかし、低周波出力が1～2W程度のテープレコーダ、卓上ステレオなどの出力用には特性的、価格的に適したシリコントランジスタが市販されていないため、いまだ、ゲルマニウムトランジスタが使用されている。このたび当社では、上記の用途および15～25W出力の駆動用に適したPc=500mW級のコンプリメンタリシリコントランジスタを開発し、量産を開始したので、その開発の経過、素子の特長、特性、応用回路





路などについて紹介する。

このシステムの全容につ  いて概説する.

配電盤の監視業務・需給計器の検針業務は必要にして欠くことのできない業務であり、従来から人により行なわれている。しかし、このような計器業務をより合理化するとともに省力化しなければ、現在の世代に追いついていけない勢となりつつある。これらの問題を解決するためにつくり出されたのがMICAMシステムであり、この導入により監視および検針業務に画期的な効果をもたらしているので、このシステムにつき述べ、今後の計測の合理化・省力化の一助とするものである。

ここでは、近年当社が収集した信頼性試験データを紹介するとともに、信頼性試験の実施状況を具体的に説明し、さらに信頼性向上に最も重要な活動となる故障解析方法についても述べる。

約90 mgの試料粉末に高純度黒鉛を混合してゴム管に入れ静水圧プレスして試料を作製した。黒鉛粉末は9 wt%と、従来発表されてきたものより少量であり、その妨害スペクトルも少ないことがわかった。また検量線は原子分率で 10^{-2} ~ 10^{-4} の範囲で十分直線性が得られた。相対感度係数は合金の場合とは異なった値をとり、マトリックスに  によって多少変化することもわかった。

プログラミングは各種の自動補正により簡単になり、だれにでも容易に組めるようにしてある。本文に  は、装置の機構、仕様、補正の方法と演算回路・プログラミングなどについて述べてある。

スペイン向け電車用電機品

桜田 武*・竹内 元彦*・古田 安久*・小山 滋*

DC Electric Trains for R. E. N. F. E.

Itami Works Takeshi SAKURADA・Motohiko TAKEUCHI・Yasuhisa FURUTA・Shigeru KOYAMA

For delivery to the Spanish National Railways Mitsubishi was successful in receiving orders for electric locomotives recently. Following them another order on electric trains consisting of 20 unit cars has been given to the Company. In order to pursue the principle of the apparatus to be completed by the manufactures in Spain, the tender was submitted in cooperation with Spanish Westinghouse, electrical manufacture there, and CAF Co. car builder. The business has been transacted in a form of Mitsubishi exporting technique by supplying drawings and manufacturing process of electric apparatus to Spanish Westinghouse. In fact, Mitsubishi builds electric apparatus for one car and the rest of the equipment is constructed in Spain. The trolley voltage of a double system, 3,000/1,500 V, not found in Japan is employed. The capacity of the cars is 1,160 kW in the basic composition of MT, the train operating at 140 km/h at the maximum.

1. ま え が き

1967年にヨーロッパ大陸の一角であるスペイン国鉄に16両、引き続いて40両の軽量高性能の電気機関車を納入し、すぐれた技術力に好評を博したが、1969年に行なわれた直流電車20両編成の入札に際しても、同国鉄に数多くの納入実績を有する欧州の多数メーカーとのはげしい競争の結果、受注の栄冠を勝ちとることができた。

今回の電車は直流1,500 V・3,000 Vの複電圧切換え方式で、最高速度140 km/hよりの電空併用ブレーキおよび抑速ブレーキを備え、エアコン、カフェテリア付きのデラックス特急車で、スペイン全土の長距離電化線に就役することになっている。前回の電気機関車の場合とどうよう、スペインウエスティングハウス社(WH S. A.)と手を組んで共同で電機品を供給することになっている。車体および台車はイタリ-FIAT社の設計によりCAF社が製作を担当し、空気ブレーキは西ドイツのKNORR社のライセンスによりスペインのFRENOS社が担当するという形になったため、この間の技術的調整が重要課題となった。

1970年から1971年にかけて現地で1号車のぎ装が行なわれ、春には完成の予定となっている。三菱電機の手になる電機品を積載した車両が、三度スペインの広野に雄姿をみせる日も近い。ここに本

電車の概要を紹介する。

2. 電車の性能と特長

2.1 特 長

この電車は、長距離運転に使用されるデラックス車で、MTを固定編成として最大6編成まで重連可能である。車体は編成あたり全長53.2 m、定員重量もM車67.5 t、T車52.5 tと東海道新幹線電車なみの大型車である。性能面では編成あたり1,160 kWの連続定格出力を有し、最高運転速度は140 km/hまで出すことができる。

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

(1) 直流3,000 V/1,500 Vの複電圧式

スペイン国鉄では、直流3,000 Vおよび1,500 Vの2種類の電圧方式が採用されているので、どちらの区間でもまったく同一の性能が発揮できるような回路、機器の設計になっている。

(2) 大容量の主電動機とWN駆動方式

主電動機は容量290 kW(連続)という電車用としては最大級であるが、電機子コイルに耐熱クラスHの3,000 V絶縁を施して小型・軽量化をはかっている。駆動方式は、可とう歯車(WNカップリング)を用いたWN駆動方式を採用したが、電車用としては類をみない大きな伝達容量を有するものとなっている。

(3) 複電圧式大容量電動発電機

この電車にはエアコンディショナーが取り付けられており、これの電源として使用する必要から、電動発電機は140 kVAという3,000 V用としてはわが国最大容量の記録品である。また、3,000 Vと1,500 Vの両区間で運転されるので、電動機は複整流子構造とし、直並列の切換えを行なっている。

(4) 高速からの発電ブレーキ制御

140 km/hの最高運転速度より発電ブレーキがかけられ、10 km/hの低速域まで作用する。この場合、主電動機が過電圧になるのを避けるために、高速域では弱界磁制御を行なっている。発電ブレーキ時のブレーキ電流の立ち上りを助けるために予備励磁を行なっている。

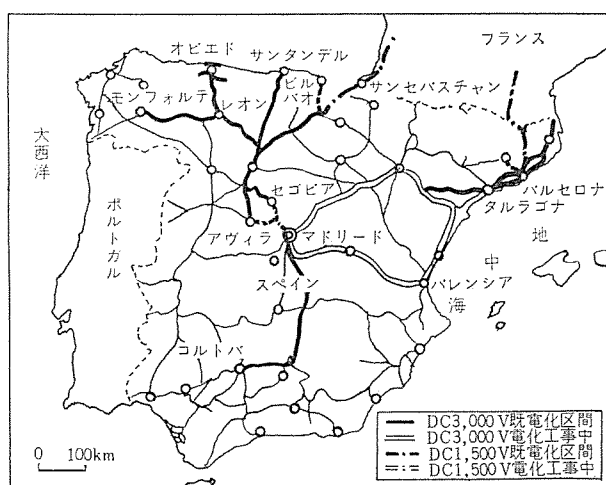


図 1.1 スペインの鉄道電化状況
Railway map of Spain.

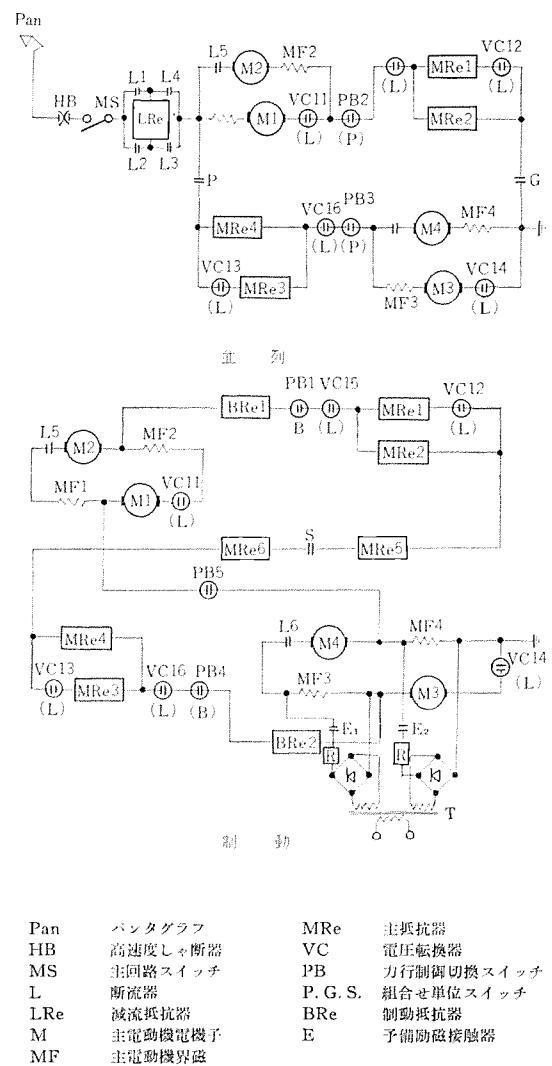
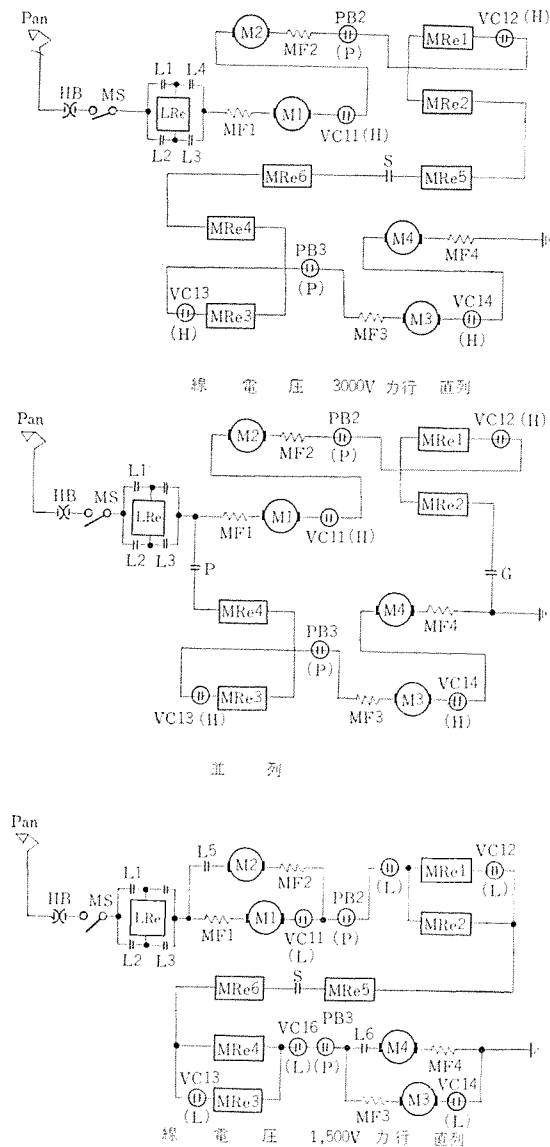


図 2.3 主回路簡略つなぎ
Simplified main circuit diagram.

表 2.1 主要要目
Principal data.

電 気 方 式	DC 1,500 V および 3,000 V
軌 間	1,668 mm
基 本 構 成	MT
重 量	M 車 67.5 t, T 車 52.5 t
電車性能 (連続)	
出 力	1,160 kW
定 格 速 度	75 km/h
引 張 力	5,550 kg
最 高 速 度	140 km/h
歯 車 比	74/23=3.22
車 輪 径	1,000 mm
駆 動 方 式	WN 駆動方式
主 電 動 機	直流直巻 4 極 丸形 自己通風式
連 続 定 格	290 kW 1,500 V 210 A
	1,450 rpm (80% F)
制 御 方 式	複電圧 ブリッジ渡り 直並列制御 弱界磁制御 カムスイッチ式 発電ブレーキ制御 自動進段方式
補 機 方 式	低圧 交流 220 V 直流 72 V
電 動 発 電 機	140 kVA DC 1,500 V/3,000 V AC 220 V 三相 50 Hz 1,500 rpm
主 抵 抗 器 用 送 風 機	2×4 kW 220 V
空 気 圧 縮 機	10 kW DC 72 V 120 A 1,500 rpm
補 助 空 気 圧 縮 機	0.75 kW DC 72 V 14 A 1,500 rpm

力 行 直 列 スイッチ	13 ステップ
並 列 スイッチ	8 ステップ
弱 界 磁	4 ステップ
制 動 弱 界 磁	4 ステップ
全 界 磁	13 ステップ

主抵抗器も各電動機ユニットに対応して4群にわけ、これらを電動機とどのように直並列に切換えて使用するので、各群の内部で抵抗値を調整しなくても、両電圧に対して等しい制御効果が得られる。直並列の切換えには、引張力の変動が少ないブリッジ渡り方式を採用した。弱め界磁は4段で40%界磁まで使用する。発電ブレーキ方式は2個の主電動機を1群とし、その電動機間で界磁を交換し、2群に分かれた電動機間を主抵抗器とブレーキ用追加抵抗器を介して直列に接続する方式とした。140 km/hの最高運転速度から発電ブレーキをかけた場合でも、主電動機が過電圧にならないように高速域では弱め界磁制御を行なっている。この場合、ブレーキ電流の立上がりを容易にするために予備励磁を行なうようになっている。

2. 3. 2 補助回路

空気調和装置・主抵抗器用送風機・予備励磁装置・けい光灯・無接点回路は、いずれも140 kVAの直流電動発電機の交流出力(220

V)を電源としており、空気圧縮機・補助空気圧縮機・制御回路は、交流出力を整流してDC 72 Vで使用している。

蓄電池は192 Ah、55セルのアルカリ電池で、電動発電機の整流装置から充電抵抗を通じて浮動充電され、制御回路電源を供給するとともに、補助空気圧縮機の駆動による出庫時の給気、さらに停電などで電動発電機が停止した場合には、空気圧縮機用電動機を約1時間にわたって駆動させることができるようになっている。電動発電機は2台の電動機と1台の発電機より構成されており、架線電圧に応じて2台の電動機の直並列切換えを行なう。容量が大きいため、起動抵抗器は3段に制御してせん(尖)頭電流を押さえている。

2. 3. 3 制御回路

電圧切換えは、運転士が切換えスイッチを操作して行なう車上切換え方式を採用し、電圧検出器を設けて誤接続を防止している。力行時の加速度は運転台切換えスイッチにより高加速($\alpha=2.2$ km/h/s)および低加速の選択が可能となっている。

また、力行ノッチオフ時には一段減流しゃ断、電制ゆるめ時には界磁弱めしゃ断を行なって、力行・制動オフ時のトルクショックを軽減している。限流値制御回路・カムモータ駆動回路・過電流検出回路・過電圧検出回路・空転検出回路・差電流検出回路は、すべてサイリスタおよびマグアンプ等を使用した無接点回路で構成し、保守の容易化と信頼性の向上を図った。

2. 3. 4 保護方式

各主電動機回路および電動発電機回路には、直流変流器を介して過電流検出器が設けられているほか、主・補助回路には、差電流検出回路も設けられ、過電流検出の不可能な抵抗接地事故も検出できる。これらの事故を検出した場合には、直ちに高速度しゃ断器および断流器を開放する。過速度および空転は、主電動機の軸端に取り付けた速度発電機の電圧を検出器に導いて検出し、ノッチオフにする。ブレーキ中の過電圧は主電動機電圧を直流変成器を介して検出する。これらのほかに、主抵抗器の温度および電動発電機出力電圧を検出することも行なっている。これらの検出回路はすべて無接点回路で構成され、高い感度を有する。また、直流変成器を使用してすべて低圧化されている。

各補助回転機・充電回路・静止インバータをはじめ、各制御低圧回路の保護はノーヒューズしゃ断器によっている。

3. 主電動機および電動発電機

3. 1 主電動機

電車には、端子電圧1,500 V 連続定格出力290 kWという電車用としては最大級の主電動機が4台装架されている。

主電動機としては自己通風式で、このような大容量高端子電圧主電動機を台車内の限られたスペース内に収容するための、最適方式・最適構造について検討を行なって、WN駆動方式による単一整流子の台車装架式主電動機を採用した。

主電動機の要目を表3.1に示す。図3.1は特性曲線、図3.2は外観写真である。この主電動機の特長はつぎの諸点である。

(1) 電機子コイルは重ね巻とし、整流子径・整流子片数を最大限にとつて、最高架線電圧時でも平均片間電圧が十分限度内にはいるようにした。また、主極コイル巻数を十分多くして安定度を大きくとり、主極ギャップはくさびギャップとして磁界のひずみをおさえ、片間電圧ピーク値を小さくした。力行時の最弱界磁率は40%まで可能であり、また140 km/hから有効な電気ブレーキが可能である。

表 3. 1 MB-3165-A 形主電動機要目
Principal data of type MB-3165-A traction motor.

形方極通装絶	名式数式方方式別	MB-3165-A 直流直巻補極付き 4 自己通風式 台車装架式 電機子H種、界磁F種	
		連 続	1 時 間
定 出 電 電 回 界	格 力 圧 流 数 率	290 kW 1,500 V 210 A 1,450 rpm 80 % F	320 kW 1,500 V 232 A 1,400 rpm 80 % F
高 速 試 験 回 転 数 範 緑 耐 力		3,120 rpm 8,750 V	

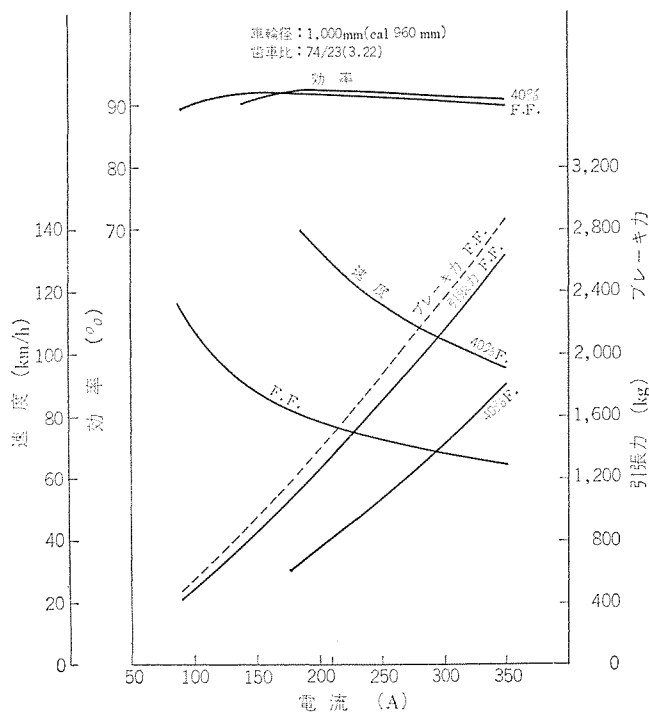


図 3. 1 主電動機特性曲線
Traction motor characteristics.

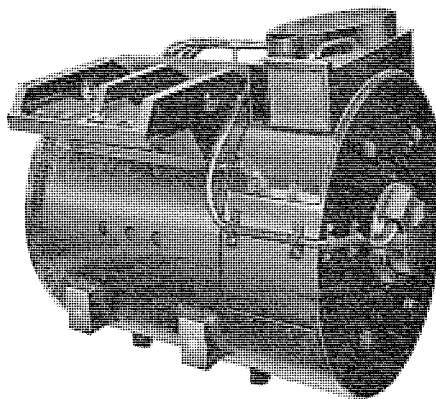


図 3. 2 MB-3165-A 形主電動機
Type MB-3165-A traction motor.

(2) 3,000 V 絶縁である。主絶縁材料としてノメックス* (耐熱ポリアミド絶縁紙)、カプトン* (耐熱ポリイミド絶縁フィルム)などの耐熱有機絶縁材料を使用した新しい絶縁システムを採用して、耐熱性・スロツ

* 米国デュポン社 商品名

ト占積率の向上をはかっている。また、無溶剤性エポキシ樹脂による真空圧入含浸を行なって、コイルと鉄心とを一体固化しているので、熱伝導性・耐電圧性・耐水性・耐汚損性にすぐれた機械的にもきわめて強固なものとなっている。

(3) 整流子にはリングばねによる強固な締付方式を採用して、高速・高温に十分な安定性を持たせた。また、整流子ライザと電機子コイルは TIG 溶接により接続した。

(4) 3,000 V 絶縁のために冷却条件は不利なので、十分な冷却風量を確保するために、ファンの形状を改良して強力なファンとした。

本主電動機的设计製作ならびに試験は UIC 610 に準拠した。試験結果はいずれも良好で、整流試験では広範囲な運転条件をもとに決定した各測定点で無火花整流が得られ、温度上昇は限度に対して十分余裕ある値であった。

3.2 電動発電機

電動発電機は直流 3,000 V/1,500 V の架線電圧を AC 220 V に変換するもので、直流電源用の整流装置を組合わせて、空調装置・送風機・圧縮機などの補助駆動用電動機、制御装置および蓄電池充電の電源として使用される。

電動発電機の仕様を表 3.2 に、外観を図 3.3 に示す。

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

(1) 3,000 V 用の電動発電機としてはわが国最大容量である。

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

(3) 架線電圧が 3,600 V から 2,000 V (または 1,800 V から 1,000 V) まで広範囲に変化するため、磁気わくを積層して磁束の遅れを少なくするとともに、電機子回路に永久直列抵抗をそう入して突入

表 3.2 MG-108-S 形 電動 発 電 機 要 目
Principal data of type MG-108-S type generator.

		電 動 機	発 電 機
形 名		MG-108-S	
容 量	量	入力 150 kW	出力 140 kVA
電 圧	圧	DC 3,000 V/1,500 V	AC 220 V
電 流	流	50/100 A	368 A
相 数、周 波 数			三相 50 Hz
回 転 数		1,500 rpm	
極 数	数	4	4
極 方 式	式	補助巻線付き複巻 F	補助巻線付き分巻 F
絶 縁 格 式	格 式	連 続 開放保護自己通風形	
定 形 重 量	重 量	3,145 kg	

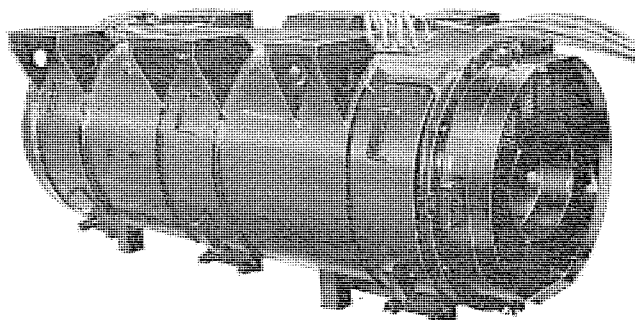


図 3.3 MG-108-S 形 電動発電機
Type MG-108-S Motor generator.

電流を抑さえ、電圧の急変化に対する過度整流の改善をはかっている。

(4) 発電機は自動電圧調整器付きで、電動機の回転数が架線電圧および負荷の変動によって、1,650 rpm から 1,387 rpm まで変動しても発電機端子電圧は 230 V から 200 V、周波数は 55 Hz から 47 Hz の範囲に調整される。

(5) 軸端には過速度保護のため遠心力開閉器を取付けている。

4. 制 御 装 置

カム式制御装置を構成する主要機器を表 4.1 に示す。これらはいずれも 3,000 V 回路用に設計・製作されたもので、保守点検の容易化、点検周期の延長がはかられている。

4.1 単位スイッチ

断流器・組合わせスイッチ等に使われている電磁空気式単位スイッチは、直流 3,000 V 用として十分な接触子ギャップ、強力な吹消しコイルに加えて、アークシュートにはすぐれた消弧特性を有する材料を使用し、500 A 連続定格のもので 3,600 V 2,000 A 以上のすぐれたしゃ断性能を有している。単位スイッチは、電磁弁操作により圧縮空気をシリンダ内に給排して主接触子の開閉を行ない、ピストンの動作に連動したインタロックを保有し、制御回路の開閉も行なうことができる。なお、この単位スイッチは前回に納入した電関用単位スイッチのアークシュートを一部電車用に改良したものである。

4.2 双投カム接触器

このカム接触器は、使用電圧 DC 3,000 V 用の逆転器・制動転換

表 4.1 制御装置主要機器一覧
List of principal control apparatus.

名 称	形 式	回 路 記 号	定 格	備 考
断流器箱 内 容 品	ML-10-412			図 4.3、4.4
	単位スイッチ UP-3501 A	$L_1 \sim L_4, S_1, P, G$	3,000 V 500 A	図 4.1
	単位スイッチ UP-3201 A	L_5, L_6, J	3,000 V 200 A	—
	減流抵抗器 EW-11 A-22	LR _e	—	—
主制御器箱 内 容 品	CB-55 C-1			図 4.5、4.6
	カムスイッチ UC-S 500	R, F, DE	3,000 V 550 A	—
	カムスイッチ UCB-S 500	F	3,000 V 220 A	—
	双投カムスイッチ UC-S 381	RV, DE	3,000 V 300 A	図 4.2
	カムモータ P-21	PM _{1,2}	100 V 120 W	—
	電圧切換器 FC-704	VC	—	—
	補助継電器 UG-S 741	—	—	図 4.7
	無接点装置 MS-511~513	—	—	図 4.10、4.11
主 抵 抗 器	RB-1017	MRe, BR ₂	3,000 V 1,100 kW	図 4.8
主 幹 制 御 器	KL-1003	—	—	図 4.9

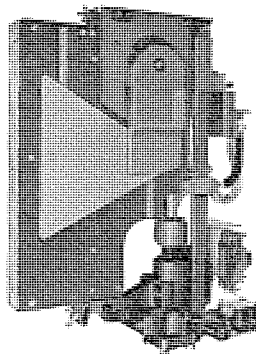


図 4.1 UP-3501-A 形 単位
スイッチ
Type UP-3501-A unit
switch.

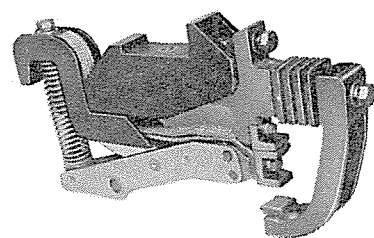


図 4.2 UC-S 381 形 双投カムス
witch
Type UC-S 381 cam switch.

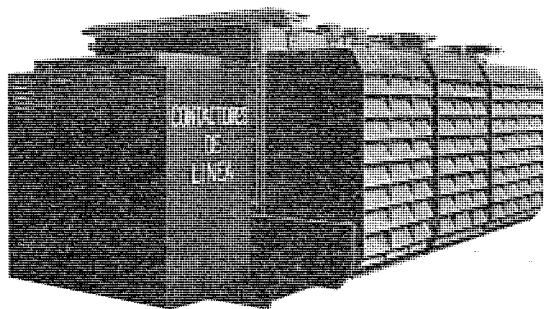


図 4.3 ML-10-412 形 断流器箱 (正面)
Type ML-10-412 line breaker box.

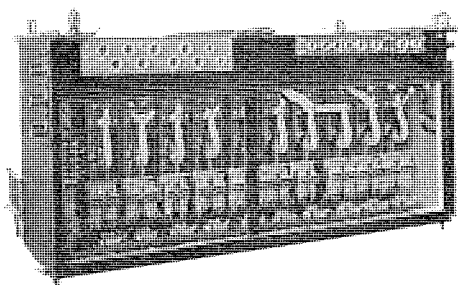


図 4.4 ML-10-412 形 断流器箱 (裏面)
Type ML-10-412 line breaker box.



図 4.5 CB-55 C-1 形 主制御器 (正面)
Type CB-55 C-1 main controller box.

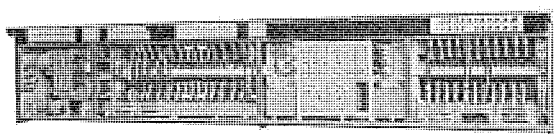


図 4.6 CB-55 C-1 形 主制御器 (裏面)
Type CB-55 C-1 main controller box.

器用として開発されたものである。従来のこの種 カム 接触器は常時開側 (B側) 接点を接触させる場合、接点間のすべりがひどくて常時閉側 (A側) の接点に比べて摩擦が多くなる欠点があったが、今回開発したものは、A側・B側ともろがり接触を行なうように可動接触子台を特殊な構造にしている。

4.3 断流器箱

断流器箱は単位スイッチ 10 台、断流器用 CR 板 1 組および箱外側の減流抵抗器 1 組で構成されている。断流器箱は車体わくに直接取付けているため、箱内器具の帯電部と非帯電部間には、定格電圧 3,000 V に耐えうるように十分な絶縁距離を確保している。

断流器箱はつぎのような特長を有している。

(1) 補助 アーク 流しは軽量化を図り、FRP 製一体成型のものを採用した。

(2) (1)を実施したために、前面の点検窓を大幅に広げることができ、点検を容易にした。

(3) アーク 吹出窓を除いて完全防水に徹した。

4.4 主制御器

主制御器箱は電圧切換器を格納したために、大きさ・重量ともに当社の記録品となった (全長 4,480 mm, 重量 1,540 kg)。

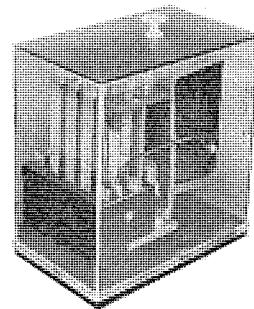


図 4.7 UG-S 741 形 補助継電器
Type UG-S 741 auxiliary relay.

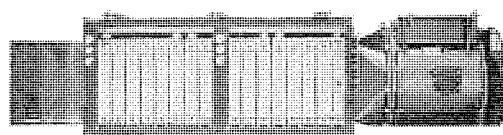


図 4.8 RB-1017 形 主抵抗器箱
Type RB-1017 main resistor box.

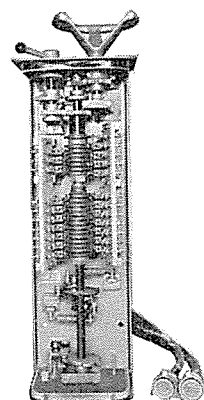


図 4.9 KL-1003 形 主幹制御器
Type KL-1003 master controller

主制御器は、主カム接触器を主体に無接点制御器・継電器・抵抗管・セレン整流器等多くの機器を格納している。外部配線はすべて引込み式で、主回路は裏面より、制御回路は右側板より引込んでいる。

格納機器が多くてスペース的に苦しい条件であったが、カム軸配置を図 4.5、4.6 に示すように単純にまとめたために、全体が簡潔で点検も容易な配置となった。抵抗制御・界磁制御用カム接触器にはバリヤをもうけて、異常電圧がかかってもアークオーバーしないように配慮した。減速装置はウオームギヤ 2 段減速とし、カムシャフトは 60 mm の角形中空のものとしてシャフトのたわみ量の減少とカムのゆるみ発生を防止した。

4.5 主抵抗器

主抵抗器は抑速発電制動を行なうために、強制通風式の連続 1,100 kW という大容量のものである。抵抗エレメントは高抵抗値を有する放熱効果のよい幅 30 mm の鉄クロムの平形を使用している。主抵抗器は 2 箱からなり、それぞれの箱内には 17 個の抵抗ユニットが格納されている。各ユニットには温度検出器を備え、主抵抗器過熱時の保護を行なっている。

4.6 主幹制御器

主ハンドルは丸形で、一つのハンドルで力行および発電抑速制動の操作を行なうことができるようになっており、力行側 1 ノッチ、直列・直列弱め界磁 (2 段)・並列・並列弱め界磁 (4 段) ノッチおよびブレーキの進め・保ち・もどしの各ノッチを有している。力行中は、上

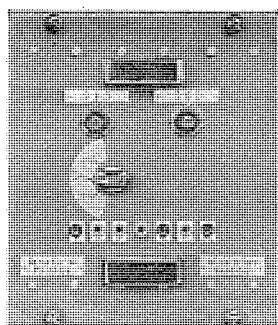


図 4.10 MS-512 AS 形 無接点装置 (正面)
Type MS-512 AS static control package.

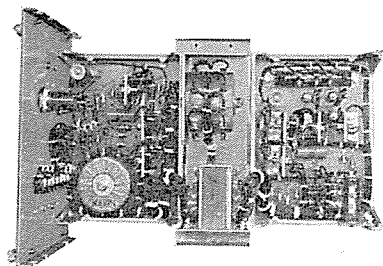


図 4.11 MS-512 AS 形 無接点装置 (裏面)
Type MS-512 AS static control package.

記の9段のノッチにより細かいバランススピード選択が可能である。ブレーキ側は進めまたはもどしの位置で主ハンドルから手をはなすと、主幹制御器の下部に設けられたばねもどし機構により自動的に保ちの位置にリターンするようにできている。

4.7 無接点制御器

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

5. 駆動装置

駆動装置の要目を表 5.1 に示す。また、ギヤユニットの外観を図 5.1 に示す。

ギヤユニットにはモジュール9、圧力角 26° の歯車を使用して強度を十分なものとした。また、スティーパングル形軸受を採用してスラスト強

表 5.1 駆動装置要目
Principal data of driving unit.

ギヤユニット形名	WN-1055-AF
歯車比	74/23
歯直角モジュール	9
圧力角	26°
ねじれ角	20°
重量	585 kg
ギヤカップリング形名	WN-2577-FR ₃
重量	60 kg

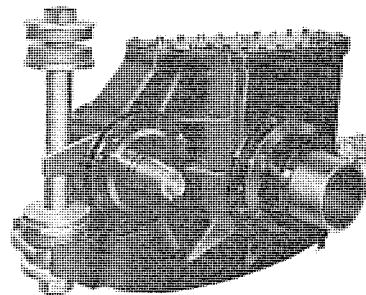


図 5.1 WN-1055-AF 形 減速歯車装置
Type WN-1055-AF reduction gear unit.

度を大きくしている。

ギヤカップリングは歯形を2段クラウニングとして、小形軽量ながら十分なトルク伝達能力・変位能力を持たせている。

6. む す び

以上、きわめて概括的であるが、この種々の特長ある電車の概要を述べた。各機器ともきわめて短期間のうちに製造ならびに形式試験が実施されたが、すべて計画どおりの初期の性能が得られた。三菱電機の担当する1号車用電機品は昭和45年5月に無事船積みされ、目下スペインで完成車としてのぎ装が急がれている。先の16両および40両の電気機関車につづいて、スペイン国鉄に対しては三度目の輸出となる今回の電車が、雄姿を見せる日も近い。これを機会に日本の技術レベルのほどが欧米において再認識され、電鉄用電機品、さらに他の機器までも数多く海外に離飛する日の近からんことを願って筆をおきたい。

最新の車上自動運転装置

六 藤 孝 雄*

金子 弘美**・石本 正明**

The Newest Automatic Train Control Equipment Aboard Trains

Itami Works Takao MUTO

Kamakura Works Hiromi KANEKO・Masaaki ISHIMOTO

The traffic volume is ever on the increase in J. N. R. and private railways. To cope with it every possible means is taken such as construction of new lines, employment of trains with high performance and curtailment of headway. In the back of the elevation of operation efficiency and security of safety stand the development of automatic train control equipment, which consists of apparatus aboard trains and ground equipment.

The article describes in reference to the former the latest devices and their technical trends; in particular introduction is made on ATC, automatic stop control and ATO in connection with the high reliability, multiplex ability to obtain high accuracy and digitalization with IC by quoting practical examples.

1. ま え が き

近年、国鉄・私鉄の輸送量の増加はめざましいものがある。この輸送量の増加に対処するために、新路線の増設・高性能列車の投入・運転時隔の短縮などがなされている。運転能率の向上と保安度の確保の背景には、自動運転装置の開発と採用が見られ、これらの装置がはたした役割は大きい。

当社においては新幹線試験電車で自動運転装置をはじめ、帝都高速度交通営団千代田線や大阪市交通局地下鉄向けに最新のICによる多重化ATC装置や高精能ATO装置が開発されて、多数納入されている。これら自動運転装置は技術的にも新たな試みがなされ、その効果が目下確認されている。

2. 車上自動運転装置の動向

列車の自動制御は列車密度の向上、列車速度の向上に伴う列車乗務員の負担の増大が著しく、運転操作の自動化と安全の確保という形で鋭意検討が進められている。

列車の自動運転の方式は大別して、

- (a) 車上分散制御方式
- (b) 地上集中制御方式

があり、その利害得失が種々検討されている。

ここで述べる車上自動運転装置は、中央に置かれたCTCと連動して個々の列車を制御する方式に適している。

列車の運転方式で地上信号方式(Wayside Signal)におけるATC装置は、運転士の速度制御のバックアップとして作用し、運転士は制限速度を超過しないで運転することが要求される。しかし、東海道新幹線を代表として地下鉄においても車両信号方式(Cab Signal)が採用されるようになった。

車内信号化と同時に運転の高密度化が必要となり、列車の速度制御を行なう演算は高い精度が要求される。また、さらに機器の高精度演算を期待するために、高度の調整や再三の調整による手直しは保守の点で望ましくない。そこで無調整で安定な高精度を得ることのできるデジタル演算化が行なわれた。デジタル化は半導体素子の

進歩、とくにICの信頼度が向上され、民生用素子が多数供給されるにいたってその気運が高まった。

ATO装置においてもどのような努力が払われている。この装置は駅での定位置停止機能を有しているが、停止精度を決定する要因として、列車性能との結びつきが大きく、この中でもブレーキ装置の応答と精度とは強いつながりがある。新幹線試験電車では、電気指令による油圧ブレーキ制御が、また大阪地下鉄においては電気指令による空気ブレーキ制御が開発され、すぐれた応答と高い精度を得るにいった。

この分野での当社の研究と相まって、きわめて良好な停止精度を得ることができた、定位置停止装置の多重化については、列車制御装置への出力受け渡し指令種別が多く、ATC装置とどのような方式では、多重化された各系の出力を最終出力として集約する回路が大きくなって実用的でなくなる。そこで、新しい主機一補機方式を採用し、多出力装置の多重化を合理的に実施している。

3. ATC装置の実施例

キャプシグナルATC装置として、ICで多重化されたATC装置を帝都高速度交通営団千代田線チョップ車向けに昭和45年10月ころより多数納入すると同時に、同線区に相互乗入れを行なう日本国有鉄道103系車向けに製作納入している。千代田線部分開通時分においては、昭和44年2月に20セット納入し、すでに約1年間実働実績をみている。

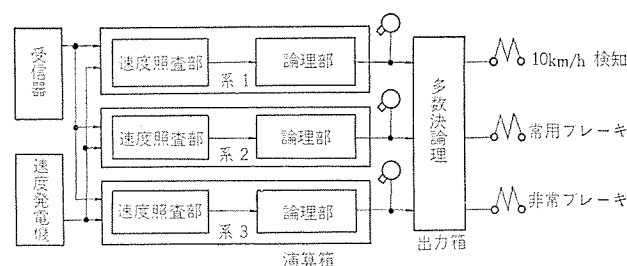
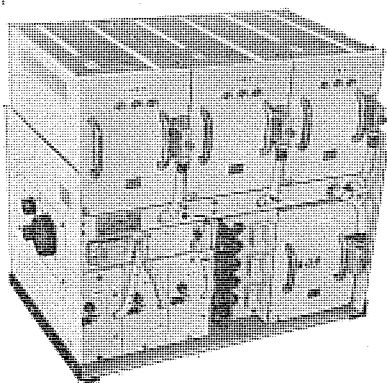


図 3.1 三重系ATC装置の構成
ATC block diagram of three channels system.



Exterior view of three channels system
ATC for Teito Rapid Transit Authority.

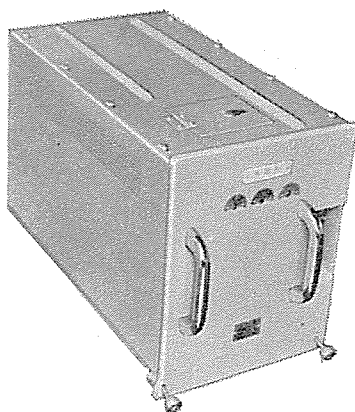


图 3.3 演算箱外形
Exterior view of a control unit.

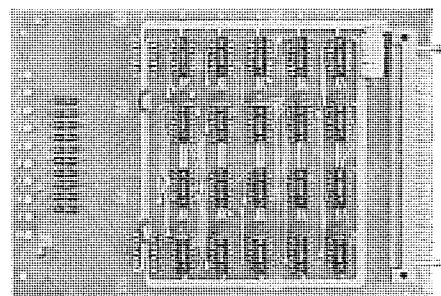


図 3.4 IC カード 外形
Speed checker element integrated circuits.

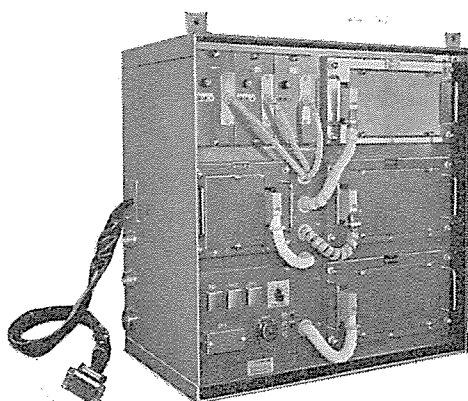


図 3.5 日本国有鉄道納入三重系 ATC 装置外形
Exterior view of three channels system ATC for JNR.

この ATC 装置の構成を図 3. 1 に、また外形を図 3. 2 に示す。この装置では列車制限速度と実速度との速度比較を行なう速度照査部と、ブレーキ種別の選定や確認扱いを行なう論理部とをカードで体化し、これを一系列として一つの内箱に演算箱として収容している。この演算箱を図 3. 3 に示す。また、これに格納されている IC カードの 1 例を図 3. 4 に示す。このブロックが、三つ並列に使用され、各系列からの出力である 10 km/h 検知、常用ブレーキ指令の各指令は、発光ダイオードを使用した動作表示灯で表示される。これら各系の指令は、出力箱に収容されている多数決論理回路で 2 out of 3 の選択が行なわれる。この装置は帝都高速度交通営団向けに納入した装置であるが、ぎ(艦)装構造ならび故障切り放しなど一部異なる日本国有鉄道向けに納入した ATC 装置の外形図を図 3. 5 に示す。

3.1 演算部

演算部は速度発電機からの正弦波電圧を波形整形する回路，クロックパルスのための発振回路，クロックパルス発生回路，制限速度に応じた周波数パターンを作るためのパルス分配回路，パターンパルス発生回路，比較回路，故障検知回路，同期回路および論理回路よりなり，図 3. 6 にその構成を示す。

速度発電機の出力を波形整形を行なった後、同期回路でクロックパルスに同期した出力 f_v として比較器に与え、制限速度に相当するパターンパルスは、クロックパルスをパルス分配回路で $1/2$ の等比パルス列に分周し、パターンパルス発生回路で速度制限信号に応じてそれらが組み合わせられ、 P_P として比較器に入る。10 KV は 10 km/h 検知用であり、 P_P' は故障検知用で、 P_P より 5 km/h 高いパターンにしている。

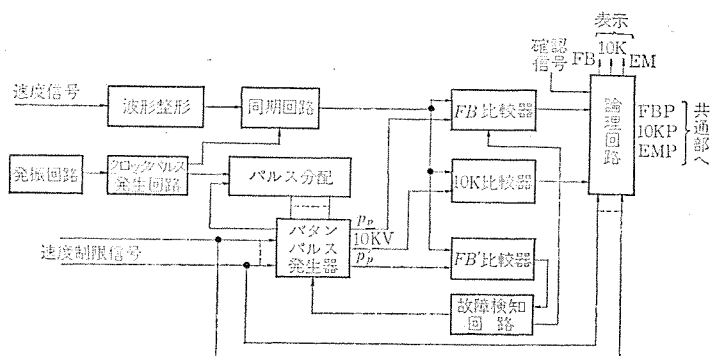


図 3.6 演算部構成
Block diagram of controller unit.

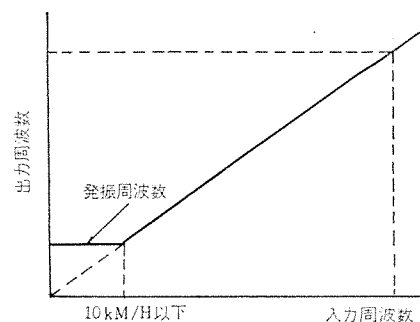


图 3.7 波形整形回路入出力特性
Input-output curve of velocity input circuit.

FB, 10 K 比較器ではパターンパルスと速度パルスとの比較を行ない、パターンパルスより速度パルスが高いときにブレーキ指令を出し、速度が 10 km/h 以下になれば 10 K 検知情報が出る。FB' 比較器は故障検知用と FB 比較器のバックアップをかねた比較器であり、FB 比較器が故障したときには P_F より、5 km/h 高い点で動作して FB 比較器とどのようなブレーキ指令を出すか、その他の照査部を構成しているものの故障に対しては、故障検知を行なってブレーキ指令の出たままの状態となる。

3.1.1 波形整形回路

ここでは前記のように速度発電機からの出力電圧を方形波に整形するだけでなく、速度発電機の巻線コイルの断線検知のために電車が停止しているときには10 km/h 以下の速度周波数で発電していて、断線したときには発電が停止して故障検知回路で検出される。

図 3.7 はこの回路の入力と出力の関係を示すもので、入力周波数は実際には速度発電機出力であるので、周波数が大きくなるにつれてそのレベルも大きくなり、発振周波数以上では入力周波数がそ

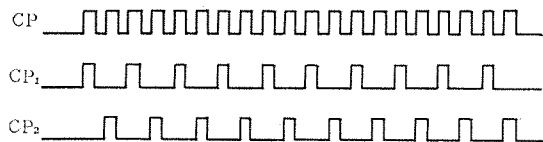


図 3.8 クロックパルス作成
Clock pulse.

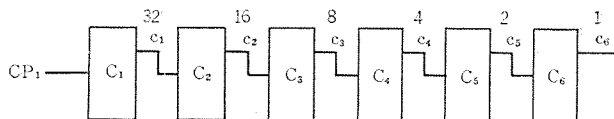


図 3.9 パルス分配カウンタ
Pulse distributing counter.

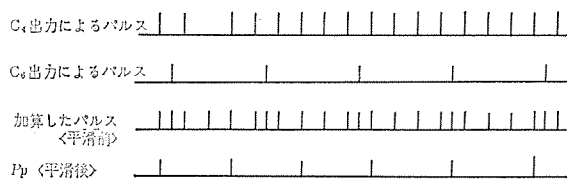


図 3.10 パターンパルス作成
Pattern pulse.

のまま出力にあらわれる。

3.1.2 発振回路

発振回路はパターンパルスを作るための基準となるもので、水晶発振回路を用いており、発振周波数はつぎのように求められる。

$$F_v = \frac{NV}{3.6\pi D} = \frac{250N}{3.6\pi} \cdot \frac{v}{d} = F \cdot \frac{v}{d} \quad (3.1)$$

F_v : 速度周波数 (Hz) N : 速度発電機歯数 (98)
 V : 速度 (km/h) D : 車輪径 (m) 0.78~0.86 5 段階
 v : $\frac{V}{5}$ d : $50D=39, 40, 41, 42, 43$
 F : $\frac{250}{3.6\pi} N \approx 2,167$ (Hz)

式 (3.1) は速度 V km/h、車輪径 D の速度周波数は F を $\frac{v}{d}$ すれば求められることを意味し、ここで d 、 v ともに整数となるので、 $F=2,167$ (Hz) の周波数パルスがあればそれを分周して組み合わせればよいことになる。実際には F の 8 倍した $CP=17.33$ kHz を発振周波数としている。

3.1.3 クロックパルス発生回路

発振回路よりの CP を一つおきにとりだし、互いに位相の 180° 異なるクロックパルス CP1、CP2 を作っている。このためにクロック (CP) の周波数を 2 倍にしてある。その様子を図 3.8 に示す。

3.1.4 パルス分配回路

発振回路の式 (3.1) により発振周波数 F の $1/39 \sim 1/43$ が $V=5$ km/h に相当する周波数となるために 39~43 分周のカウンタを作る。

図 3.9 に示すように CP1 を入力とする 6 段のカウンタを使用すると、 C_6 は CP1 周波数の $1/64$ になり、この 64 分周を 39~43 分周にするために $64-39 \sim 43=25 \sim 21$ パルスを、カウンタ等価入力として加えてカウンタを進めることにより CP1 パルスとしては見かけ上 39~43 分周のカウンタとなる。カウンタが一巡する間に C_6 から 1 個、 C_5 は 2 個、 C_4 は 4 個、 C_3 は 8 個、 C_2 は 16 個のパルスを取り出すことができ (実際にはカウンタの出力それぞれの立上りを微分してパルスを作る)、25~21 のパルスはこのパルスをその時の車輪径の大きさに応じて組み合わせて作ることで車輪径補正が行なわれる。

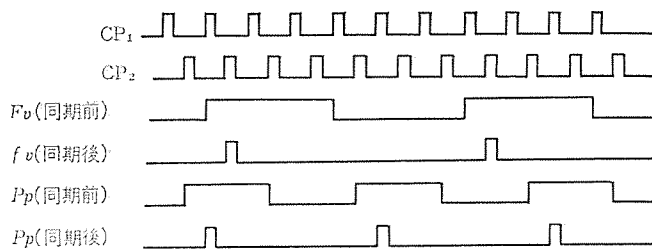


図 3.11 パルス同期
Pulse synchronization.

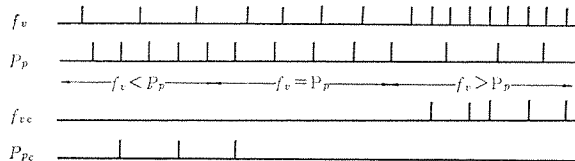


図 3.12 周波数比較
Frequency comparison.

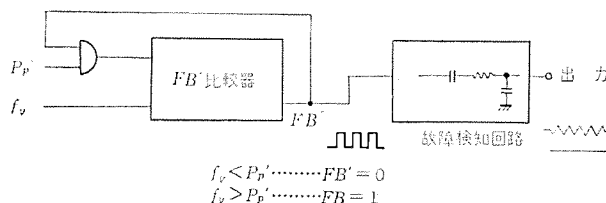


図 3.13 故障検知回路ブロック図
Block diagram of fail detection circuits.

以上の分周により C_6 カウンタのパルス周波数は 5 km/h ($v=1$) 相当、また C_5 カウンタは 10 km/h ($v=2$)、 $C_4=20$ km/h ($v=4$)、 $C_3=40$ km/h ($v=8$)、 $C_2=80$ km/h ($v=16$) 相当の周波数が発生できる。

3.1.5 バタパルス発生回路

パルス分配回路で得られる周波数を組み合わせて制限速度に相当するパターン周波数を発生する。たとえば、制限速度が 25 km/h の時は 20 km/h と 5 km/h、すなわち C_4 、 C_6 カウンタ出力で得られるパルスを加えることにより発生できる。他の制限速度の場合もどうようにしてできるが、実際にここで得られるパターンパルスを図にすると図 3.10 のようにパルス間隔にばらつきがあり、速度周波数 f_v と比較する場合にパルス間隔が小さいときには周波数が高く、反対に間隔が大きいときには低いと判断されることとなり、正常な比較が不可能となる。このために実際に比較器に渡す P_p は、図のように 4 パルスごとに 1 パルスを取り出して間隔の平滑化を行なったもので、もちろんこのためには先に説明したクロック (CP) 周波数を最初から 4 倍したものとしてある。

3.1.6 同期回路

比較器にはいる f_v 、 P_p パルスは同時にはいることを避けるため、それぞれ位相の違う CP_2 、 CP_1 のクロックパルスで同期をとっており、図 3.11 にそのようすを示す。

3.1.7 比較回路

図 3.12 は f_v と P_p の比較例で、 f_{vc} と P_{pc} は f_v と P_p のうち、一方が続けて 2 パルス以上比較器にはいったときに 2 パルスめより現われ、 $f_v < P_p$ のときには P_{pc} が現われ $f_v = P_p$ であれば現れず、 $f_v > P_p$ のときには f_{vc} が現われ、 f_{vc} が現われたときがブレーキ指令となる。

3.1.8 故障検知回路

故障検知は FB' 比較器の出力を利用しているが、この比較器にはいる入力 P_p' を図 3.13 のように FB' 出力で制御することにより

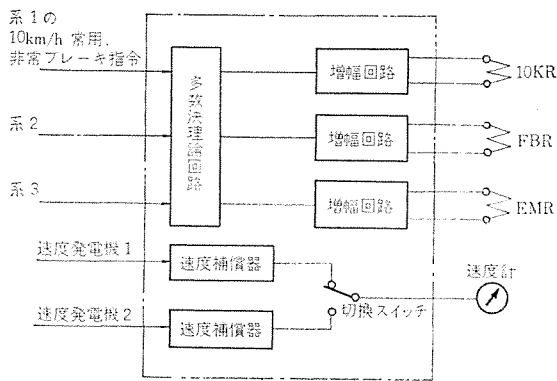


図 3.14 出力部構成ブロック図
Block diagram of output unit.

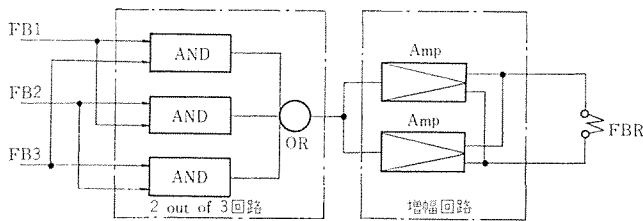


図 3.15 常用ブレーキ指令の 2 out of 3 回路と増幅回路
2 out of 3 circuits and amplifier circuits for normal brake service.

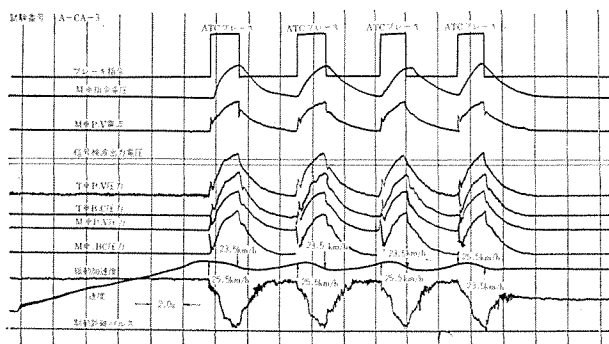


図 3.16 ATC 現車試験 オシログラム
ATC test run oscillogram.

表 3.1 ATC 系統の各部応答
Response at every part of ATC system.

項	目	応 答 時 間
信号変化より FBR 落下まで(信号継電器時素を含む)		0.7~0.8 s
FBR 継電器落下より BC 圧立上りまで		0.3 s
信号変化より減速開始まで		1.2~1.6 s

表 3.2 ATC 制動試験結果
Brake test result of ATC.

試 験 項 目	信号条件	制動初速	制動時間	制動距離
A-CA-3	25→0	23km/h	7.1 s	25.7 m
A-CA-4	40→0	41	11.3	71.5
A-CA-5-1	25→0	19.5	6.8	27.0
A-CA-6	40→0	41	11.1	71.5
A-CA-7	25→0	20	6.3	21.6
B-CA-2	40→0	40	10.7	71.5
B-CA-3	25→0	18	5.3	14.8
B-CA-4	40→0	42	10.5	65.0
B-CA-5-2	25→0	23	6.3	24.3
B-CA-6	40→0	34	8.7	54.0
B-CA-8	40→0	35	8.4	48.6

$f_r < P_{P'}$ であれば FB' は“1”，“0”を繰返すことになる。すなわち、まず $FB'=1$ であったとして $f_r < P_{P'}$ なので $FB'=0$ となる、それと同時に $P_{P'}$ はゲートが閉じるために f_r だけが比較器に入り、そのためにまた $FB=1$ となってもとにもどる、以上の繰返し $f_r < P_{P'}$ のときには常に行なわれるが、 $f_r > P_{P'}$ となれば $FB'=1$ のままとなる。故障検知回路では FB' が交流信号であれば、それを受けて積分し、直流出力にして FB と 10 K の比較回路の出力を制御するトランジスタ回路のバイアスとしているために正常な出力が論理部へ渡せるが、 $f_r > P_{P'}$ となって交流信号でなくなればバイアス用電圧が得られないために、ブレーキ指令として論理部へ送られることになる。 $f_r > P_{P'}$ となる原因は種々考えられるが、たとえば速度発電機の巻線断が生ずると、3.1.1 項で述べた発振が停止するために列車が停止中でも故意に f_r の周波数が零とならないようにしていたのが零となるために故障検知されるし、 FB 比較器が故障して $f_r > P_{P'}$ となってもブレーキ指令がない場合にこの回路で $f_r > P_{P'}$ となれば、故障検知されてブレーキ指令がでる。その他、照査部内全体にわたって回路素子の故障に対しては完全にフェイルセーフにできている。

3.1.9 論理回路

この回路は、IC を使用したフェイルセーフロジックを使用して下記の論理を組んでいる。

(1) 0 信号を受信したときには常用ブレーキが作用して列車を停止させる。この後、信号が上位に変化しても、常用ブレーキが自動緩解しない。

(2) 上記で作用した常用ブレーキは、ATC 信号が上位に変化して列車速度が 10 km/h 以下になったときに確認操作を行えば緩解する。

以上の論理以外に動作表示灯である発光ダイオードの制御ならびに演算箱からの最終出力信号のレベル変換を行なう。

3.2 出力部

演算部からの 10 km/h 検知出力と、常用ブレーキ指令ならびに非常ブレーキ指令は出力部にそれぞれ加えられる。出力部の構成を図 3.14 に示す。ここでは各系列からのそれぞれの指令ごとに多数決の論理が生まれ、各系列の指令のうち少なくとも 2 系列以上が一致したときに、この指令を増幅器で増幅して 34 号形 12 V 継電器を作動させる。

また出力部の中には、列車速度を指示メータで表示するための速度計補償器が 2 回路組込まれている。この速度補償器は列車速度をギヤ装架の誘導形速度発電機で周波数として取り出し、主としてトランジスタと飽和トランスで構成された、単安定マルチ回路で、アナログ電流に変換する高精度速度計装置である。

3.2.1 多数決論理回路

この回路は演算部のおおのの出力を入力として多数決を取るための回路で、これを AND 回路を基本にしたフェイルセーフ構成がなされている。基板上には AND 回路が 6 組構成されていて、この基板で 2 組の 2 out of 3 回路を組むことができる。

図 3.15 に AND 回路を使用した 2 out of 3 回路の構成を示す。

3.2.2 増幅回路

この回路はトランジスタを主要演算素子としたフェイルセーフ増幅回路である。この回路は交流的に作用し、負荷に対してはコンデンサを介して電力を供給している。この回路は、信頼度の向上を図るために 2 回路を並列に接続して使用している。各回路の電源は、系列 1 と

2から供給され、1系列の電源が故障してもシステム故障が生じないように計画されている。

3.3 現車試験結果

昭和45年10月に、千代田線で現車試験を実施した。各速度制限信号に対して、ATCブレーキが作用する速度照査精度は、出力継電器の動作時間遅れに基づく誤差も含めて0.5~1.0 km/hの偏差で、きわめて安定した制御が行なわれており、デジタル制御の特長をいかに発揮している。動作応答については、信号が下位に変化してからATCブレーキが作用して列車が減速しはじめる。時間遅れは1.2~1.6 s程度である。ATC各部の時間遅れ分布は、表3.1のようになる。また、各信号域より O_1 信号にはいり、停止するまでの制動試験は表3.2のようになる。電気指令-空気制御方式の新ブレーキ装置のすぐれたブレーキ応答とともに、信号変化から停止するまでの平均減速度としては常用最大ブレーキ $\beta=4$ km/h/sに近い値が得られている。図3.16に現車試験で得られた試験データの一部を示す。

現車での全試験を通じてノイズ、サージによるIC機器の誤動作や異常動作などの有害な現象はなく、計画所期の性能を十分に満足することが確認できた。

4. 定位置停止装置の実施例

定位置停止装置は、国鉄中央線や山手線などで数多くの実績があるが、このたび新幹線試験電車向け定位置停止装置を製作納入し、すぐれた制御特性を得ることができたのでこの装置について紹介する。

4.1 装置の概要

この定位置停止自動列車制御装置は、地点信号を車上に設置された地点検知発振器により検知し、車上で停止パターンを発生し、このパターンとギヤケースに取付けられた速度発電機より得られた列車速度とを入力として、列車のブレーキを制御して定位置停止点に列車を停止させる機能を有している。

ブレーキ力は列車速度-停止距離により決定される領域をKO・KA・KB・KC・KDの5本の区分線により分けられた領域に応じて使用させる。

列車速度ならびに停止距離を検出するために、2台の速度発電機が別軸に取付けて利用される。これはブレーキ作用時にスキッドが発生して距離の計測に誤差が発生することを防ぐ対策として行なうもので、2台の発電機のうちの発生周波数の大きなほうが速度入力として利用される。

この装置はシステム信頼度を高くするために、三重系システムを採用している。この三重系装置では、各系の構成を1・2・3系列とも同一の構成にすることにより、保守のための予備機は1種類ですみ、また点検も容易となる。

4.2 装置の機能と構成

4.2.1 性能ならびに定格

本装置の性能、定格をつぎに示す。

(1) 電源電圧

AC 100 V \pm 5 % 400 Hz

DC 100 V \pm $\frac{10}{30}$ %

(2) 定位置停止減速度

$\beta_P=1.7$ km/h/s

(3) ブレーキ装置

電気指令式油圧ブレーキ装置

(4) ブレーキ装置減速度

最大減速度 (7ノッチ相当) $\beta_{\max}=2.6$ km/h/s

(5) 定位置停止進入速度

最高進入速度 $V_{IN\max}=70$ km/h

(6) 地点信号

停止区間開始点 $P_1=645$ m

$P_2=24.5$ m

(7) 速度照査精度

速度発電機換算 3 パルス

(8) 車輪径補正

920~1,000 mm 5 mm ピッチ 17 段

(9) 速度演算能力

0~300 km/h (速度発電機換算 0~1,547 Hz)

(10) 速度入力

速度発電機電圧 15 Hz 時 0.35 V

1,400 Hz 時 7.0 V

(11) 多重化構成

3 重系 故障検出自動切り放し

(12) 停止精度

± 50 cm

4.2.2 構成

装置の外形を図4.1に示す。

この装置は演算部(3系列)と共通部との計4ブロックより構成されている。演算部はICを主要な演算子とした無接点部で、照査回路・論理回路・故障検出回路などから構成されている。共通部はワイヤスプリングリレーを使用した論理継電回路で、本装置の出力であるブレーキ指令を発生する3個の継電器を主体として地点信号指令、故障表示などを行なう。

表示器としては、下記の内容を表示する。

(1) AC電源 1・2・3系列用 ランプ3個

(2) DC電源 共通部電源用 ランプ1個

(3) 速度発電機巻線断線 ランプ1個

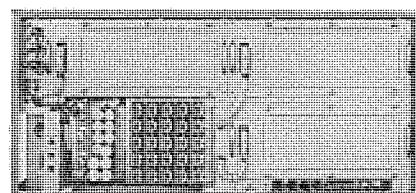


図 4.1 定位置停止装置外形
Train automatic stop control apparatus.

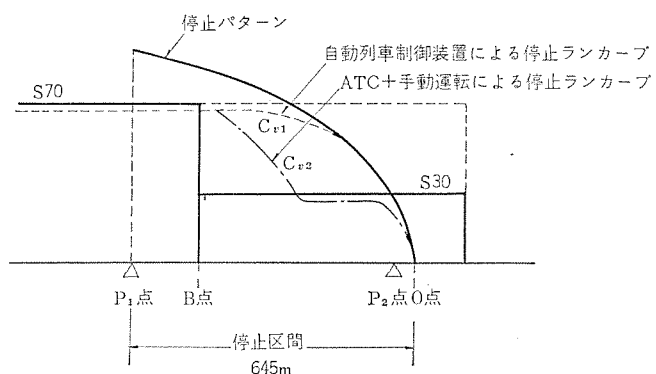


図 4.2 地点信号と停止パターン
Principle of automatic stop control.

- (4) 系列故障 ターゲット3個
- (5) システム故障 ランプ1個
- (6) 装置動作状態表示 ランプ1個

4.2.3 動作

駅停車する場合、ATC 信号 S70 により 70 km/h まで列車速度は制限され、停止パターンに進入する。

停止パターンは定位置停止点 0 点に減速度 $\beta_P=1.7$ km/h/s で計画されたパターンで、この開始点 P_1 は 0 点から 645 m の地点に設置されている。また、距離補正点 P_2 は、0 点から 24.5 m の点に設置されている。この S70 信号は B 点より S30 信号に変わる。

ATC 信号と停止パターンとの関係ならびに地点信号の位置を、図 4.2 に示す。ATC 制御による手動運転では、図 4.2 のランカーブ CV_1 が示すように、30 区間で列車速度がいったん 30 km/h 以下に ATC 信号 S30 で制限されて停止する。

ところで、この自動列車による定位置停止は、 CV_1 のランカーブで表わされる。この制御では、B 点以降の 30 km/h 制限が 70 km/h に読みかえられている。そこでは ATC 信号 S30 制限を越えた制御がこの装置で行なわれる。したがって、この装置の安全性と信頼度は、ATC と同等か、もしくはそれ以上のものが要求される。

ATC の信号の読みかえは、具体的には地点信号 P_1 を受信して停止パターンが発生されたことにより、30 km/h 制限を 70 km/h 制限にしている。そして、このパターンが発生しないか、発生しても機器がシステム故障が発生して定位置停止の機能を失った場合には、この信号読みかえは行なわれなくて、通常の ATC 制御が自動的に行なわれる。

4.2.4 構成

この装置はシステム信頼度を高くするために三重系に構成し、論理演算素子には、半導体集積回路素子を使用し、部品の信頼度向上と装置の小形化をはかった。図 4.3 にこの装置の多重化構成を示す。

各系列は照査回路・論理回路・故障検出回路等より構成され、この部分で停止パターンを発生し、このパターンに収検されるためのブレーキ力の選定が行なわれる。この機能は各系列において同様に演算されるわけであるが、このうち出力継電器に演算出力を指令する系列を主機とし、残りの 2 系列を補機として使用する。補機となった 2 系列は、主機の演算結果と自分の系の演算とを照合して、主機と演算結果が一致するかどうかを判定する故障検出機能を持つ。この場合、主機の演算結果は出力継電器の動作状態により判定される。

主機が故障した場合には主機が切り放され、補機のうち一方が主

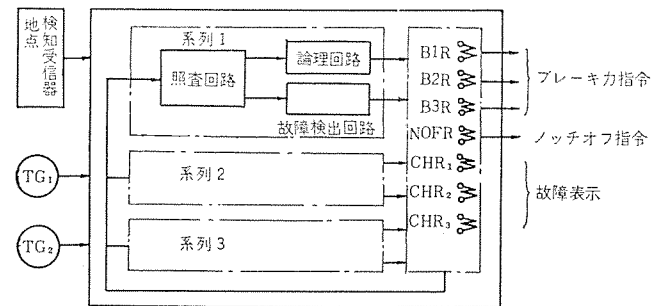


図 4.3 三重系定位置停止自動列車制御装置構成
Block diagram of three channels system used for automatic stop control apparatus.

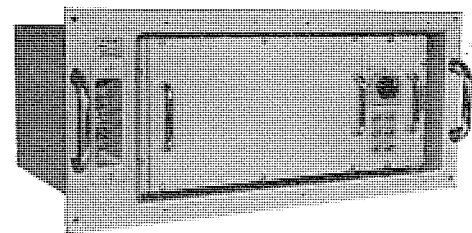


図 4.4 演算箱外形
Exterior view of a control unit for automatic stop control.

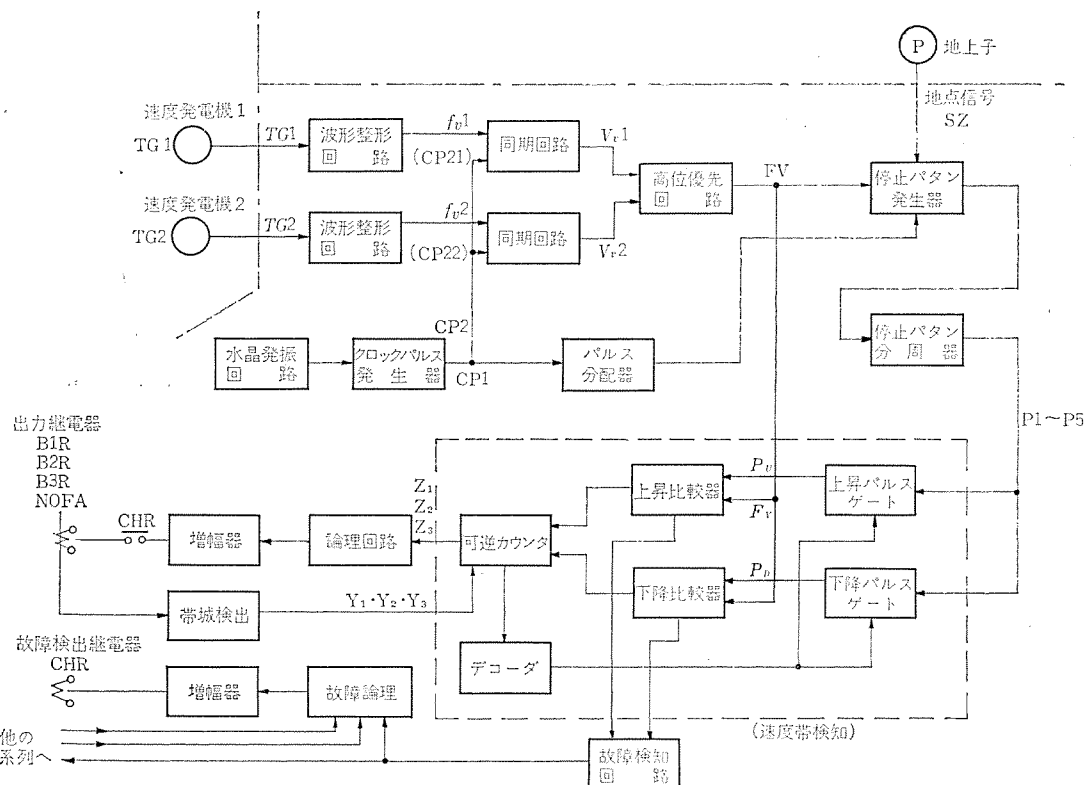


図 4.5 演算部構成ブロック図
Block diagram of control unit.

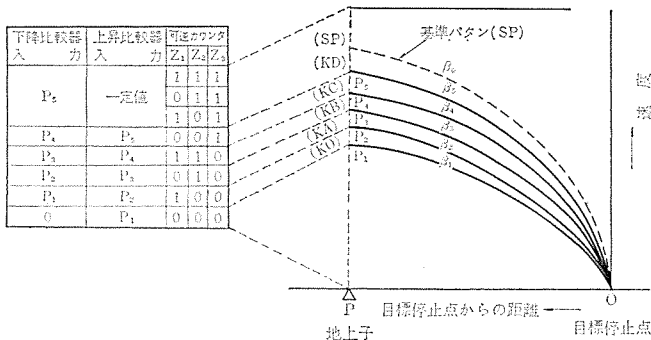


図 4.6 停止パターンと速度帯検知出力
Relations between the stopping pattern and output of speed bands detector.

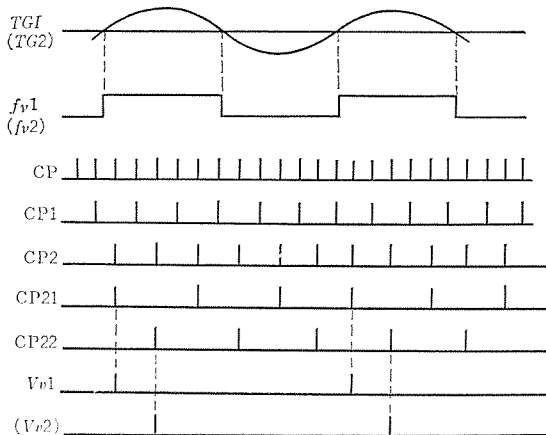


図 4.7 速度信号とクロックパルスのタイムチャート
Time chart of speed signal and clock pulses.

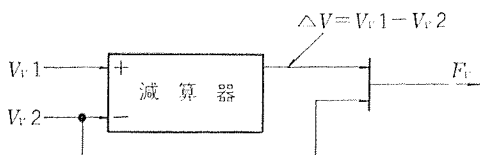


図 4.8 高位優先回路ブロック図
Block diagram of upper frequency select circuits.

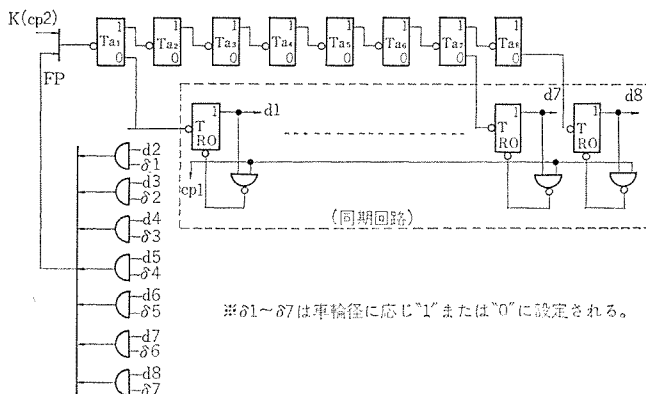


図 4.9 パルス分配器
Pulse distributor.

機として作用し、残る他方が補機として作用する。これにより 1 系列の故障が起こっても正規の制御が可能である。

4.3 演算部

この装置の主要部である演算部について述べる。この部分は車軸に取付けられた速度発電機から得られる速度周波数信号と、目標停止点の一定距離手前に設置された地上子からの地点信号により、二次曲線に近似された一定減速度の停止パターンを発生させ、これを基

準にして列車速度レベルを判定してブレーキ力制御を行ない、定位置停止制御を行なう。

この演算部は、図 4.4 に示すように一つの演算箱の中に収容されている。この演算箱を 3 組使用して、三重系を構成している。図 4.5 に演算部のブロック図を示す。

4.3.1 速度帯検知

図 4.5 のブロック図において、点線で囲んだ部分が速度帯検知の機能を有する。

可逆カウンタは 3 段で構成され、8 個の状態をとることができ、そのおのおのの状態に対して上昇パルスゲート、下降パルスゲートの出力(上昇比較器、下降器の入力)が設定される。

デコーダは可逆カウンタの 2 進数出力を 10 進数に変換するものである。

いま、仮に速度パルスを F_v とし、 $P_2 < F_v < P_3$ であれば、上昇比較器、下降比較器の出力はともになく、可逆カウンタは $(Z_1, Z_2, Z_3) = (0, 1, 0)$ の状態で静定している。

列車速度が上昇して $P_3 < F_v$ となれば、上昇比較器がこれを検知して可逆カウンタを上昇させる。

逆に、 $P_2 > F_v$ となれば、下降比較器がこれを検知して可逆カウンタを下降させる。そして、最終的には下降比較入力 $< F_v < 上昇比較器入力$ となればカウンタは静定し、そのときの状態が列車速度の存在する速度帯を示すことになる。図 4.6 に上記の内容を示す。

4.3.2 水晶発振回路、波形整形回路

クロックパルスを得るために、周波数安定度の高い水晶発振器を用いている。これにより高精度の演算が可能となる。水晶発振器の出力をもとに、互いに位相の異なるクロックパルス CP1, CP2 を得る。

次に、速度発電機から得られる速度周波数信号は式 (4.1) で示される。

$$f = \frac{NV}{3.6\pi D} \text{ (Hz)} \quad (4.1)$$

N : 車軸 1 回転あたりの出力周波数 (56 Hz/回転)

V : 列車速度 (km/h)

D : 車輪径 (m) (D : 0.92~1.00 m)

上記の速度発電機信号は正弦波信号であるため、波形整形回路で長方形波に整形し、クロックパルス CP2 (CP21, CP22) にそれぞれ同期をとる。以上の関係のタイムチャートを図 4.7 に示す。

4.3.3 高位優先回路

停止パターン発生のための距離信号は速度発電機より得る。すなわち、速度パルス 1 パルスにつき列車の進む距離 Δ (m) は、

$$\Delta = \frac{\pi D}{N} \text{ (m)} \quad (4.2)$$

N : 車軸 1 回転あたりの出力パルス数

D : 車輪径 (m)

で示されるが、もし車輪が滑走 (skid) を起こすと、車輪が回転せずに列車が進むことになるので距離誤差を生ずる。距離誤差が生ずることを防ぐために、異なる 2 軸からの速度信号を比較して常に高いほうの信号をとるような高位優先回路を設ける。このようにすれば、2 軸が同時滑走を起こす確率は少ないから滑走による誤差を防止できる。ブロック図を図 4.8 に示す。

すなわち、減算器の出力 ΔV は

$$\begin{aligned} V_{v1} > V_{v2} \text{ のとき } \Delta V &= V_{v1} - V_{v2} \\ V_{v1} < V_{v2} \text{ のとき } \Delta V &= 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

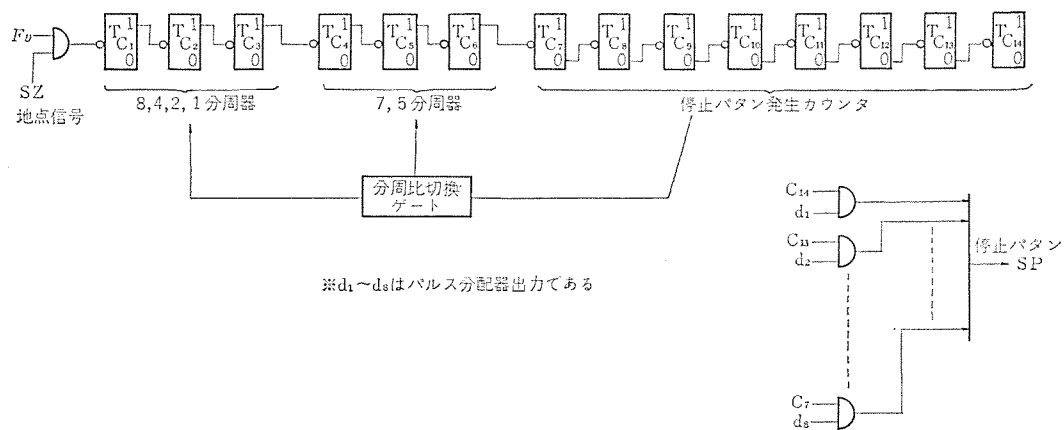


図 4.10 停止パターン発生器

Stopping pattern generator.

となるので、

$V_{r1} > V_{r2}$ のときは

$$F_r = \Delta V + V_{r2} = V_{r1}$$

$V_{r1} \leq V_{r2}$ のときは

$$F_r = V_{r2} \dots \dots \dots (4.4)$$

となり、 V_{r1} 、 V_{r2} のうちの周波数の高いほうが出力として得られる。

4.3.4 パルス分配器

速度周波数信号に対応した内部の基準速度パターンパルスを得るための回路である。

その原理は式 (4.1) を変形して

$$f = \frac{NV}{3.6\pi D} = \frac{200NV}{3.6\pi d} = K \cdot \frac{V}{d} \text{ (Hz)} \dots \dots \dots (4.5)$$

ここで K : 定数

$$d : 200D \left(\begin{array}{l} D : 0.92 \text{ m} \sim 1.00 \text{ m} \\ d : 184 \sim 200 \end{array} \right)$$

(D を 200 倍したのは 0.92~1.00 m まで 5 mm ステップごとの車輪径に対応する基準速パターンパルス度を得るためである)

式 (4.5) は一定周波数 K を車輪径に応じて d 分周すれば、速度 V (km/h) 相当のパターンパルス周波数が得られることを意味する。図 4.9 にパルス分配器の例を示す。ここでは入力にフィードバックされるフィードバックパルス FP がなく、 $a1 \sim a8$ は $2^8 = 256$ 分周カウンタとなるので、車輪径に応じて $d2 \sim d8$ を入力にフィードバックし、等価的にカウンタを進めて 184~200 分周としている。

このようにすれば、 $d1 \sim d8$ として $1/2^N$ 系列 ($N=0 \sim 7$) のパターンパルスが得られる。

4.3.5 停止パターン発生器

目標停止点からの距離を S (m) とし、基準減速度を β (km/h) とすれば

$$V_P^2 = 7.2\beta_0 S \quad V_P : \text{パターン速度 (km/h)}$$

$$\frac{dV_P}{dS} = K \cdot \frac{1}{V_P} (K = 3.6\beta_0) \dots \dots \dots (4.6)$$

式 (4.6) は停止パターンの距離変化がパターン速度に逆比例することを意味する。

これをデジタル演算で行なうには、分周器をカウンタの前に置き、カウンタの値をパターン速度に対応させ、カウンタの値により分周器の分周比を変化させればよい。

本装置で用いた停止パターン発生器を図 4.10 に、また、停止パターンの形状を図 4.11 に示す。

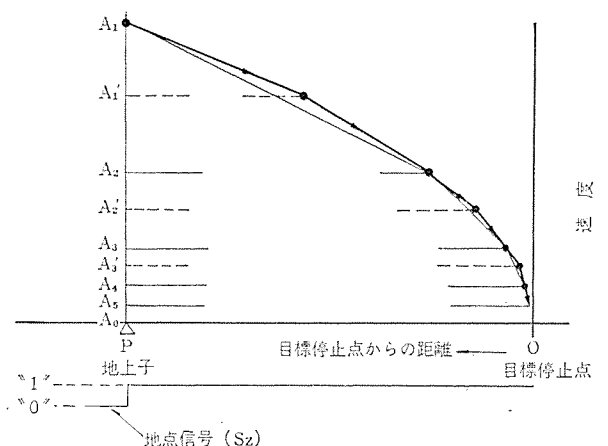


図 4.11 停止パターン
Stopping pattern for automatic stop control.

図 4.10 において停止パターン発生カウンタ $C7 \sim C14$ をプリセットしておき、(最大値にセット) 減算カウンタとして用いる。

$C1 \sim C3$ の分周器は図 4.10 で、 $A1 \sim A2$ 間 ($\overline{A_2 A_0} = 1/2 \overline{A_1 A_0}$) では 8 分周、 $A2 \sim A3$ 間 ($\overline{A_3 A_0} = 1/2 \overline{A_2 A_0} = 1/4 \overline{A_1 A_0}$) では 4 分周、 $A3 \sim A4$ 間 ($\overline{A_4 A_0} = 1/8 \overline{A_1 A_0}$) では 2 分周、 $A4 \sim A5$ 間では 1 分周動作をする。

$C4 \sim C6$ の分周器は折線近似精度を上げるために、さらに上記の $C1 \sim C3$ の分周比が同じ区間を $1/2$ ずつ 7 分周、5 分周を行なわせる。つまり、 $A1 \sim A1'$ 間は 8×7 分周、 $A1' \sim A2$ 間は 8×5 分周、 $A2 \sim A2'$ 間は 4×7 分周、 $A2' \sim A3$ 間は 4×5 分周、……、とする。さらに、パルス分配器の出力 $d1 \sim d8$ は $1/2^N$ 系列 ($N=0 \sim 7$) の速度パターンパルスであるから、 $C14 \sim C7$ をゲート条件として加算すれば停止パターンが得られる。

4.3.6 停止パターン分周回路

上述のようにして得られた基準停止パターンをもとに、所定の減速度をもつ 5 本の停止パターンを作成する。その原理は、いま減速度がそれぞれ β_0 、 β_i (km/h/s) の停止曲線において、停止点からの距離 S (m) における速度をおのの V_0 、 V_i (km/h) とすれば

$$V_0^2 = 7.2\beta_0 S \dots \dots \dots (4.7)$$

$$V_i^2 = 7.2\beta_i S \dots \dots \dots (4.8)$$

式 (4.8) を式 (4.7) で辺々割算を行なうと、

$$\frac{V_i}{V_0} = \sqrt{\frac{\beta_i}{\beta_0}} \dots \dots \dots (4.9)$$

したがって、 β_0 の減速度パターン (速度 V_0 km/h) を $\sqrt{\beta_i/\beta_0}$ 分周すれば、 β_i の減速度パターン (速度 V_i km/h) が得られる。本装置では

表 4.1 故障論理表
List of failure logics.

状 態	DS ₁	DS ₂	DS ₃	判 定 結 果
1	1	1	1	正 常
2	1	0	1	系 列 2 故 障
3	1	1	0	系 列 3 故 障
4	1	0	0	系 列 1 故 障

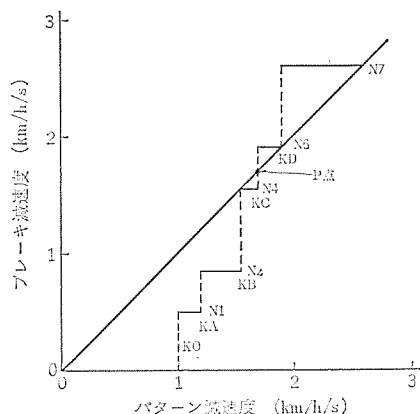


図 4.12 ブレーキパターンとブレーキ力の選定
Relationship between brake pattern and brake retarding force used for automatic stop control.

5本の減速度パターンを用いているため、図4.6のような減速度 $\beta_1 \sim \beta_5$ のパターンKO~KDを作っている。

パターンKO~KDの周波数信号がP1~P5となっている。

4.3.7 故障検知回路

4.3.1項で述べた速度帯検知回路において列車速度の存在する速度帯が検知されると、他の系列においては検知された速度帯に実際に列車速度があるかどうかを照査する。検知された結果が自己の照査する速度帯と一致すれば、故障検知信号DS="1"とし、不一致であればDS="0"とする。

上記に述べた速度帯の検知は「主機」となった系列が行ない、他の系列（「補機」）は照査の機能を行なう。すなわち、「補機」においては「主機」の検知出力（ Z_1, Z_2, Z_3 ）がフィードバックされ（ Y_1, Y_2, Y_3 ）=（ Z_1, Z_2, Z_3 ）として指定され、この指定速度帯に列車速度が存在するか否かを照査する。

4.3.8 故障論理回路

この論理回路は速度帯検知で速度領域について照合された結果、指令される信号DSを各系より入力信号として多数決論理を組み、多数決結果と不一致になった系列を故障と判定する。この故障判定論理は励振信号を使用して、フェイルセーフに作用するように構成されている。この故障論理を表4.1に示す。

4.3.9 論理回路

この回路は、 $Z_1 \cdot Z_2 \cdot Z_3$ の3ビットの速度領域信号を入力として列車速度をKCパターンに収れん（斂）させるために、ブレーキ力の選定を行なっている。

この装置で選定したブレーキパターンとブレーキ力の関係を図4.12に示す。各パターン減速度上に列車が乗るブレーキ力を示す直線との交点P点（KCパターン、 $\beta=1.7$ km/h/s）を中心として、列車は制御される。

4.4 シミュレーション

この装置の制御対象である試験電車のブレーキ系統は、電気伝送により指令されたブレーキ力を油圧ブレーキで作用させていて、従来の

表 4.2 ブレーキ応答特性
Brake response characteristics.

	む だ 時 間	時 定 数
初 込 め	0.2 s	$d\beta/dt = 0.246 \text{ s} : N=1$ $1.72 \text{ s} : N=2 \sim 7$
立 上 り	$L_1=0.2 \text{ s}$	$\tau_1=0$
立 下 り	$L_2=0.2 \text{ s}$	$\tau_2=0.15$

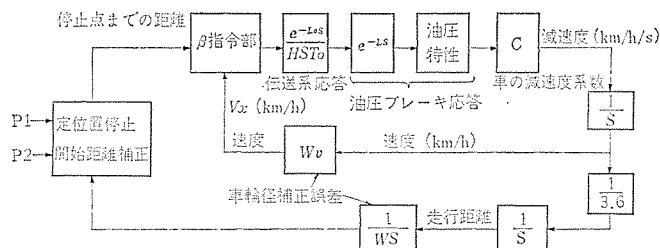


図 4.13 定位停止制御系の伝達関係ダイアグラム
Schematic diagram of automatic stop control system.

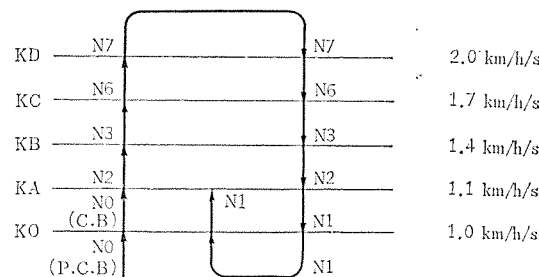


図 4.14 停止パターンA
Pattern A of zone control system.

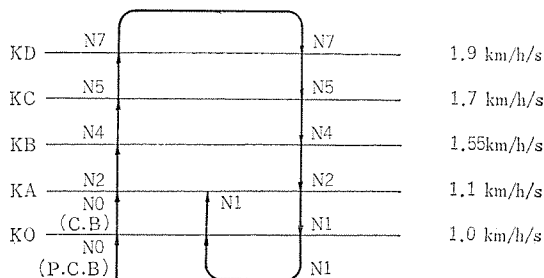


図 4.15 停止パターンB
Pattern B of zone control system.

ものに比べてすぐれた応答特性を有している。また、制御するパターンが645 mという従来の定位位置停止制御に比べて大きいので、車輪径誤差等の距離計測誤差に対する補正点 P_2 の作用効果、ブレーキ力のバラツキによる影響等を検討する意味で、装置の製作に先立ってシミュレーションを試みた。

4.4.1 制御系の構成

図4.13定位位置停止制御系の伝達関数ダイアグラムに示すように、この装置からの減速度 β 指令は、列車の運転指令装置の電気指令系を通して油圧ブレーキ装置に伝達される。そして、列車速度と走行距離が積算されて両者がフィードバックとしてこの装置に与えられる。

図中、 P_1 ：停止パターン発生地点 650 m

P_2 ：補正点 25 m

W_v, W_s ：車輪誤差に基づく係数

C ：車の減速度係数

その後、 $P_1=645$ m、 $P_2=24.5$ mと変更されたが、計算結果に大きな差はないと考えられる。

表 4.3 計算の組合条件と計算結果
Condition of combination in calculation and
calculated result.

条件 case	停止パターン	車輪径誤差	ブレーキ装置 の誤差	停止精度
[1. 1]	A	A	A	-0.04 m
[1. 2]	A	B	A	+0.3 m
[1. 3]	A	B	B	+0.32 m
[1. 4]	A	B	C	+0.04 m
[2. 5]	B	A	A	+0.08 m
[2. 6]	B	B	A	+0.18 m
[2. 7]	B	B	B	+0.15 m
[2. 8]	B	B	C	+0.05 m

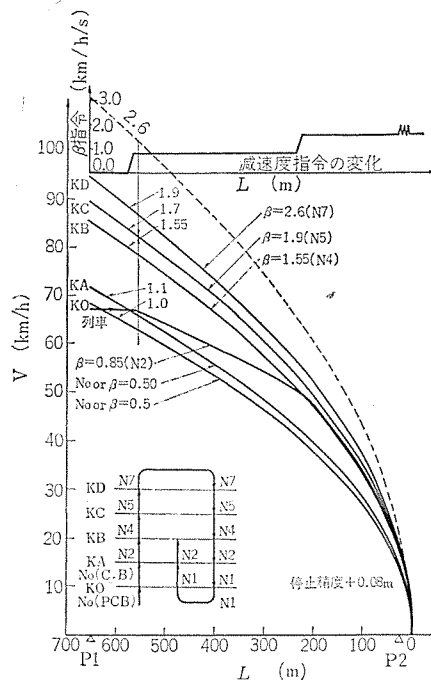


図 4.16 シミュレーション結果
Principle of zone control system and simulation
result.

4.4.2 各部の定数ならびに特性

(1) 油圧ブレーキの応答

昭和44年4月26日 日本国有鉄道 浜松工場で測定した値は、表4.2のようである。

(2) 停止パターンとシケンス

図4.14, 4.15の両者について考慮した。

(3) 車輪径誤差

A=1.00

B=1.005 (0.5%誤差)

(4) ブレーキ装置の誤差

A=1.0

B=0.9 (10%不足)

C=1.1 (10%過大)

(5) 進入条件

進入速度 67.0 km/h

4.4.3 計算条件と停止精度

4.2節の条件(2)・(3)・(4)を各種組み合わせで停止精度を求めた。これを表4.3に示す。またブレーキ応答がよいので、停止パターンが収めらる低速域では制御ゲインが増大するので、制御上ハ

ンテングが生じる心配があったが、図4.16の1例が示すようにきわめてすぐれた制御特性が確認された。その他、この計算結果より次のことがわかった。

(1) 減速度誤差 $\pm 10\%$ 、車輪径誤差 $\pm 0.5\%$ の条件で停止パターンA・Bいずれでも良好な停止精度が得られる。この計算によれば、停止精度は、 $-0.04\text{ m} \sim +0.32\text{ m}$ の範囲となっている。(実際の装置では、地点検知の応動距離の変化等に基づく停止精度のパラツキが考えられる)。

(2) 乗心地の点については、パターンBによるものがブレーキ力の切換わり度数が少なく、良好な制御が行なわれる。

(3) 制御系(とくに、ブレーキ系)の応答がきわめて早いので、パターンに対する追従がよい。

4.5 現車試験

この装置は新幹線951形試験電車で実施され、各種の試験が行なわれた。まず、大阪運転所構内で定置および構内走行によって動作確認試験および特殊試験が実施された。このうち故障検出試験では、主機の手輪径を他の補機と別の値にセットして演算不一致をさせて故障条件としたとき、他の補機が主機に自動的に切りかわってシステム動作が正常に行なわれることを確認した。

その後、本線走行試験を京都上り駅で実施し、その結果、停止精度は -48 cm から $+15\text{ cm}$ の範囲におさまリ、精度的に十分な数値と言えよう。また、停止所要時間は約51秒で、同時に実施した手動扱いによる停止所要時間約66秒に対して、約15秒の時間短縮が認められた。

5. ATO装置の実施例

ここで紹介するATO装置は、駅出発時に車上でスタートボタンを操作すれば、速度制御と定位置停止制御を自動的に行なう車上制御装置である。この方式によるATO装置は、すでに帝都高速度交通営団日比谷線で3編成で実施され、長期の実用に供している。

ところで、ここで述べる大阪市交通局納入のATO装置は、パターン付きATC装置をバックアップにした高信頼度形ATO装置で、この装置の開発と同じ時期に、制御特性のすぐれた新方式の電気指令一空気制御方式のブレーキ装置が実用に供された。この両者の給合により、従来得ることの困難であった高精度の停止精度を得ることができた。この装置の外形を図5.1に示す。

また、現在東京都交通局向けATO装置をICを使用した三重系構成で製作中である。

5.1 装置の機能と構成

5.1.1 性能ならびに定格

本装置の性能、定格は次のとおりである。

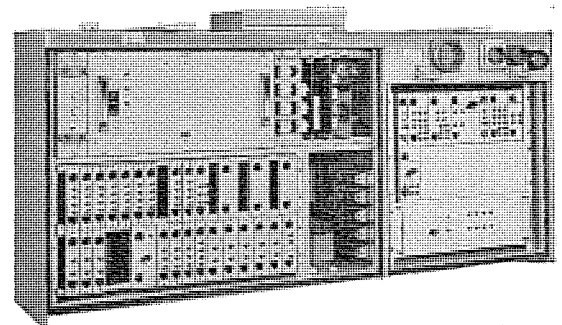


図 5.1 大阪市交通局納入 ATO 装置
ATC apparatus for Osaka City Transit Authority

(1) 電源電圧

AC 100 V \pm 50 % 400 Hz

DC 100 V \pm 10 % -30 %

(2) 制御信号

70・60・50・40・25・15・0・R

(3) 停止パターン

(a) パターン長 80 m

(b) 補正点 第1補正点 55 m
第2補正点 20.5 m

(c) パターン減速度 $\beta=2.5$ km/h/s

(4) 車輪径補正

870 mm \sim 780 mm 100 mm ステップ 切換

(5) 速度制御ならびに定位置停止制御

KC, KB, KA, KO の4本の分岐線に基づく速度制御

(6) 速度照査精度

± 2 km/h

(7) 定位置停止精度

± 50 cm

(8) 周囲温度

-10 $^{\circ}$ C \sim +50 $^{\circ}$ C

(9) ブレーキ装置

電気指令式電磁直通ブレーキ装置 (MBS ブレーキ)

作用ブレーキ段: 1・2・3・3.5 km/h/s

(10) 制御装置

(a) 力行 24 段

(b) 制動 17 段

(11) 構成

ATC 機能を別構成とした ATC バックアップ付き ATO 装置
(一重系構成)

(12) 運転形式

(a) ATC バックアップ付き ATO 運転

(b) ATC 運転

(c) 非常運転

5.1.2 方式

ATO 装置による自動運転は、駅間走行時の速度制御と駅での定位置停止制御にわけることができる。速度制御は、駅間走行時の速度を路線状況に合わせて制御することと、先行列車との相対距離に合わせて制御することである。

速度制御は、あらかじめ与えられた一般的走行条件により、とくに地上に制限がない場合にはノッチオフ速度、再ノッチ速度が与えられているが、曲線、こう配、工事等の条件により速度制限を受けると、その速度まで下降させるように自動的に作用しなければならない。

先行列車に接近した場合には、停止信号により列車は自動的に停止するが、このとき乗心地を害さないように、ブレーキ力の制御が行なわれる。

駅停止制御は、列車速度を一度 ATC 信号により 40 km/h 以下に速度制御をして行なわれる。定位置停止区間に列車が進入すると、地点信号を受信器により受信して車上で停止パターンを発生する。以後、停止パターンに列車速度を追随させる。停止パターンは車輪の回転数を速度発電機により検出して発生させるが、距離検出の種々の誤差を補正するために、停止点より 55 m 地点と 20.5 m 地点におい

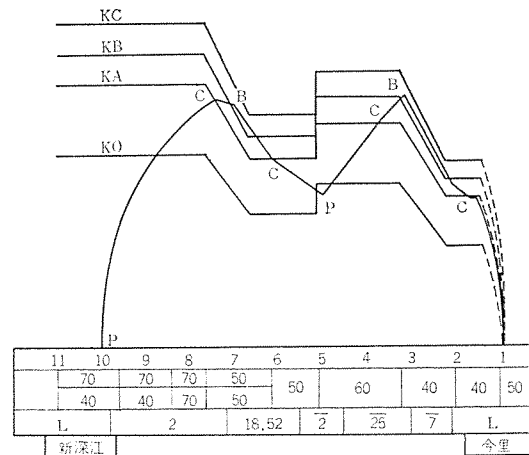


図 5.2 5号線新深江-今里間走行曲線
Run curve between Shinfukae-Imazato on the 5th line.

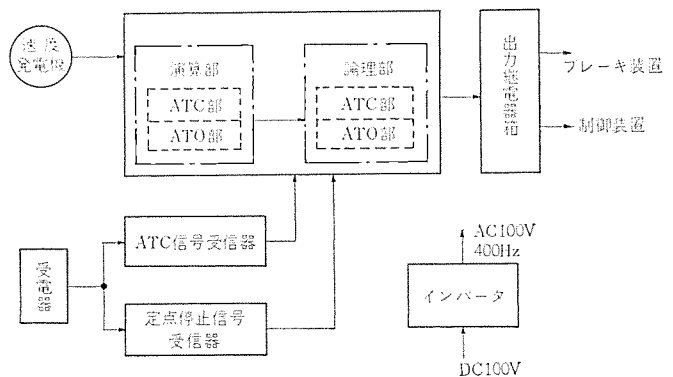


図 5.3 ATO 装置構成ブロック図
ATO block diagram.

て地点信号を検知して距離補正がなされる。

図 5.2 に本 ATO 装置による代表的な走行曲線の 1 例を示す。軌道条件によって定められた ATC 制限信号を基準として、速度を 4 本の区分線 KO・KA・KB・KC により五つの速度域に分ける。列車速度がどの速度域にあるかによって、列車制御モード力行・力行・ブレーキ（およびその減速度）を決定し、列車速度を制御する。

この制御において信号が下位に変化した場合に最強ブレーキが作用して乗心地を害さないように、この方式では速度パターンを段階的に落とさず 2 次関数的に下げるように考慮している。

駅停止付近においては、40 信号により列車速度を制限して、駅の停止点手前 80 m の地点から発生された停止パターンに追随させる。この制御は駅間の速度制御に使用した 4 本の区分線を使用してブレーキ力の制御が行なわれる。

5.1.3 構成

列車自動運転装置（以下 ATO 装置と呼ぶ）の全体の構成を、図 5.3 に示す。この装置の本体は速度演算を行なう演算部と論理部とより構成されている。演算部・論理部・ATC 部・ATO 部に分けられ、ATC 部・ATO 部は独立して作用することができる。列車速度ならびに走行距離検出用に速度発電機が作用する。本機は誘導形 2 巻線式の発電機で、駆動装置のギヤケースに取付けて使用される。巻線のおおのは ATC ならびに ATO 用に分離して使用される。

ATC 信号受信器は、軌道回路、または添線に流れる ATC 制限信号を受電器で検出し、これを判別して ATC 信号を得る。この ATC 信号は列車の目標速度を ATO 装置に指示するとともに、ATC

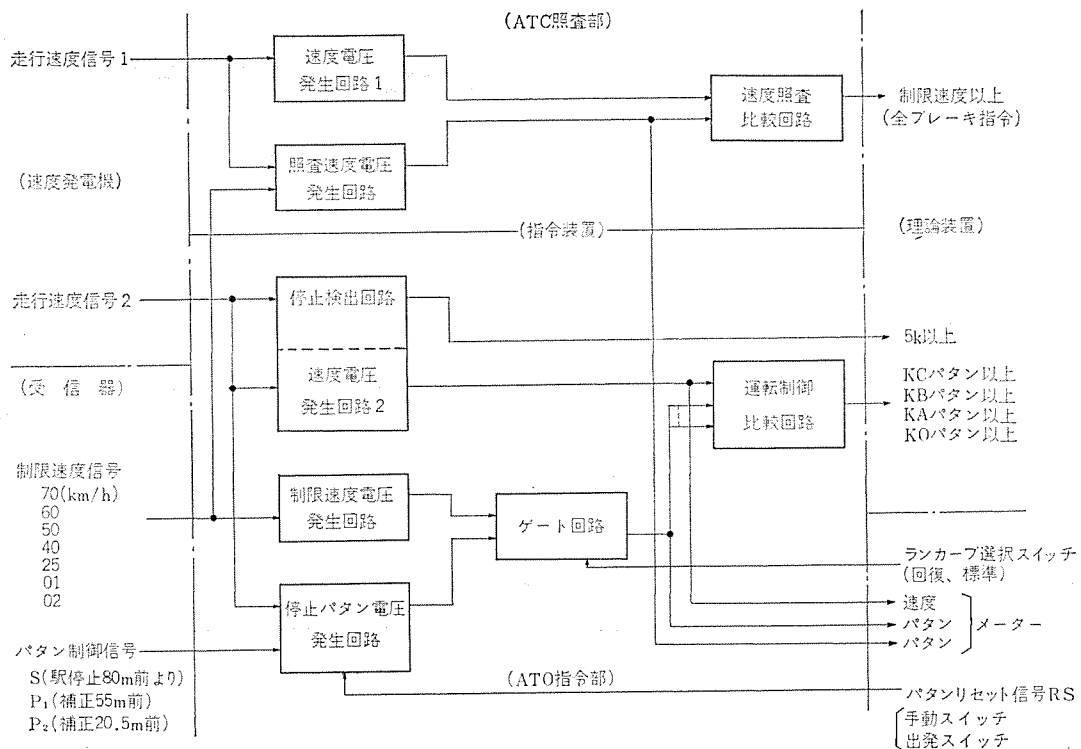


図 5.4 演算部ブロック図

Block diagram of ATO computer.

部においては許容制限速度として使用される。

定点停止信号受信器は、駅での定位置停止制御に使用される。地点信号は、停止区間において添線により与えられる。この添線には無変調波の信号電流が停止信号として使用される。したがって、ATC 信号ならびに ATO 信号は同一の受信器により受信される。この ATO 装置においては、ブレーキ制御の応答を早くする目的と装置全体の小形化のために、電源装置として 400 Hz のインバータが使用される。出力継電器箱は、ブレーキ装置ならびに制御装置を駆動するのに十分な信号レベルに ATO 出力を増幅するために使用される。

5.2 演算部

演算部では、信号受信器で判別された制限速度信号 (ATC 信号) を目標速度とし、車軸の回転を検出する速度発電機出力より求めた走行速度と比較照査する。駅停止に際して停止パターンを発生し、これを目標速度として走行速度と比較する。

演算方式は従来より実績のあるアナログ電圧演算方式であり、速度発電機よりの速度周波数 (回転数) を直流電圧に変換し、受信器よりの制限速度信号も直流電圧に変換し、電圧を比較照査して演算部の出力としている。駅停止パターンの発生は高精度・高安定度が要求されるため、周囲条件の変化に強く経年変化のないデジタル式パターン発生器を使用しているが、最終的には直流電圧に変換している。従来の ATO 装置演算部と異なる部分として駅間減速のパターンをもち、乗り心地を改善したと駅間の走行レベルを選択するために駅間走行パターンを切換えられるようにしたことがおもな点であり、駅間走行パターン発生はアナログ電圧積分器を使用している。主要回路素子は半導体 (トランジスタダイオード) を使用している。

演算部のブロック図を図 5.4 に示す。大別して保安装置としての ATC 照査部と自動運転のための ATO 指令部に分けられる。

5.3 論理部

論理部は、機能を大別して ATC 論理部と ATO 論理部に分けられる。両者の論理回路は、シリコントランジスタを主とした無接点論理素子により構成されている。しかし、論理素子の回路構成は両者の間

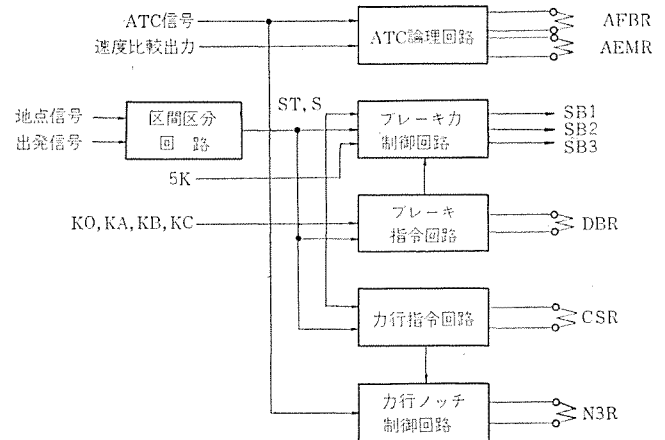


図 5.5 論理部ブロック図
Block diagram of logic unit.

で異なる。

前者は ATO 機能をバックアップする回路であるので、安全性に重点をおいたフェイルセーフ論理回路 (交流励振を加えた交流結合回路) を使用している。後者は論理部の全論理素子の約 7 割近くをしめている。この回路は、力行・だ行・ブレーキと制御の全モードにわたっているため、フェイルセーフ対策が比較的むずかしい。また、装置の小形化を図るために NOR 素子を基本とした、通常用いられている論理回路を使用している。この論理部の構成を、図 5.5 論理部ブロック図で示す。

5.3.1 ATO 論理部

ATC 論理部は、ATC 照査部の速度比較出力と ATC 信号を主要入力として、常用ブレーキならびに非常ブレーキの制御を行なう。主要演算機能はつぎのようである。

(1) 常用ブレーキ制御

ATC 制限速度を列車が超過した場合、常用ブレーキを作用させる。この ATC が作用する速度は、ATO 装置の KC パターンとレベルが

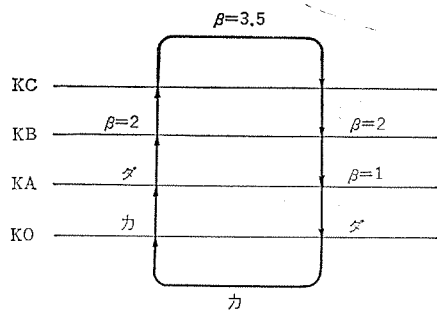


図 5.6 駅間走行時のシーケンス
Speed control logic sequence.

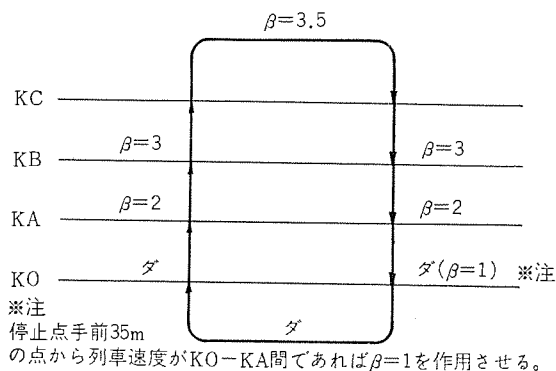


図 5.7 定点停止制御時のシーケンス
Stop control logic sequence.

表 5.1 作用ブレーキ
Operation brake.

B km/h/s	0	1	2	3	3.5
ブレーキ指令線					
SB ₁	×	×	○	○	○
SB ₂	×	○	○	×	○
SB ₃	×	×	×	○	○

同一で、通常の ATO 装置による運転においては KB パターンで抑速ブレーキが作用し、この ATC 常用ブレーキが作用する機会は少ない。

(2) 非常ブレーキ制御

ATC 信号が無信号になった場合に非常ブレーキを作用させる。ATO 機能が正規に作用している場合には、15 信号の後に指令される 0 信号によりスムーズストップを行ない、非常ブレーキが作用することはない。

(3) ATC 設一非設切換論理、確認論理

ATO 機能を解除して、ATC 機能により運転する場合に作用される。

5.3.2 ATO 論理部

ATO 論理部は、区間区分・ブレーキ力制御・ブレーキモード指令・力行モード指令・力行ノッチ制御回路から構成される。この論理により駅間速度制御と駅での定位置停止制御が区別されて制御される。図 5.6 に駅間走行時のシーケンスを、また図 5.7 に定点停止制御時のシーケンスを示す。

(1) 区間区分回路

駅間走行時のシーケンスと定点停止制御時のシーケンスを切替えるために、前者の区間を ST 区間、後者の区間を S 区間に分けている。この ST と S 信号により、図 5.11 と図 5.12 のシーケンスの使用区

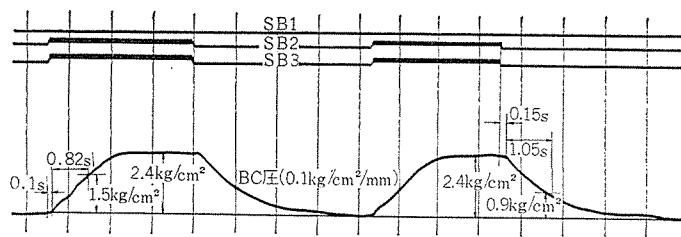


図 5.8 ブレーキ応答
Brake response wave-form.

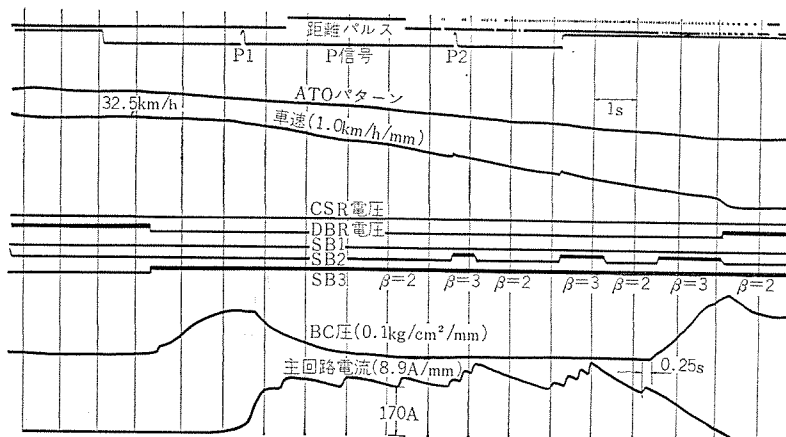


図 5.9 ATO 走行計算オシロ
Running test result of automatic stop control.

分が決定される。

(2) ブレーキ制御

この新しい電気指令ブレーキ装置は、SB₁、SB₂、SB₃ の 3 本のブレーキ指令線により、これらの指令線の加圧の組み合わせにより 7 段階のブレーキ力が発生する。このうち、ATO 制御では、表 5.1 に示すブレーキ力を使用した。

ブレーキ制御では、電気ブレーキを作用させるためにブレーキ転換指令が必要であるが、これはブレーキ指令回路で指令される。また、実際の作用ブレーキ力についてはブレーキ力制御回路で指令される。

(3) 力行制御

力行指令には CSR 継電器が使用されるが、これは駅間走行時に KO 以下に列車速度があることが判定されると、力行指令回路で CSR が励磁される。

ATC 信号と連動して、力行ノッチが選定される。これは力行時オフ時の乗心地を害さないために、また速度制御を円滑に行なうためにノッチ選択がされる。

5.4 現車実用試験

昭和 42 年 2 月に大阪市交通局 2 号線向けに装置を納入し、基礎試験が実施された。この試験で、駅間走行、駅での定位置停止の性能が確認された。その後、昭和 42 年 10 月から昭和 43 年 3 月にわたって長期試験がこの試験路線で実施され、定位置停止精度の確率など統計的に測定された。昭和 44 年 10 月に、ATO 装置の営業路線である 5 号線が部分開通するとともに、ATO 装置は試験路線で得た試験結果に基づいて実用回路に再製作され、この路線での実用試験が開始された。この装置は、5 号線で長期の実用試験、営業予備の段階を得て、現在、4 両編成列車でダイヤ運転にはいっている。

この装置の現車実用試験で得られた試験結果を示す。図 5.8 は電気指令式新方式ブレーキ装置の応答についてのオシロで、きわめてすぐれたブレーキ応答を示している。図 5.9 は定位置停止制御の代

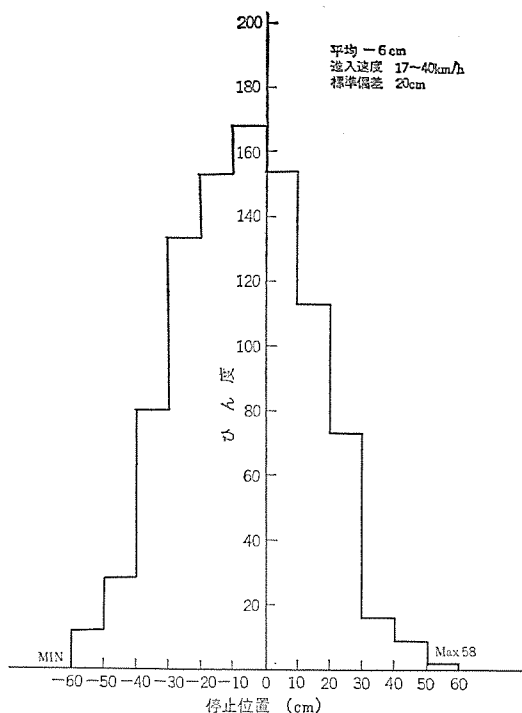


図 5.10 定点停止精度
Stop error distribution of automatic stop control.

表的 1 例を示したもので、減速度 2.5 km/h/s の停止パターンに追従するために、ブレーキ指令が減速度 3 と 2 を交互に作用させている。

図 5.10 は停止精度を統計的に表わした 1 例で、列車進入速度 $40 \text{ km/h} \sim 17 \text{ km/h}$ にわたって得られたものである。停止精度は仕様 $\pm 50 \text{ cm}$ に対して $96 \sim 98 \%$ の確率で満足されている。

6. む す び

以上、車上自動運転装置の動向について納入した各種装置の紹介を通じて、その一部の概要を述べた。今後も列車の自動運転技術は急速に発展することが予想されるが、地上に設置された中央装置と個々の列車にとう(塔)載された車上機器との機能責務の協調について適正な機能分担が考えられる。

また、最近急速に発展してきた小形計算機を車上にとう載して運転機能をさらに大幅に自動化することが試みられている。これら自動運転の技術いかによっては、安全で高能率な新しい輸送体形が生まれることであろう。

参 考 文 献

- (1) 石田, 鳥居: 列車自動運転のための指令装置, 三菱電機技報 37, 12 (昭 38)
- (2) 北岡, 山崎ほか: 列車自動運転装置, 三菱電機技報, 41, 2 (昭 42)
- (3) 北岡: 最近の電車用 ATC 装置, 三菱電機技報, 39, 7 (昭 40)
- (4) 大鳥羽, 石田, 鳥居: 2 進カウンタによる二次関数発生器, 昭 37, 電気関係学会関西支部連合大会 4-1
- (5) 鳥居, 金子, 石本: 列車自動制御用演算回路の IC 化, 三菱電機技報, 43, 9 (昭 44)
- (6) 壺井, 白庄司ほか: IC 化 ATC 装置, 三菱電機技報, 42, 11 (昭 43)
- (7) 荒金, 遠藤, 六藤: 新幹線試験電車の定位置停止制御, 第 7 回 サイバネテックスシンポジウム 予稿集 (昭 45-12)

山陽新幹線用 き電用変圧器

菅 寿 郎*・鶴田 敬二*・武智 盛明*・児玉 俊英*

Transformers for the New Sanyo Trunk Line

Itami Works Hisao KAN・Keiji TSURUTA・Moriaki TAKECHI・Toshihide KODAMA

The construction work of the J. N. R. new Sanyo trunk line between Shin-Osaka and Okayama is steadily going on with an aim of the completion and the opening of commercial operation by spring in 1972. In connection with the project, transformers to be used for the feeders of the trunk line have been completed in the Mitsubishi Itami Works and shipped out to the site after the test. In the Sanyo line, it is planned to have much higher train speed than that in the new Tokaido trunk line with an increase of the power consumption. In consequence, combination of extra-high voltage modified Woodbridge connected transformers and autotransformers are employed on feeders in the place of the combination of 70 kV Scott connected transformers and booster transformers in the old practice. The article describes these apparatus.

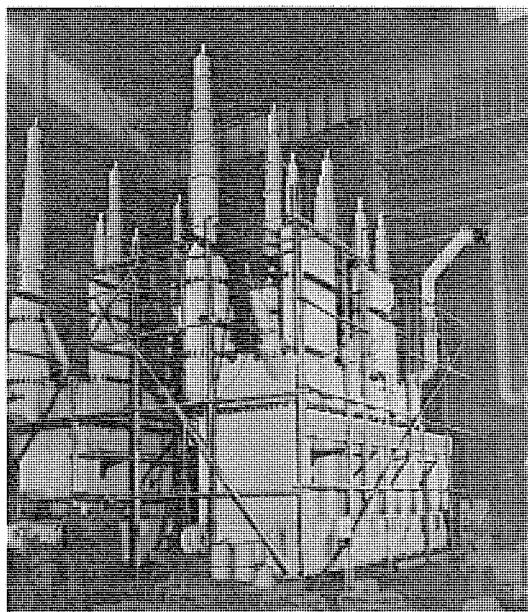


図 1. 1 山陽新幹線 150,000 kVA 変形 ウッドブリッジ
結線変圧器の外観

150,000 kVA modified Woodbridge connected transformer
for new Sanyo trunk line.

1. ま え が き

わが国の交通の大動脈として完成が待たれている山陽新幹線は、新大阪ー岡山間の第 1 期工事が、47 年春の開通を目ざして着々と進行中であるが、このほど当社伊丹製作所でも、山陽新幹線に電力を供給するために使用される、き電用変圧器・単巻変圧器などが完成し、工場試験を終了して出荷された。山陽新幹線の き電システムは、東海道新幹線に用いられた、70 kV 受電スコット変圧器と吸上変圧器の組合わせという方式とは大幅に異なり、275 kV 受電変形ウッドブリッジ結線変圧器と単巻変圧器の組合わせという新しい方式が採用されており、変圧器自体の仕様にも、従来のものと異なった点が見られるので、これらについてご紹介したい。

2. き電回路方式の説明

2. 1 電鉄用交流き電回路の特異性

列車が高速化するにつれてその消費電力も増大し、これに伴って、

き電方式も従来の直流に代わって交流が多く使用されるようになった。交流電化の場合、その負荷の性質に一般の電力負荷と異なる特異な点があり、したがって、これに電力を供給するき電方式は、これらの特異な要求を満足するものでなければならない。これらの点を列挙するとつぎのようになる。

- (1) 変動負荷であること
- (2) 単相負荷であること
- (3) レール帰路であること
- (4) 高調波を含む負荷であること

これらのうちで (1)・(2) は電源系統に不平衡と電圧変動を与え、(3)・(4) は近接通信線に誘導障害を生ずる。したがって、交流電鉄負荷に対するき電システムは、これらの問題点の発生を最小におさえるように考慮されたものでなければならない。今回、山陽新幹線で採用された方式も、もちろんこれら条件を具備したものであるが、参考のために、東海道新幹線で採用された方式と比較しながら、その概略についてのべてみたい。

2. 2 東海道新幹線のき電方式

東海道新幹線のき電方式において、電源系統への影響の減少策としてとり上げられたのは、70 kV 受電スコット結線変圧器⁽¹⁾の採用である。電鉄負荷は単相負荷であるので、一般に電源系統に対して逆相負荷を生じ、不平衡電流・電圧を生じさせることになる。これを最小におさえるために考案されたのがスコット結線である。スコット結線は、変圧器を T 形に結線し、その主座と T 座より単相負荷 2 個に電力を供給するもので、二つの単相負荷が同一であれば、電源に対して三相平衡負荷となって不平衡率が 0 となるほか、単相負荷が同一でなくても、三相側負荷電流の不平衡率は、V 結線などに比べてかなり改善される (図 2. 1)。また、70 kV という比較的強い系統から直接受電して、変動負荷であることの影響を小さくおさえている。

一方、通信線に対する誘導障害の軽減のためには、吸上変圧器 (Booster transformer) が使用されている。吸上変圧器を使用したき電回路では、後で詳述するが、列車の負荷電流は、吸上変圧器によりレールから Negative feeder に吸い上げられて大地を通らないので、誘導障害が軽減される。この方式は、Booster transformer を使用しているので、一般に BT 方式と呼ばれている。

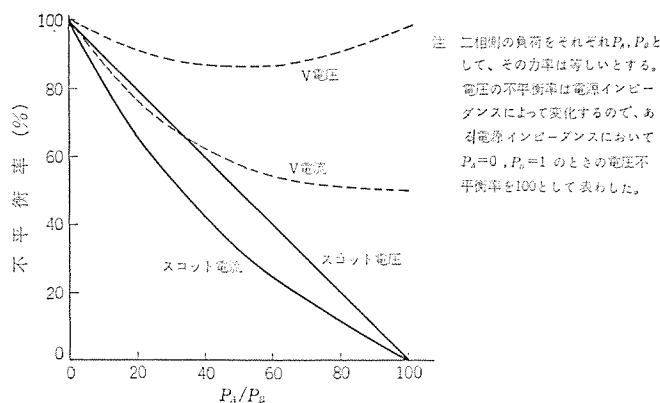


図 2.1 スコット結線と V 結線の電圧電流不平衡率の比較
Comparison of unbalance factors between Scott connection and V connection.

2.3 山陽新幹線のき電方式⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾

東海道新幹線では、上記のような考慮を施したき電回路を採用して順調に運転されているが、山陽新幹線では、列車速度が 250 km/h と東海道新幹線よりもさらに高速化するため、電源システムに対する影響も大きくなるので、新しいき電方式が検討されることになった。その結果、採用されたのが、変形ウッドブリッジ結線超高压受電変圧器と AT 方式である。これらの採用された理由について説明しよう。

2.3.1 変形ウッドブリッジ超高压受電変圧器

さきにのべたように、山陽新幹線では列車の高速化が図られ、また、後述の AT 方式の採用により 1 変電所の受持区間が長くなるので、変電所の容量がさらに大きくなり、その結果、東海道新幹線における 70 kV 受電よりも、さらに強力な系統より受電することが望ましいと考えられた。70 kV より大きい電源系統としては、山陽新幹線の通過区域では、275 kV, 154 kV (関西電力地域)、220 kV, 110 kV (中国電力地域) があるので、これらについて検討が行われた結果、275 kV, 220 kV の採用が決定された。受電変圧器としては、これらの超高压から直接トロー電圧へてい降するものが要求されたので、超高压スコット結線変圧器の技術的検討が必要となった。

電源電圧が超高压の場合、系統が直接接地系であること、電圧が高いこと、の二つの理由から普通のスコット結線では、下記のような問題点を生ずる。

(1) 超高压側中性点の引き出し

わが国の超高压系は、有効接地となっているため、スコット結線の場合でも、その一次側中性点を外部へとり出して、接地することが望ましい。スコット結線の一次側は、図 2.2 に示す T 結線になっており、普通は中性点がとり出されない。しいて中性点をとりだすならば、図 2.3 (a) に示すように、V-N 端子間の V-0 と 0-N の巻数比が 2:1 となる点を用いることになるが、タップがあるような場合にはタップの動きに応じて、常に前述の 2:1 の巻数比を保つように 0 点も動かさねばならず、タップ切換機構が複雑になる。

(2) 一次巻線の絶縁

超高压系の変圧器では、中性点が接地されていることを利用して、巻線の絶縁を中性点に近づくにつれて減少する、いわゆる段絶縁方式が採用され、中性点の絶縁レベルは 30~80 号が採用できるので、変圧器が経済的に設計できる。ところが、スコット結線の場合には、主座巻線が、UW 相の相間に接続されているので、通常ではこの

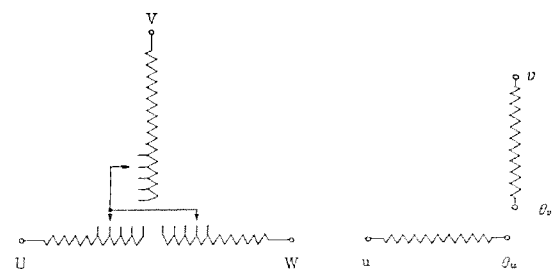


図 2.2 スコット結線変圧器
Connection diagram of Scott connected transformer.

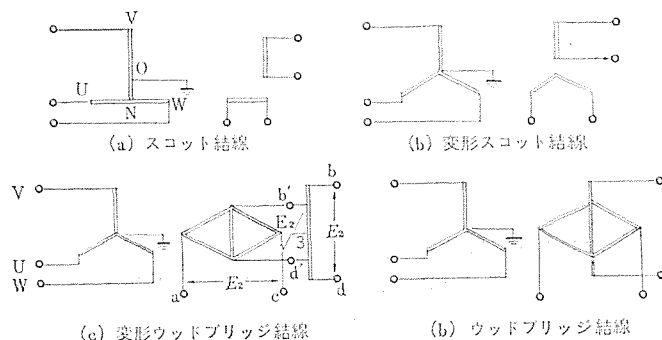


図 2.3 超高压受電き電用変圧器
Extra high voltage transformer for three phase to two phase transformation.

巻線は均等絶縁にしなければならない。それでは非常に不経済であるので、N 点に避雷器をとりつけて、絶縁を低減することが考えられるが、V 相 1 線接地時の N 点の電圧上昇と避雷器定格電圧の協調から考えて、N 点を 140 号以下に下げることがむずかしい。また、主座の誘導試験時 (275 kV 系の場合 460 kV) には、T 座は $460/2 = 230$ kV の電位になるので、中性点といえども 100 号以下にすることはできない。したがって、有効接地系に使用されながら、段絶縁のメリットが生かせないので、経済性が悪くなる。

(3) T 座負荷による一次側中性点電流の発生

普通のスコット結線では、中性点が接地されていないため、T 座負荷電流に相当する一次側電流は、主座の左右に分流して電源にもどる。しかし、超高压スコット結線では、中性点を接地しているため、T 座負荷電流は必ずしも U, W 相を経て電源へ帰る必要はなく、中性点を通して電源へ帰ることもあり得る。このような場合には保護上の問題点や誘導障害など、種々不具合なことが起こることが予想される。この中性点電流の発生を防止するためには、T 座負荷によって、一次側中性点の電位移動が生じないように変圧器各部のインピーダンスの協調をとればよく、その条件は、T 座巻線の一・二次間インピーダンスと、主座一次巻線の左右半分ずつの間のインピーダンスを等しくすることである。しかし、この条件は、実際には達成しがたないので、中性点電流の発生を防ぐことは困難であると考えられる。

超高压スコット結線には、上記のような問題点があるわけであるが、これらは主として一次側が T 結線されておき、普通の超高压変圧器のように星形結線されていないことに起因していると考えられる。それで、超高压系に適当な一次巻線接続を有し、かつ、電源に対する不平衡率の発生度合が、スコット結線と同等であるような結線の必要性が生じてきた。この要求を満足するものとして考え出されたものが、図 2.3 (b), (c) に示す二つの結線方式である。図 2.3 (b) に示すものを変形スコット結線、図 2.3 (c) に示すものを変形ウッドブリッジ結線と称している。前者は、外部から見れば端子記号や

電流分布はまったくスコット結線と同じであり、内部の結線が異なるのみであるので、この名がある。また、後者は、古く用いられたウッドブリッジ結線と根本的には同一であるが、構造を簡単にするためにT座の付加巻線を別の変圧器としている点が異なっている。元来のウッドブリッジ結線を図2.3(d)に示す。

これらの巻線形式は、いずれもスコット結線に比べて、超高压系に使用する場合に幾多のメリットがある。まず、一次巻線に星形結線が使えるため、普通の変圧器と同様に星形段絶縁方式が使用でき、タップ切替器なども普通の三相用のものが使用できる。中性点のとり出しも容易である。また、B座負荷(変形ウッドブリッジ結線では、スコット結線と区別するためにスコット結線の主座・T座に相当する端子をそれぞれA座B座と呼んでいる)によって中性点の電位の移動が生じないため、中性点電流の発生もない。

電流不平衡については、スコット結線とまったく同一であり、主座・T座の負荷が同一のときには一次側には三相平衡電流が流入するほか、任意の負荷の組合わせについて、スコット結線とまったく同じ電流分布を示す。

巻線の利用率については、変圧器の出力を P とした場合、各結線の変圧器の等価容量はつぎのとおりである。

スコット結線	1.04 P
変形スコット結線	1.12 P
変形ウッドブリッジ結線	1.21 P

このように、後の2種の結線はスコット結線よりも利用率は若干悪くなるが、一次側(超高压側)巻線の利用率は100%で、かつ段絶縁のメリットをフルに活用できるので、全体の経済性は、スコット結線の場合よりはるかに改善される。

変形スコットと変形ウッドブリッジの間には、大きな差はない。変形ウッドブリッジでは、A座とB座のベクトル的配置が十字形になっているので、東海道新幹線のように、主座とT座がL字形に配置されている場合には使用できないが、山陽新幹線の場合には、後述のAT方式トローリーき電回路の採用によって、十字形の配置が適当になるので、結線方式の簡単さが買われて、採用されることが決まった。したがって、山陽新幹線の受電方式は超高压変形ウッドブリッジ結線変圧器によって行なわれることになった。

2.3.2 AT方式

交流電化の場合の列車負荷は、単相負荷であること、レール帰路であること、高調波電流成分を含んでいることなどから、誘導障害の問題のあることは前述のとおりで、この対策として、東海道新幹線ではBT方式が採用された。このき電回路方式は、図2.4(b)に示すようなものである。BTの吸上げ作用によって、負荷電流は主としてトローリーとNF(Negative feeder)を通じて流れ、大地に流れないので、誘導障害を減らすことができる。

この方式は、BTが小形で、かつ吸上効率もよいこと、NFの絶縁は低くてよいことなどの利点を有しているが、欠点としては、BTのトローリー側の両端子間に、セクションをそう入しなければならぬことをあげることができる。このセクションを列車が通過するときには、列車のパンタグラフによってBTが一時短絡され、さらにもとの開放状態にもどるので、アークを発生し、そのためトローリー線が損傷される。電流が大きくなれば、自然消弧がむずかしくなり、抵抗などを組合わせた複雑なセクションを採用する必要も生ずる。それでも、トローリー線の損傷を完全に防止することはできないので、この部分の保守に費用を要することになる。

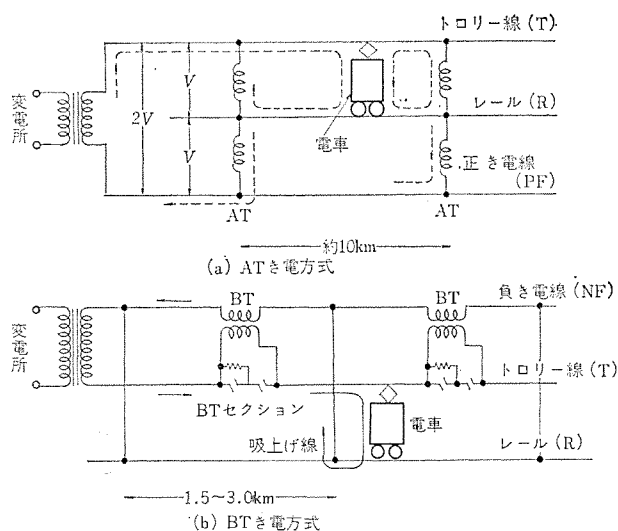


図2.4 ATき電方式とBTき電方式
AT feeder system and BT feeder system.

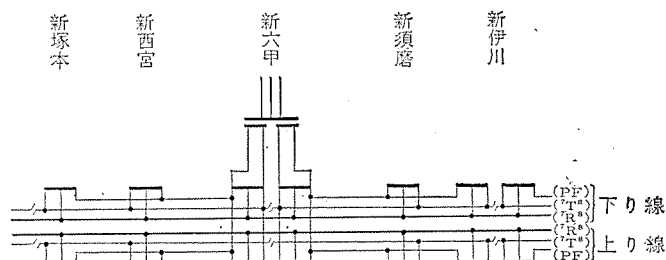


図2.5 山陽新幹線(新大阪—新伊川区分所間)のき電系統図
Feeder system of new Sanyo trunk line between Shin-Osaka and Shin-Ikawa.

AT方式は、このセクションの問題を解消するために採用されたもので、その回路方式は、図2.4(a)に示すようなものである。この図からわかるように、列車は並列に接続された多数の単巻変圧器によって電力を供給される形になるが、各単巻変圧器は、ある距離をへだてて設置されるので、その間にトローリー、PF(Positive feeder)のインピーダンスが入ってくる。したがって、単巻変圧器の漏れインピーダンスを、これらのインピーダンスに比べて十分低くしてやれば、列車の負荷電流は、列車にもっとも近接した単巻変圧器から供給され、レール・大地を通らないので、誘導障害を軽減できる。誘導障害の防止に単巻変圧器(Auto transformer)を使用しているので、BT方式に対して、AT方式と呼ばれている。この方式では、原理的にトローリーにセクションがないので、BT方式の場合のようなトローリーの損耗がないのが大きな利点であるが、そのほかに、実質的な電圧が60kVとBT方式の2倍となるので、回路の電圧降下が小さくなり、き電変電所の送電可能距離を長くとることができ、したがって変電所の数を少なくすることができるのもこの方式の長所である。東海道新幹線では516kmに対して25個所の変電所を設けているのに対し、山陽新幹線では164kmに対して、変電所数はわずか3個所である。1変電所の容量は、東海道新幹線では30MVA×2バンクであるのに対し、山陽新幹線では、150MVAまたは200MVA 2バンクと格段に大きくなっている。PFと大地間の電圧を、トローリーと大地との間の電圧と等しくしないで、さらに高くとれば、実質的な送電電圧をさらに高くとることができるわけであるが、PFの絶縁レベルがそれにつれて高くなって問題となるので、山陽新幹線では、この間の電圧の等しい単巻変圧器が採用されている。なお、単巻変

圧器のインピーダンスは、小さければ小さいほど吸上効率はよくなるわけであるが、ある程度より小さくしても、単巻変圧器が高価となるわりには吸上効率が改善されなくなるので、今回は0.45オーム(30kV側換算)が指定された。

3. 変形ウッドブリッジ変圧器の特性

今回、山陽新幹線のき電用変圧器に採用された変形ウッドブリッジ結線は、前述のように、一般電力用変圧器と同様な、三相对称結線を用いて、三相／二相変換を行なうことができるのが特長であるが、90°位相の異なる二つの単相負荷に接続されるため、負荷特性が通常の電力用変圧器の場合と異なるほか、不平衡負荷時の中性点電流の発生や、A座とB座の電気的中性点の移動による環流の発生が問題とされ、詳細な検討が行なわれた。

3.1 変形ウッドブリッジ変圧器の等価回路

変形ウッドブリッジ結線は、三相3巻線変圧器の低圧巻線を、角変位がYd₁およびYd₁₁となるように結線したものと考えることができる。この結線では、二つの二相側端子電圧に $\sqrt{3}$ 倍の差を生ずるため、これを等しくするための昇圧変圧器が使用される。低圧端子は4端子となるので、図2.3(c)のように、新しい端子記号が採用されることになった。また、スコット結線の主座・T座に相当する端子を、それぞれA座・B座と呼ぶことは前述のとおりである。変形ウッドブリッジ結線は、低圧巻線がやや複雑な結線方式であるうえ、90°位相の異なる2相負荷となるため、目的に応じて簡略化した等価回路が考えられているが⁽³⁾⁽⁴⁾、A座・B座端子電圧と巻線電流に着目した等価回路としては、図3.1の回路が考えられる(付録参照)。同図において、

Z_1 : 3巻線分離した一次インピーダンス(添字で相を示す)

Z_2 : 3巻線分離した二次インピーダンス(添字で相を示す)

Z_3 : 3巻線分離した三次インピーダンス(添字で相を示す)

Z_V : V相高圧・低圧巻線間インピーダンス

E_U : U相無負荷誘起電圧 $= -\left(\frac{\sqrt{3}}{2} + j\frac{1}{2}\right)E$

E_V : V相無負荷誘起電圧 $= jE$

E_W : W相無負荷誘起電圧 $= \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j\frac{1}{2}\right)E$

とする。この等価回路は、A座・B座端子電圧および巻線電流については等価性が成り立つが、四辺の電圧については、必ずしも原回路の電圧と一致しない。しかし、

$$Z_{1U} = Z_{1W} \dots\dots\dots (3.1)$$

の条件が成り立てば、四辺の電圧についても原回路に一致し、図3.2は完全な等価回路を与える。式(3.1)はU・V・W各相のインピーダンスが完全に等しいときに成立することは明らかで、さらに、

$$\left. \begin{aligned} Z_{1U} &= Z_{1W} = Z_1 \\ Z_{2U} &= Z_{2W} = Z_2 \\ Z_{3U} &= Z_{3W} = Z_3 \\ Z_V &= Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} = Z \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.2)$$

とすれば、図3.2の等価回路が得られる。

図3.1において、B座を無負荷とすれば、図3.3の等価回路が得られる。各相同一インピーダンスと仮定すれば、A座負荷電流はU・W相の二次・三次巻線に1/2ずつ分流し、 Z_V の岐路には電流は流れない。

また、図3.1において、A座を無負荷とすれば、図3.4の等価回路が得られる。この場合も各相同一インピーダンスと仮定すれば、B

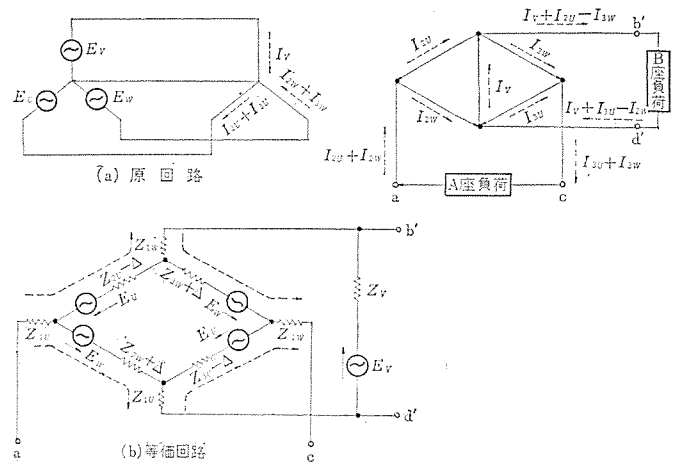


図 3.1 変形ウッドブリッジ結線変圧器の等価回路
Equivalent circuit of modified Woodbridge connected transformer.

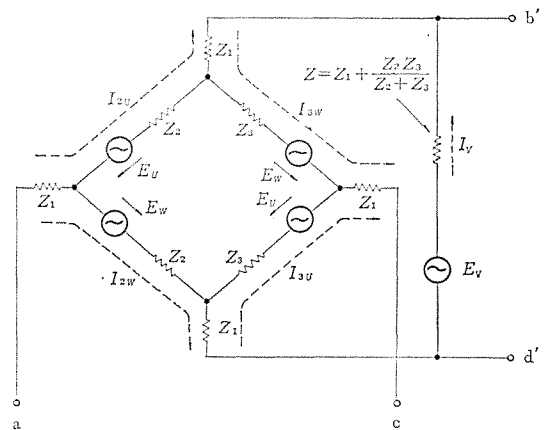


図 3.2 変形ウッドブリッジ結線変圧器の等価回路
(各相同一インピーダンスのとき)
Equivalent circuit of modified Woodbridge connected transformer without unbalance of impedances in each phase.

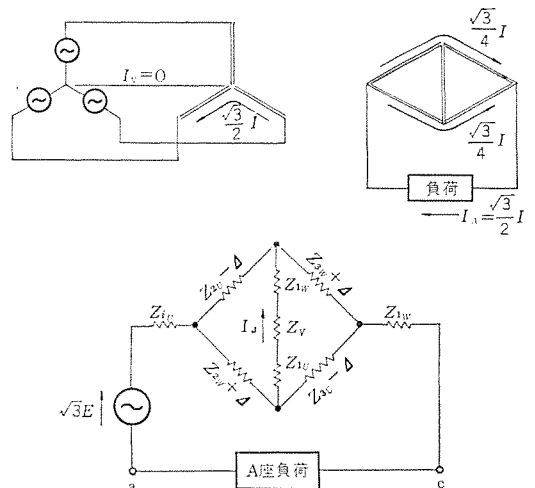


図 3.3 A座負荷時の等価回路と電流分布
Equivalent circuit and current distribution of component A of currents.

座負荷電流は、V相に2/3、U・W相に1/3ずつ分流する。さらに、U・W相の電流は、 $Z_3 : Z_2$ の比で二次巻線および三次巻線に分流することがわかる。

図3.3および図3.4より明らかとなっており、各相の巻線容量をPkVAとすれば、A座・B座の出力は $3P/2$ kVAであり、二相側

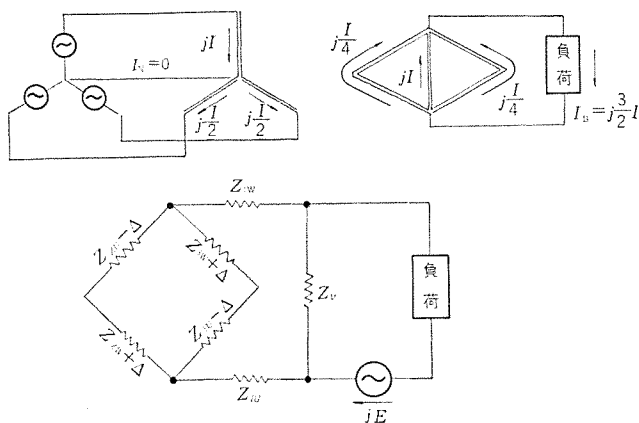


図 3.4 B 座負荷時の等価回路と電流分布
Equivalent circuit and current distribution of Component B of currents.

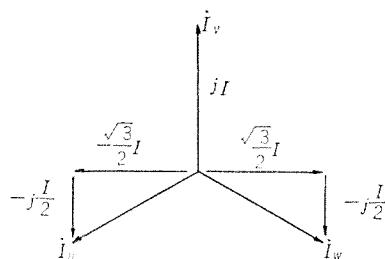


図 3.5 変形ウッドブリッジ結線変圧器の一次電流（三相側電流）
Primary currents of modified Woodbridge connected transformer.

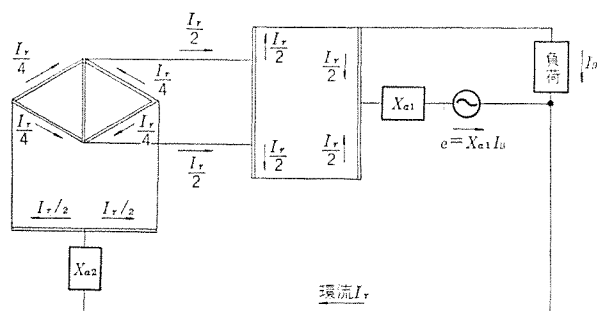


図 3.6 AT 中性点間の環流
Cross current between neutral terminals of autotransformers.

の平衡負荷に対して図 3.5 のとおり三相側電流も平衡する。また、二次、三次巻線を並列にした場合の高一低圧巻線間インピーダンスを 1 相 P kVA 基準で $Z\%$ とすれば、三相—A 座間および三相—B 座間のインピーダンスは、いずれも $3P/2$ kVA 基準で $Z\%$ となることがわかる。

3.2 一次中性点電流

山陽新幹線のき電用変圧器は、超高圧系よりの直接受電が採用され、高圧巻線を接地して使用するために不平衡負荷時の中性点電流の発生が問題にされた。この防止策として変形ウッドブリッジ結線が採用されたことは、すでに説明のとおりであるが、前項で検討したとおり、この結線方式では、各相インピーダンスが同一であるかぎり、不平衡負荷に対しても中性点電流は発生しない。変形ウッドブリッジ結線は、各相の巻線を同一設計とすることができるので、インピーダンスをそろえることは比較的容易であるが、製作上の誤差によって、各相インピーダンスにわずかな差異を生じ、若干の中性点電流が残留することが予想される。A 座負荷電流 I_A による中性点電流 I_{NA} は、図

3.3 における Z_V の岐路電流 I_L の 3 倍に等しく、また、B 座負荷電流 I_B による中性点電流 I_{NB} は、図 3.4 における $U \cdot W$ 相電流の和と V 相電流との差に等しい。すなわち、

$$\begin{aligned} I_{NA} &= 3 \times \frac{Z_{1U} - Z_{1W} + \frac{Z_{2U}Z_{3U} - Z_{2W}Z_{3W}}{Z_{2U} + Z_{3U} + Z_{2W} + Z_{3W}}}{Z_{1U} + Z_V + Z_{1W} + \frac{(Z_{2U} + Z_{2W})(Z_{3U} + Z_{3W})}{Z_{2U} + Z_{3U} + Z_{2W} + Z_{3W}}} \dot{I}_A \\ I_{NB} &= \frac{Z_{1U} + Z_{1W} + \frac{(Z_{2U} + Z_{2W})(Z_{3U} + Z_{3W})}{Z_{2U} + Z_{3U} + Z_{2W} + Z_{3W}} - 2Z_V}{Z_{1U} + Z_V + Z_{1W} + \frac{(Z_{2U} + Z_{2W})(Z_{3U} + Z_{3W})}{Z_{2U} + Z_{3U} + Z_{2W} + Z_{3W}}} \dot{I}_B \end{aligned} \quad \dots (3.3)$$

したがって、中性点電流を零とする条件は、

$$\begin{aligned} Z_{1U} + \frac{Z_{2U}Z_{3U}}{Z_{3U} + Z_{3U} + Z_{2W} + Z_{3W}} &= Z_{1W} + \frac{Z_{2W}Z_{3W}}{Z_{2U} + Z_{3U} + Z_{2W} + Z_{3W}} \\ 2Z_V &= Z_{1U} + Z_{1W} + \frac{(Z_{2U} + Z_{2W})(Z_{3U} + Z_{3W})}{Z_{2U} + Z_{3U} + Z_{2W} + Z_{3W}} \end{aligned} \quad \dots (3.4)$$

が与えられ、三相インピーダンス同一の条件は式 (3.4) を満足する一つのケースであることがわかる。

式 (3.3) より、各相インピーダンスの相異によっては 15 アンペア程度の中性点電流を発生することになるが、実際には各種の誤差が相殺するためにさらに小さい値に押えられることがわかった。

3.3 AT 中性点間環流

変形ウッドブリッジ結線は、従来 $3/2$ 相変換用として、使用されてきたスコット結線と異なり、二つの二相電圧が十字形の位相関係にあり、電氣的に絶縁されていない。山陽新幹線では、き電方式として、AT 方式が採用されるので、A 座および B 座電圧は、おのこの AT を通して中性点が接地されることになる。

いま、A 座を無負荷とし、B 座 AT に負荷がかかった場合を想定すると、AT のインピーダンス降下によって、B 座 AT の（対地）端子電圧が変化する。したがって、変形ウッドブリッジ変圧器の B 座電圧の電氣的中性点が移動する。しかし、A 座中性点は、AT によって固定されているため、中性点電位の変動に対応する環流が発生する。この環流は、B 座 AT の中性点に、AT のインピーダンス降下を注入したときの電流として求めることができ、その電流分布は、図 3.6 のように考えられる。図より環流は次式で与えられることがわかる。

$$I_r = \frac{\frac{3}{2} \times a^2}{X_{23} + \frac{3}{2} X_{a2} + \frac{3}{2} X_{a1} \times X_{13S} \frac{(\sqrt{3}-1)^2}{2}} \dot{I}_B \quad \dots (3.5)$$

X_{23} : 変形ウッドブリッジ結線変圧器

二次—三次巻線間インピーダンス

X_{13S} : 昇圧単巻変圧器直列巻線間インピーダンス

X_{a1} , X_{a2} : AT を 2 巻線変圧器と考えたときのインピーダンス
(すべて同一容量基準)

すなわち、環流は、昇圧変圧器の直列巻線間インピーダンスを増加すれば抑制できる。昇圧変圧器のインピーダンスは、 $b'd-bd$ 間で 3% (自己容量 31.7 MVA 基準) とすることが規定されているので、通常のコイル配置では、直列巻線間インピーダンスを十分大きくとることができず、数十アンペア以上の環流が発生することが予想された。このため、二つの直列巻線を独立した磁気回路に分離する設計としたが、この点については後述する。

4. 当社で製作した変圧器の詳細

前述のように、山陽新幹線のき電用には、多数の変圧器が必要と

なるが、当社では、このうちで新六甲変電所に設置される 150 MVA 超高压変圧器 2 台、同じく B 座用昇圧変圧器 2 台、新伊川以東の区分所に設置される 10 MVA 単巻変圧器 14 台の製作を担当した。以下、これについて詳述する。

4.1 き電用変圧器

4.1.1 定格

新六甲変電所 2 台

3/2 相 60 Hz 150,000 kVA 送油自冷式

連続定格

一次 262.5 kV 星形 200 号 (中性点 60 号)

±25 kV 9 点無負荷 タップ 切換付き

二次 60 kV (A 座) 変形 ウッドブリッジ 結線 60 号

60/√3 kV (B 座) 変形 ウッドブリッジ 結線 60 号

インピーダンス 一次—A 座間 15 % (75 MVA 基準)

一次—B 座間 15 % (75 MVA 基準)

定格としては、連続定格であるが、電鉄負荷特有のせん頭負荷を考慮して、300 % 負荷 2 分間に対して異常なく耐えることが要求されている。

前述のように、き電方式として AT 方式が採用されるので、常時き電の場合には 60 kV 回路の midpoint が接地され、対地電圧は 30 kV であるが、き電用しゃ断器開放時は、非接地の 60 kV 回路になるため、主変二次側は 60 号絶縁が指定されている。電車線路は対地 30 kV であり、42 kV アレスタが適用されるので、AT 線路端子は 30 号絶縁となっている。

4.1.2 設計上の特長と構造

変形 ウッドブリッジ 結線の方式には V 相の低圧巻線を 1 巻線とする方法と、2 巻線を並列に使用する方法があるが、各相インピーダンスの差を小さくするには V 相を U・W 相と同一設計とするのが望ましい。そのため、V 相も他相と同一設計とし、低圧の 2 巻線を並列に使用する方法とした。U・W 相についても実質的には低圧巻線は並列接続とどのような電流分担となる。インピーダンスの仕様値は三相—二相間 75 MVA 基準で 15 % であり、これは前項で述べたとおりに三相器としてのインピーダンスが三相 150 MVA 基準で 15 % であることに相当するので、巻線の設計は本質的には一般電力用変圧器と異なる点はない。鉄心は三相外鉄構造とし、巻線は交互配置の 4 群構成とした。低圧巻線は 2 組必要で、高圧巻線に対するインピーダンスをほぼ等しくする必要があるが、外鉄形変圧器では交互配置巻線が採用されるので、この条件は比較的容易に満足できる。今回は図 4.1 のようなコイル配置を採用した。高圧巻線は段絶縁が施されており、中性点には 9 点の無負荷タップが設けられている。タップ切換器は、MR 形負荷時タップ切換器の切換開閉器を取りはずしたものを使用しており、負荷時タップ切換器に使用する操作機構と同一の機構で手動操作される。

変圧器本体は防音対策のためにコンクリート防音建屋内に設置されるので、ブッシング取付けダクト・放油管・タップ切換器駆動軸等は、防音壁を貫通する構造となっている。また、放熱器も別置送油自冷式として騒音の低下をはかっている。

製作に当たっては、各相インピーダンスの差を小さくすることに特に注意を払い、素材寸法の管理にはじまり、組立工程の各段階で厳重な管理を行なった。その結果、インピーダンスの不ぞろいはごくわずかな値にとどめることができ、中性点電流は実測の結果、A 座定格負荷に対して 0.6 A、B 座定格負荷に対して 1.44 A であり、十分低い

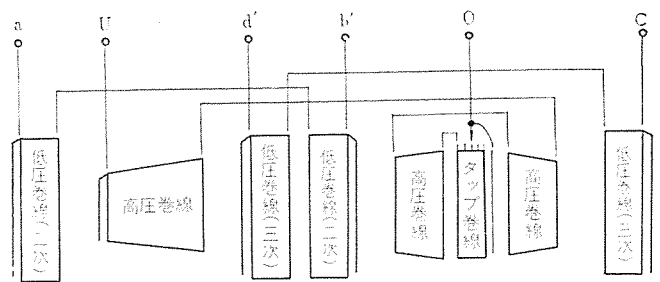
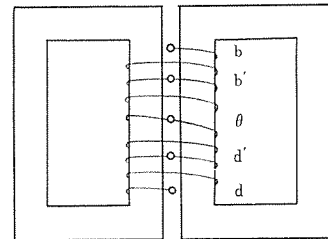
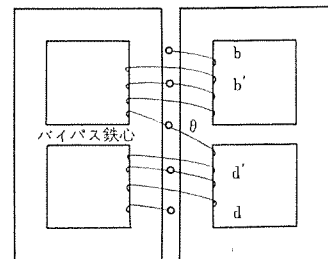


図 4.1 き電用変形 ウッドブリッジ 結線変圧器のコイル配置
Winding construction of modified Woodbridge connected transformer for new Sanyo trunk line.



(a) 標準構造



(b) バイパス鉄心付き磁気回路

図 4.2 昇圧単巻変圧器の鉄心構造
Construction of core of single phase shell type autotransformers.

値であることが確認された。

4.2 昇圧変圧器

4.2.1 定格

新六甲変電所 2 台

単相 60 Hz 自己容量 31,700 kVA 送油自冷式

連続定格

一次 60/√3 kV 60 号

二次 60 kV 60 号

インピーダンス 3 % (自己容量 31.7 MVA 基準)

4.2.2 設計上の特長と構造

この昇圧変圧器は、図 2.3 に示すとおり、平衡形の単巻変圧器であるため、直列巻線の電圧は 12.7 kV であり、絶縁設計にはとくに考慮を払った。また、インピーダンスの面でも、自己容量基準で 3 % が指定され、これは 60 号絶縁変圧器の標準インピーダンスの約半分という低インピーダンスのため、外鉄形交互配置巻線で 4 群構成とした。このため、低インピーダンスにもかかわらず、極端な鉄機械となることを防ぐことができた。

外鉄形単相変圧器の標準鉄心は図 4.2 (a) のような構造となるが、この構造では、2 組の直列巻線間の漏えい (洩) インピーダンスは数十パーセントであり、3.3 節で述べた AT 中性点間の環流が数十アンペア以上となることが予想された。この環流を抑えるには直列巻線間インピーダンスを高くする必要があるが、分路巻線と直列巻線との間のインピーダンスは 3 % が指定されているので、この両者を満足する

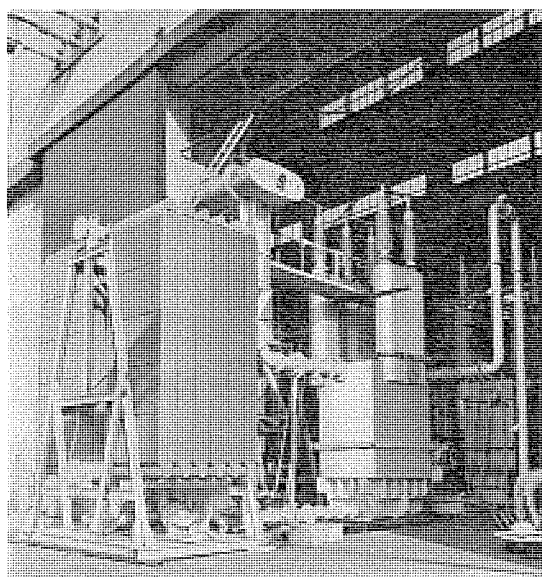


図 4.3 山陽新幹線 31,700 kVA 昇圧単巻変圧器の外観
31,700 kVA step-up autotransformer for new Sanyo trunk line.

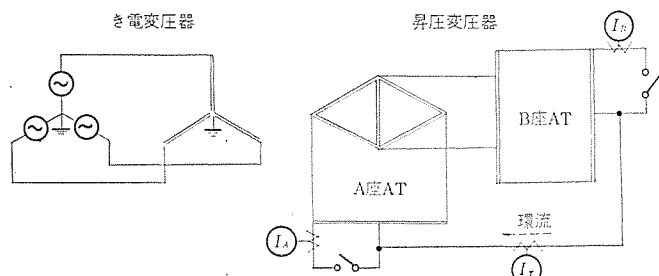


図 4.4 AT 中性点間環流の測定回路
Measurements on cross currents between neutral terminals of autotransformers.

表 4.1 AT 中性点間環流測定結果
Result of measuring cross current between neutral points AT.

ケ	ス	A 座電流 I_A A	B 座電流 I_B A	中性点間環流 I_r A
1		667	0	0.195
2		0	667	0.41
3		667	620	0.435

構造として図 4.2 (b) のように主磁束回路にバイパス鉄心を設ける方法をとった。この方法によれば、中性点 O から上下の巻線に対してそれぞれ別の磁気回路が形成されるので、直列巻線間インピーダンスは、励磁インピーダンスに等しい値に増加する。バイパス鉄心の断面は、AT のインピーダンス降下が最悪位相で昇圧変圧器の主磁束に重畳する場合を想定して決定し、同時に主鉄心断面も増加させた。

上記の対策を施した結果、図 4.4 の回路での環流の実測結果は表 4.1 のとおりであり、バイパス鉄心の効果が確認された。

外部構造は、き電用主変圧器と同様、防音建屋内設置を考慮した構造となっており、別置送油自冷式放熱器が使用される。

4.3 き電用単巻変圧器

4.3.1 定格

新六甲変電所、新伊川区分所 各 4 台

新塚本区分所、新西宮区分所、新須磨区分所 各 2 台

単相 60 Hz 自己容量 10,000 kVA

油入自冷式 連続定格

一次 60 kV 30 号 (中性点 6 A 号)

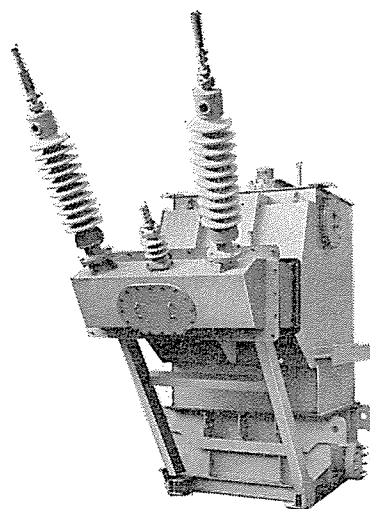


図 4.5 山陽新幹線 10,000 kVA 単巻変圧器の外観
10,000 kVA autotransformer for new Sanyo trunk line.

二次 30 kV 30 号

インピーダンス 0.45 オーム (30 kV 側換算)

4.3.2 設計上の特長と構造

き電用単巻変圧器は、トリー線と正き電線の間に接続され、中点をレールに接続して 60 kV/30 kV の単巻変圧器の働きをする。インピーダンスは、吸上げ効果と変圧器の経済性を勘案して、30 kV 側換算で 0.45 オーム以下と指定されているが、これは線路容量基準で 1 % に相当し、き電線地絡時には大きな短絡電流が流れる。このため、変電所直下に設置される新六甲変電所向け AT については 35 倍、その他の区分所に設置される AT については電車線インピーダンスを考慮して 25 倍の短絡強度を有するように指定されている。上記のように低インピーダンスが要求されるため、巻線には外形交互配置巻線を採用し、特に 8 群構成としてインピーダンスの低下をはかっている。

5. む す び

山陽新幹線 き電用変圧器の概要を紹介した。今回採用された変形ウッドブリッジ結線は、東海道新幹線に使用されているスコット結線に代わる全く新しい結線方式であるが、工場試験において、仕様を十分満足することが確認されており、実系統においても、所期の性能を発揮しうるものと確信している。

おわりに、共同研究会を通じて絶えず技術指導を賜った日本国有鉄道のかたがたに深く感謝の意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 嶋, 菅: 三菱電機技報, 38, No. 3 (昭 39)
- (2) 山口: 電学誌, 90-11 (昭 45)
- (3) 鉄道電化協会: 大電流交流き電回路に関する研究, N 67-10 (昭 43)
- (4) 鉄道電化協会: 大電流交流き電回路に関する研究, N 68-15 (昭 44)
- (5) 鉄道電化協会: 大電流交流き電回路に関する研究, N 69-15 (昭 45)

変形ウッドブリッジ結線変圧器の等価回路

図 3. 1 の変形 ウッドブリッジ 結線変圧器において、各相のインピーダンスをつぎのとおり表わすものとする。ただし、V 相は低圧巻線が常に並列に接続されているので、低圧側は 1 巻線として取り扱う。

X_{12} : 一次—二次巻線間 インピーダンス

X_{13} : 一次—三次巻線間 インピーダンス

X_{23} : 二次—三次巻線間 インピーダンス

$X_1 = \frac{X_{12} + X_{13} - X_{23}}{2}$: 3 巻線分離した一次 インピーダンス

$X_2 = \frac{X_{12} + X_{23} - X_{13}}{2}$: 3 巻線分離した二次 インピーダンス

$X_3 = \frac{X_{13} + X_{23} - X_{12}}{2}$: 3 巻線分離した三次 インピーダンス

(いずれも添字を付して相を表わすものとする)

X_V : V 相高—低圧巻線間 インピーダンス

各巻線の電流分布を 図 3. 1 (a) のように定めると低圧側端子間の電圧は

$$\left. \begin{aligned} V_{ab} &= E_U + Z_{1U}(I_{2U} + I_{3U}) + Z_{2U}I_{2U} \\ V_{dc} &= E_U + Z_{1U}(I_{2U} + I_{3U}) + Z_{3U}I_{3U} \\ V_{da} &= E_W - Z_{1W}(I_{2W} + I_{3W}) - Z_{2W}I_{2W} \\ V_{cb} &= E_W - Z_{1W}(I_{2W} + I_{3W}) - Z_{3W}I_{3W} \\ V_{bd} &= E_V - Z_V I_V \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 1)$$

で与えられる。

また、同図より、

$$\left. \begin{aligned} I_{3W} + I_{3U} &= I_{2U} + I_{2W} \\ I_{2U} + I_{3W} &= I_{3U} - I_{2W} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 2)$$

式 (付 1) より、A 座および B 座端子電圧を求めると

$$\begin{aligned} V_{ca} &= V_{3W} - V_{2U} \\ &= E_W - E_U - (Z_{2U} - Z_{2W})I_{2U} - (Z_{3W} + Z_{2U})I_{3W} \\ &\quad - Z_{1W}(I_{2U} + I_{3W}) - Z_{1U}(I_{3U} + I_{3W}) \\ V_{ca} &= V_{2W} - V_{3U} \\ &= E_W - E_U - (Z_{2W} + Z_{2U})I_{2W} - (Z_{3U} - Z_{2U})I_{3U} \\ &\quad - Z_{1U}(I_{2U} + I_{3W}) - Z_{1W}(I_{3U} + I_{3W}) \\ V_{bd} &= -(V_{2U} + V_{2W}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= -(E_U + E_W) + (Z_{3W} + Z_{2U})I_{2W} - (Z_{2U} - Z_{2W})I_{2U} \\ &\quad - Z_{1W}(I_{2U} + I_{3W}) - Z_{1U}(I_{3U} + I_{3W}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{bd} &= -(V_{3U} + V_{3W}) \\ &= -(E_U + E_W) + (Z_{3W} + Z_{2U})I_{3W} - (Z_{3U} - Z_{2U})I_{3U} \\ &\quad - Z_{1U}(I_{2U} - I_{3W}) - Z_{1W}(I_{3U} - I_{2W}) \\ &\dots\dots\dots (付 3) \end{aligned}$$

式 (付 2) を考慮すると、等価回路として 図 3. 1 (b) を得る。

この等価回路は式 (付 3) から明らかなように、A 座および B 座の端子間電圧および巻線電流に対しては等価性が成立しているが、四辺の電圧に対しては等価性が成立しない。実際、図 3. 1 の等価回路から四辺の電圧を求めると

$$\begin{aligned} V_{ab'} &= E_U + Z_{1U}(I_{2U} - I_{3W}) + (Z_{2U} - \Delta)I_{2U} \\ &\quad + Z_{1U}(I_{2U} + I_{2W}) \\ &= E_U + Z_{1U}(I_{2U} + I_{3U}) + Z_{2U}I_{2U} \\ &\quad + (Z_{1U} - Z_{1W})I_{3W} \\ V_{a'a} &= E_W - (Z_{2W} + \Delta)I_{2W} - Z_{1U}(I_{2U} + I_{2W}) \\ &\quad + Z_{1U}(I_{3U} - I_{2W}) \\ &= E_W - Z_{1W}(I_{2W} + I_{3W}) - Z_{2W}I_{2W} \\ &\quad + (Z_{1W} - Z_{1U})I_{3W} \\ V_{a'c} &= E_U + Z_{1U}(I_{3U} - I_{2W}) + (Z_{3U} - \Delta)I_{3U} \\ &\quad + Z_{1W}(I_{3U} + I_{3W}) \\ &= E_U + Z_{1U}(I_{2U} + I_{3U}) + Z_{3U}I_{3U} \\ &\quad + (Z_{1W} - Z_{1U})I_{3W} \\ V_{cb'} &= E_W + Z_{1W}(I_{2U} - I_{3W}) - (Z_{3W} + \Delta)I_{3W} \\ &\quad - Z_{1W}(I_{3U} + I_{3W}) \\ &= E_W - Z_{1W}(I_{2W} + I_{3W}) - Z_{3W}I_{3W} \\ &\quad + (Z_{1U} - Z_{1W})I_{3W} \\ &\dots\dots\dots (付 4) \end{aligned}$$

となり、式 (付 1) とは一致しない。しかし、

$$Z_{1U} = Z_{1W} = Z_1 \dots\dots\dots (付 5)$$

が成立するときには式 (付 4) は式 (付 1) に一致し、図 3. 1 は A 座・B 座端子間電圧のみならず、四辺の電圧に対しても等価性が成立する。二相側回路の負荷特性計算、あるいは地絡・異相間短絡等の故障計算には、各相インピーダンスの不そろいを特に考慮する必要はないので、図 3. 2 の等価回路を使用することができる。

電鉄変電所用サイリスタ整流装置

岩波 末弘*・上岡 康宏*

Thyristor Converters for Railway Substations

Itami Works

Suehiro IWANAMI・Yasuhiro UEOKA

Silicon converters made up of diode elements have been used in railway substations for these years. They are assumed to have a steady standing from the technical viewpoint. Increase in traffic volumes, however, comes to require the composition of train diagrams under special conditions. This brings about need of compensating voltage drops on the feeders for increase of loads due to insufficient capacities of existing substations. Then, thyristor converters have come into use newly to cope with the situation. The first apparatus have been built by Mitsubishi under the guidance of the Japanese National Railways for use in Akoo substation as a peak shifter. The article introduce it in brief.

1. ま え が き

電鉄変電所用整流器としては、従来、ダイオード素子により構成されるシリコン整流器が使用され、すでに10年を経過し、技術的にも安定期といえるであろう。

しかし、一方産業の発展、情報化時代に対応し、輸送量の増大などにより特殊条件のもとで列車ダイヤの編成が行なわれ、既設の変電所の容量不足から、電線の電圧が所定以下に低下して列車運転に支障をきたすおそれが生じ、負荷増大時に電圧降下を補正する要求が生じてきた。ここで、新しくサイリスタ整流器が電鉄変電所にも登場することになり、当社ではこの初めての装置を国鉄のご指導のもとに製作し、国鉄赤穂S/Sにサイリスタ整流器(別名ピークシフタ)として納入したので、その概要を紹介する。

2. 装置の機品構成および仕様

(a) 整流器用トランス(図2.1)

510 kVA 30 kV/180 V E種定格 1台

(b) 断路器

交流用(AC 7.2 kV 400 A) 1台

直流1,500 V用(3,000 A 定格) 2台(うち1台は既設品を流用)

(c) 交流変流器

2,000 A/5 A 3台(変圧器二次側ラッシング内蔵とする)

(d) サイリスタ整流器一式(図2.2)(図2.3)

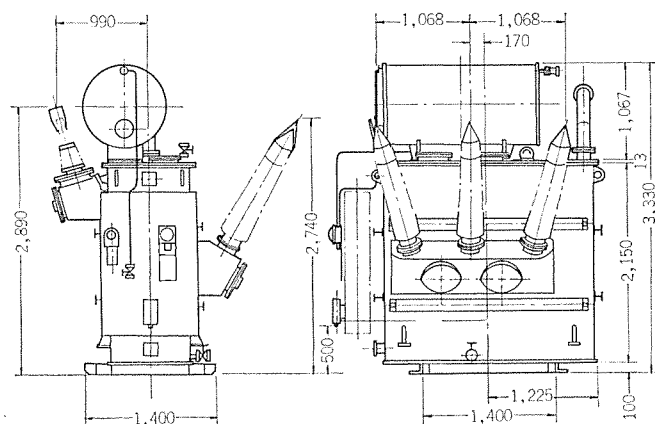


図2.1 整流器用変圧器外形
Outline of rectifier transformer.

形 式: 屋外キュービクル構造, 送油自冷式

整流方式: 三相全波 バイパスダイオード付き

使用サイリスタ素子 FT 500 C-16 (表2.1)

 $18 \times 6^P \times 6^A$

バイパスダイオード FD 1000 A-16 (表2.2)

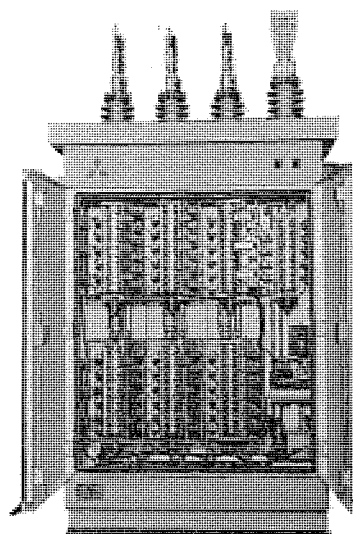


図2.2 200 V 400 kW サイリスタ整流器
200 V 400 kW thyristor converter.

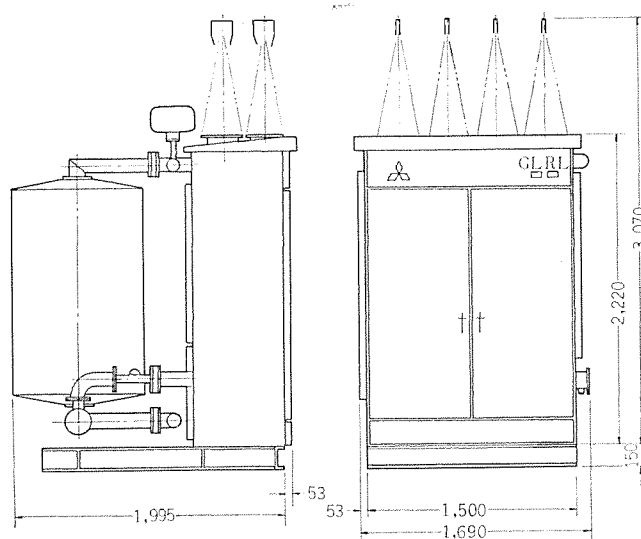


図2.3 サイリスタ整流器外形図
Outline of thyristor converter.

表 2.1 FT 500 C 素子定格表

Ratings of FT 500 C.

最大定格

項 目	記 号	単 位	FT 500 C
せん頭逆電圧	V_{RRM}	V	-8 -10 -12 -16 -20 -24 -28
過渡せん頭逆電圧	V_{RSM}	V	400 500 600 800 1,000 1,200 1,400
せん頭順阻止電圧	V_{DRM}	V	480 600 720 960 1,200 1,350 1,500
過渡せん頭順阻止電圧	V_{DSM}	V	400 500 600 800 1,000 1,200 1,400
実効順電流	$I_T(RMS)$	A	480 600 720 960 1,200 1,350 1,550
平均順電流	$I_T(AV)$	A	780
サージ電流	I_{TSM}	A	500 (商用周波, 単相半波 180 度通電, 抵抗負荷, $T_f=77^\circ\text{C}$)
電流二乗時間積	I^2t	A^2s	10,000 (商用周波, 単相半波, 1 サイクル波高値, 非繰り返し)
せん頭ゲート入力	P_{GM}	W	4.2×10^5 (60 Hz 半波 1 サイクル)
平均ゲート入力	$P_G(AV)$	W	16
せん頭ゲート順電圧	V_{FGM}	V	3
せん頭ゲート逆電圧	V_{RGM}	V	10
せん頭ゲート順電流	I_{FGM}	A	5
臨界順電流上昇率	di/dt	$\text{A}/\mu\text{s}$	4
動作接合部温度	T_j	$^\circ\text{C}$	200 ($V_D=1/2 V_{DRM}$, $T_f=25^\circ\text{C}$, ハイゲートドライブ)
保存温度	T_{stg}	$^\circ\text{C}$	-40 ~ +125
圧 接 力		kg	-40 ~ +150
重 量		g	1,500 (推奨値 1,200)

動作特性 (最大値)

項 目	記 号	単 位	FT 500 A-16~50 (2 SF 932~939)
せん頭逆電流	I_{RRM}	mA	30 (V_{RRM} にて, 接合部温度 125°C)
せん頭順漏れ電流	I_{DRM}	mA	30 (V_{DRM} にて, 接合部温度 125°C)
せん頭順電圧降下	V_{TM}	V	1.75 (順電流 1,500 A, 接合部温度 125°C 瞬時測定)
ゲートトリガ電圧	V_{GT}	V	4.0 (接合部温度 25°C)
ゲート非トリガ電圧	V_{GD}	V	0.2 (定格順阻止電圧の 1/2 を印加, 接合部温度 125°C)
ゲートトリガ電流	I_{GT}	mA	350 (接合部温度 25°C)
臨界順阻止電圧上昇率	dv/dt	$\text{V}/\mu\text{s}$	200 (指数関数波形, 定格順阻止電圧の 1/2 を印加, 接合部温度 125°C)
熱 抵 抗	θ_{if}	$^\circ\text{C}/\text{W}$	0.05 (接合部—フィン間 定常値) ※

表 2.2 FD 1000 A 素子定格表

Ratings of FD 1000 A.

最大定格

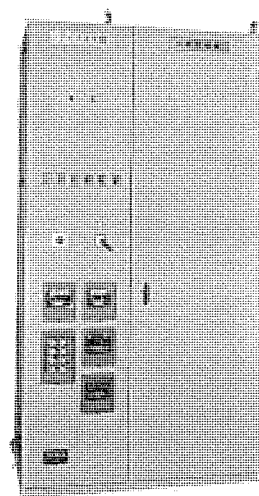
項 目	記 号	単 位	FD 1000 A
せん頭逆電圧	V_{RRM}	V	-24 -32 -36 -40 -50 -60
過渡せん頭逆電圧	V_{RSM}	V	1,200 1,600 1,800 2,000 2,500 3,000
平均順電流	$I_F(AV)$	A	1,500 1,900 2,100 2,300 2,800 3,300
サージ電流	I_{FSM}	A	800 (120° 方形波)
電流二乗時間積	I^2t	A^2s	14,000 (商用周波, 単相半波 1 サイクル波高値 非繰り返し)
動作接合部温度	T_j	$^\circ\text{C}$	8.2×10^5 (60 Hz 半波 1 サイクル)
保存温度	T_{stg}	$^\circ\text{C}$	-40 ~ 150
許用周波数	f	Hz	-40 ~ 150
圧 接 力		kg	1,000
重 量		g	1,500 (推奨値 1,200)

(e) 制御装置一式 (図 2.4)

形 式: 定電圧制御, 屋外用キュービクル 構造

3. 装置の概要および機能

ここに用いられた方式は単線接続図 (図 3. 1) に示すように, 既設の整流器に直列に, 可変電圧調整器をそう入することにより, 直流出力に電圧調整範囲を与え, 架線電圧を自動的に補正するものであり, 素子としては大容量平形サイリスタ素子を油冷方式で導入する設計方式である。したがって, ある線区を考えると, そのキ電線に対して並列にキ電している変電所の負荷容量を適当に分散させる効果を有している。整流器主回路素子構成としてはバイスダイオード付き三相全波整流で, サイリスタ整流器に必要とされる電圧は電圧補正分だけであることより直列数は 1 (DC 側よりの外来サージに対しても十分耐えうる)。また, 並列数においては定格負荷を許容し得ることより 6P の構成としている。電流バラツキに対しては各素子の di/dt , 順電圧降下 V_f をそろえることにより省略し, シンプルな構造としている。図 3. 2 に整流器主回路図を示す。

図 2.4 制御盤
Control cubicle. $1^S \times 5^P \times 1^A$

入 力: 三相 60 Hz 30 kV 受電

出 力: 400 kW 200 VDC 2,000 A

E 種定格 (100 % 連続, 120 % 2 時間, 300 % 1 分間)

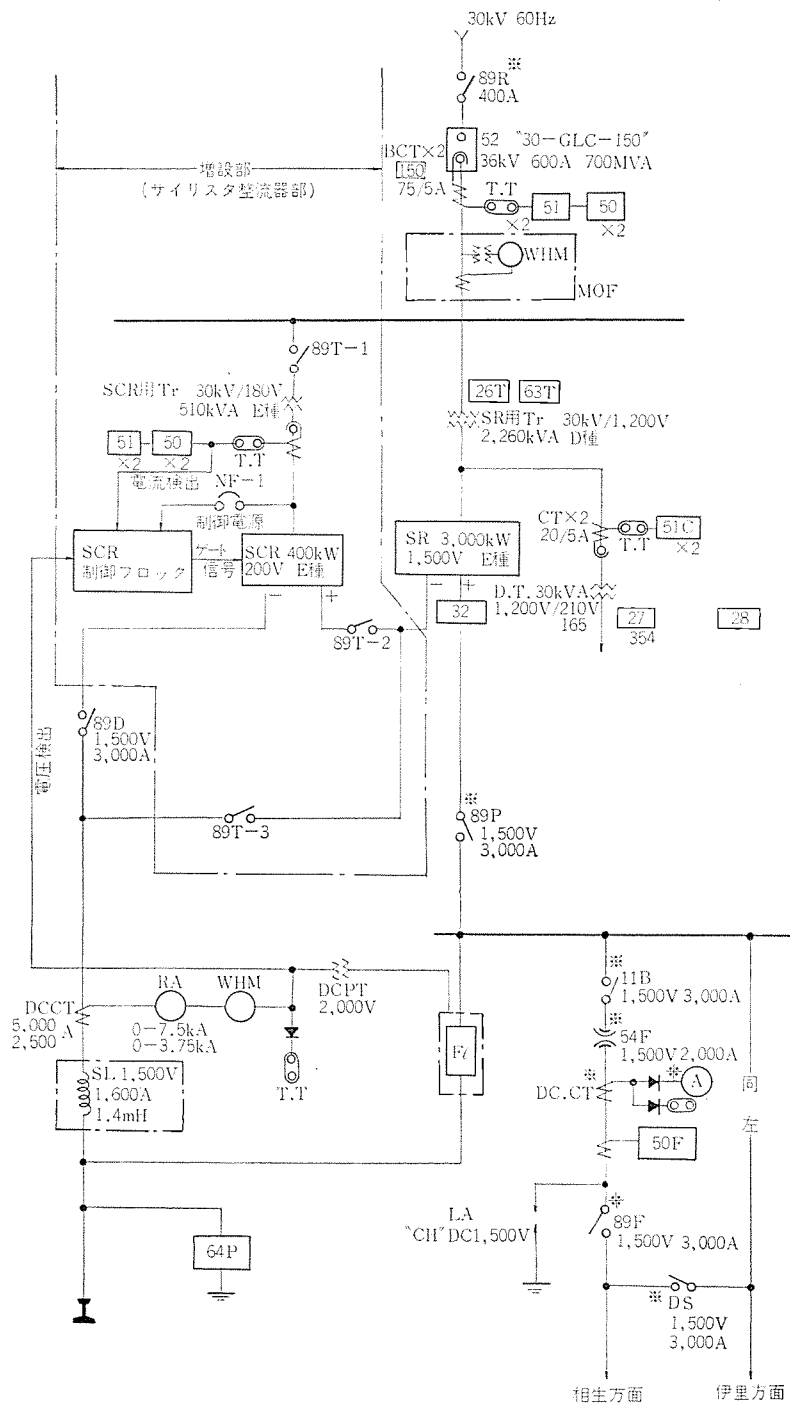


図 3.1 電圧補償用サイリスタ装置 主回路単線結線図
Single line diagram of DC booster with thyristor converter.

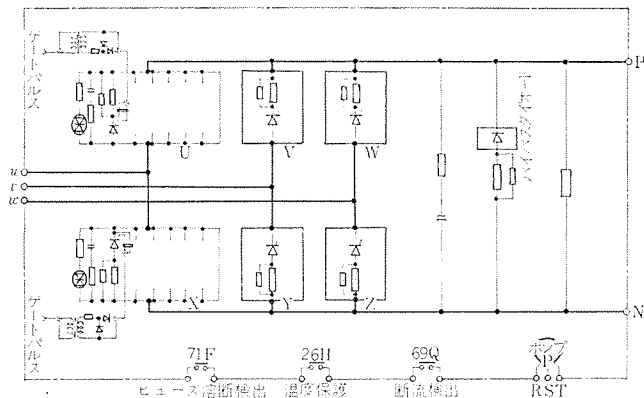


図 3.2 サイリスタ整流器主回路
Power circuit of thyristor converter.

主回路動作としては バイパスダイオード 付きであるため、位相制御角 α が $0^\circ \sim 120^\circ$ までの範囲で、直流出力電圧が 0 V より 230 V まで連続調整できる動作となる。 α が $0^\circ \sim 60^\circ$ の範囲では バイパスダイオード に電流は流れ得ないが、 $60^\circ \sim 120^\circ$ の範囲で通流され、このときサイリスタと双方に負荷電流は流れることになり、 $\alpha = 120^\circ$ で出力電圧は 0 V となる。定電圧領域における α の制御としては直流出力設定電圧、列車負荷電流の二つが制御要素となるが、その相互の関係を数式であらわすと式 (3.1) および式 (3.2) となる。

A $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$V_0 = E_{d0} - \frac{E_{D1} + E_{D2}}{2,000} I_d + 1.35 E_S \cdot \cos \alpha \dots (3.1)$$

B $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$

$$V_0 = E_{d0} - \frac{E_{D1} + E_{D2}}{2,000} I_d + 1.35 E_S \left\{ 1 - \sin \left(\alpha - \frac{1}{6} \pi \right) \right\} \dots (3.2)$$

ただし、 α : 位相制御角

V_0 : 直流出力設定電圧

E_{d0} : 既設 シリコン 整流器無負荷電圧

I_d : 直流負荷電流

E_{D1} : 定格負荷時の既設整流器トランスの転流リアクタンスと巻線抵抗による電圧降下およびダイオード順電圧降下

E_{D2} : 定格負荷時のピークフタ整流器トランスの転流リアクタンスと巻線抵抗による電圧降下、およびサイリスタ順電圧降下

E_S : サイリスタ整流器トランスの二次線間電圧

図 3.3 は出力電圧を $1,600\text{ V}$ 、 $1,700\text{ V}$ に選定した場合の直流母線電圧と直流負荷電流との関係であり、国鉄技研のかたがたによる現地試験の結果である。

$\alpha = 0$ 以上の負荷電流に対しては、サイリスタ整流器は α を開ききった状態となり、定電圧制御領域外となる。したがって、この場合の直流電圧については既設シリコン整流器とサイリスタ整流器との転流リアクタンスと巻線抵抗による電圧降下、およびダイオード順電圧降下の和が電圧降下分となり、そのままあらわれることになる。上記の式 (3.1)、(3.2) から明らかなように、直流設定電圧を下げれば定電圧制御領域の負荷電流範囲は拡大されることになり、設定電圧をあげれば、負荷電流範囲は縮小される。

定電圧制御回路ブロック図を図 3.4 に示す。図 3.4 において、出力電圧は既設 DCPT により検出され、電圧検出回路を経て出力電圧に比例したフィードバック電圧に変換される。一方、基準設定回路

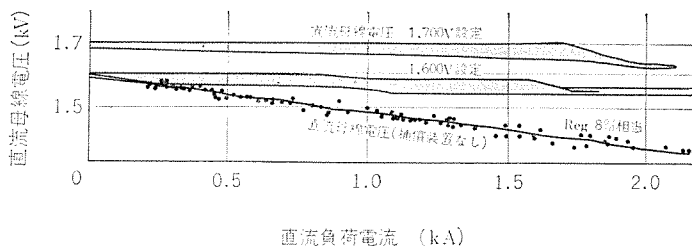


図 3.3 出力電圧と負荷電流との関係
Output voltage and load current.

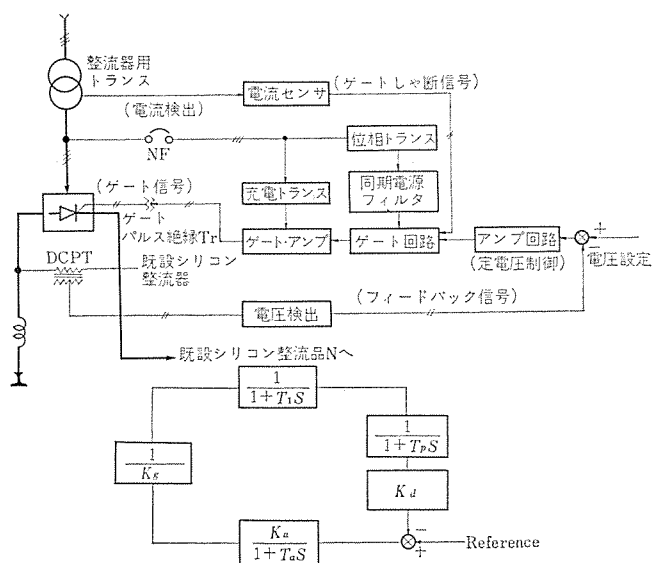


図 3.4 定電圧制御系 単線接続図およびブロック図
Single diagram of voltage control system and block diagram.

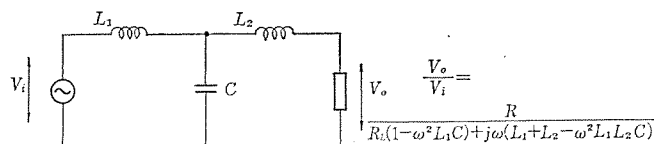


図 3.5 同期電源フィルタの等価回路
Equivalent circuit of synchronous filter.

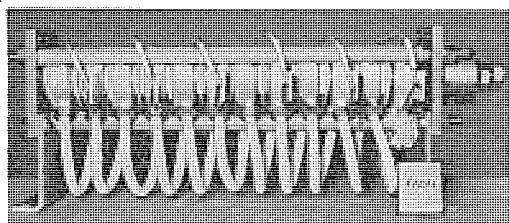


図 3.6 油冷平形スタック
Oil cooled type stack.

から設定電圧が供給され、フィードバック電圧との差が、増幅器回路で増幅されて（このとき、増幅器の入力と出力は符号が反転する）ゲートパルス発生器へ送り込まれ、ここで位相を制御される。すなわち、設定電圧に対して出力電圧が低いと、増幅器には⊕の電圧信号が入り、増幅されて⊖の信号となり、ゲートパルス回路へ伝達される。このゲート回路の動作は⊖の入力信号が増せば位相角は進み、出力電圧を上昇させる働きをする。したがって、⊖のゲート回路への入力信号により出力電圧は上昇して検出信号が増加し、設定電圧と検出電圧との差が減少し、やがて出力電圧が設定電圧にマッチした所で制御系は落ち着くことになる。上記のケースと逆の場合でもまったく同じ動作を繰り返し、最終的には設定電圧に見合った出力電圧となる。なお、ゲートアンプはゲート回路の出力信号を増幅し、この増幅されたゲートパルスは絶縁トランスを通してサイリスタのゲートへ与えられる。

本装置をそう入することによりダイオードによる三相全波整流された電圧に、さらに位相制御された電圧が重畳されたものとなり、当初においては、誘導障害による通信線におよぼす影響がかなり懸念されていた。しかし、国鉄での検討、現地試験では実用には差しつかえなく、既設の直流フィルタの第1分路、第2分路、第3分路に流れる各調波電流も定格以内に収まり、なんら支障はないという結果を得た。これはハイブリッド回路を使用しなかった特長でもある。

サイリスタ整流器を納めた赤穂 S/S は無人で電源系統が1系統のた

表 3.1 サイリスタ整流器故障および表示
Failure and display of thyristor converter.

故障内容	表示
過電流リレー 51 が動作	51 T (30-1 T 動作)
瞬時過電流リレー 50 が動作	50 T (30-2 T 動作)
冷却油断流検出リレー 69 Q が動作	69 T (30-3 T 動作)
速動ヒューズ溶解	71 T (30-4 T 動作)
変圧器温度上昇 26 T 動作	26 T (30-5 T 動作)
ゲートシャ断	86 T (30-6 T 動作)

め、運転指令は中央制御管理室で行なわれる。したがって、メインのシャ断器投入からサイリスタ整流器の出力まで自動操作となり、制御電源を別に生かすということは許されない。このため、制御電源は整流器トランスの二次側より供給されることになるが、サイリスタ整流器の転流動作により、その二次電圧はかなりひずんだ波形となるため、波形きょう正（矯）正フィルタを必要とした。一方、サイリスタ整流器の主回路電源と制御電源との位相関係を確立させるために、波形きょう正の要素にさらに電源同期をとる必要が生じ、同期電源フィルタとして図 3.5 に示すフィルタを制御盤キュービクルに内蔵している。

メインのシャ断投入から出力電圧確立までは下記の自動操作となる。

メインシャ断器投入指令→整流器トランス二次電圧まで確立→制御電源イキ（このときゲートパルスは抑制中）→ある時限の後ゲートパルス発生→ソフトスタートにより出力電圧確立。

サイリスタ整流器の冷却方式としては、平形サイリスタ素子を使用した非油浸構造のため、冷却ブロックが素子両面の金属ディスクに圧接されてはじめて外部への接続を完成し、かつ、低粘性の絶縁冷却液（SK-2）を冷却ブロック内に貫通させている。この冷却ブロックの背面には冷却液の出入口になるパイプ接続部がついており、これにフレキシブルパイプがつながっていて、冷却液を順次ブロック内にスパイラルな経路で直列に通している。油冷平形スタックを図 3.6 に示す。したがって、サイリスタ素子は冷却液には全く無関係に置かれており、制御回路の設置、保護ヒューズ、多数の制御配線に対しても、なんらの制限条件は与えられていないのが特長である。素子からの熱の放散はポンプにより冷却液を強制循環させ、サイリスタ整流器の後面に取り付けられている放熱器により外部へ自冷で放散させている。この基本構造は、すでに電気化学用途において、世界最大容量器も含めて多数の使用実績があるものであり、新しい形式のコンパクトな液冷整流器の出現にもつながるといえる。

本装置の故障表示については表 3.1 による。各故障内容は制御盤面に表示され、制御管理室には一括した信号を送っている。

4. む す び

地上、電鉄変電所に初めて油冷式平形素子を使用したサイリスタ整流器を納入し、負荷分担の一役を担っており、サイリスタが直流電化区間の高圧回路にも登場してきたことは大きな意義を有する。現地調整据付終了時点で国鉄技研関係者により種々の現地試験が行なわれ、いろいろの角度から、この初めての試みを検討された模様であり、結果はなかなか好調とのことである。このように使用者側の満足のいく運転を1号器において得ていることは非常に幸運であると考えるが、当社においても今後さらに改良と新しい技術の導入に加え、今後の電鉄変電所の進歩に貢献したいと考えている。

最後に、サイリスタ整流器の採用に当たり、かつ整流器の開発に対して終始ご指導いただいた国鉄関係者各位に誌上をかりて厚くお礼申しあげる所である。（昭和 45-8-13 受付）

超高速鉄道の基礎研究

浅越 泰男*・新良 由幸**・大野 栄一***

Fundamental Study on High Speed Transportation

Itami Works Yasuo ASAGOE

Nagasaki Works Yoshiyuki SHINRYO

Central Research Laboratory Eiichi OHNO

Success in the new Tokaido trunk line has helped elevate the position of railways markedly as high speed and mass transportation facilities, bringing about competitive study and development aiming at much higher speed in many countries in the world.

It is expected even in Japan the transportation between Tokyo and Osaka is liable to coming to deadlock in ten years with the present new trunk line. This makes it necessary to construct a new trunk line having a traffic speed of 400-500 km per hour. On the new line is to be employed a novel propelling system with linear motors and vehicles floated with superconductive magnets, which is fundamentally different from the old one. The embodiment of the project, however, needs a great deal of study. This article introduces a part of efforts made by Mitsubishi in this connection.

1. ま え が き

わが国における東海道新幹線の成功は、高速大容量輸送機関としての鉄道の地位を著しく高め、その価値を再認識する機会を世界各国に与えた。これはまた、在来方式の鉄道の限界を行くすぐれた総合技術の成果であることを明らかにしたが、同時に在来方式の限界を乗り越えた、新しい超高速陸上輸送機関への夢を現実のものとする開発競争のスタートを告げるものとなった⁽¹⁾⁽²⁾。

まず、アメリカにおいては1965年、故ケネディ大統領により高速陸上輸送機関 (High Speed Ground Transport) の研究開発が開始され、5年間で約460億という多額の費用を注いで、官民一体となって広範囲の研究開発が進められている。多くの構想の内でも現実的なものとしては、空気浮上とリニアモータ推進を組み合わせて、時速480 km/h (300 miles/h) をねらったTACV (Tracked Air Cushion Vehicle) が考えられており、すでに研究用の試験車も作られて高速試験に入ろうとしている。

フランスでは、アエロトラン (Aerotrain) の開発が有名である。これは実際にコンクリートガイドウェイの上で人を乗せた空気浮上車を走らせており、ジェット推進により最高速度422 km/hを記録している。またリニアモータによる推進も開発が進んである。

また、イギリスにおいては、船用ホバークラフトの技術を引きついで、超高速鉄道としてのトラクトホバークラフトの開発が進められている。また推進装置としてのリニアモータに関しても、Laithwaite教授を中心に古くから研究が行われている。現在全長27 kmの試験線を建設中であり、実用面ではロンドン-空港間およびロンドン-マンチェスター間への適用が検討されている。

そのほか、西ドイツ・スイス・スウェーデン等でも各種の方式が検討されている。

ひるがえって、わが国における輸送需要は年々着実な伸びを示している。とくに東京-大阪間の鉄道旅客輸送は、昭和60年には昭和40年の6倍以上の需要に達すると予測されており、現在の新幹線も10年以内にはその限界に達するものと推定される。ここに10年後を目標とした新しい超高速鉄道開発の必要性が強く要望される

わけである。

この新しい鉄道には、従来の鉄道とは異なった、磁気浮上およびリニアモータ駆動による表定速度300 km/h以上の超高速鉄道とすることが望ましく、これの実現を目ざした技術開発を強力に推進すべき旨の運輸技術審議会における報告も出されている⁽³⁾。

以下この新しい超高速鉄道方式とそれを実現するための基礎となる技術的問題について、当社での研究状況をおりまぜて紹介したい。

2. 超高速鉄道の基本構想

2.1 最高速度と所要時分

最高速度は超高速鉄道のシステム設計の主要項目であり、この鉄道としては東京-大阪間を1時間前後で結ぶことが目標とされているようである。距離と所要時間、したがって速度との間のマクロな関係についての理論的検討を行なったものに、パッテル研究所のBouladonの研究がある。

彼は距離 d の移動に対して合理的と感じられる所要時間 t に関し

$$t = 6.6 d^{0.3} \dots \dots \dots (2.1)$$

の関係を導いている。

式(2.1)は人間の諸感覚に関するWeber-Fechnerの法則に相当するもので、表2.1に示すように距離が10倍になったときの所要時間は2倍となることを示している。これから、東京-大阪間(440 km)に対して最高速度600 km/hまでの要求は不合理ではないことがわかる。

表 2.1 距離と時間の関係 ($t = 6.6d^{0.3}$, $v = d/t$)
Relation of travel distance with acceptable time.

距離 d	時間 t	速度 v	実 例
0.4 km	5 min	4.8 km/h	歩 行
1	6.6	9.1	市内バス
4	10	24	地下鉄, 自転車
10	13.2	45.5	電車, 自動車
40	20	120	長距離列車, 高速道路
100	26.4	228	新幹線
400	40	600	超高速鉄道
1,000	52.8	1,140	ジェット機
4,000	80	3,000	SST
10,000	105.6	5,700	HST

一方、最高速度が増せば推進に要する出力はその3乗に比例して増加する(図2.1参照)。たとえば400 km/hと500 km/hを比較すると、1両当たりの所要出力は2,500 kWおよび5,000 kWと倍になる。これに対し、加速度 α および減速度 β による制限と、途中1回の停車(2分間)を仮定したときの所要時間 t は図2.1の点線のようになり、400 km/hと500 km/hとでは約10分の短縮となるに過ぎない。

実際には、さらに社会的・経済的効果を加えた詳細な検討が必要であるが、これらの結果から最高時速350 km/hから500 km/h程度までが最高速度の目標値となるものと思われる。

2.2 超高速鉄道方式

上述の目標速度を実現するための高速鉄道の方式として最も実現性の高いものを表2.2に示す。ここでこれらの方式の基本となるものは、推進と支持である。

(a) 推進方式

粘着駆動による現在方式では、粘着限界のため原理的に300 km/hをこえる推進は困難となる。そこで非粘着駆動としてのリニアモータ

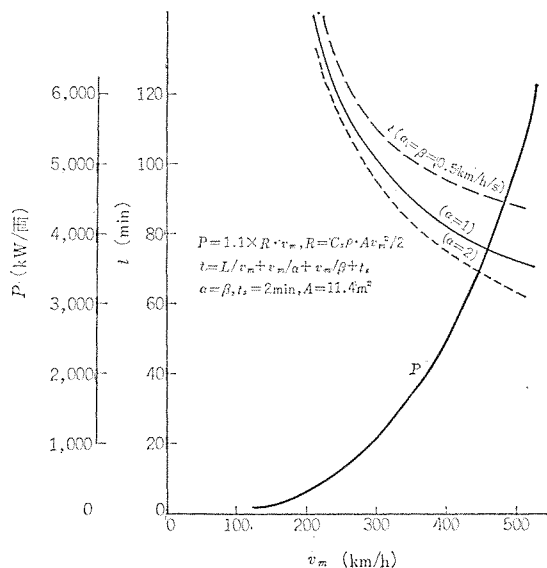


図 2.1 速度と所要出力および到着時間
Power and time vs. maximum velocity.

が最有力視されている。これには車上一次式と地上一次式がある。

車上一次式では高速集電に最も大きな技術的問題点があるほか、車上の電力変換制御装置による重量増加に難点がある。

これに対し地上一次式では集電の必要はなく、車上には軽量な二次導体のみでよいので重量の点でもきわめて有利であるが、反面地上設備の利用率がきわめて低く、建設費が巨額になる欠点がある。

現在、アメリカ・イギリス・フランスなどのリニアモータ計画はほとんどすべて車上一次方式であるが、わが国の東京—大阪間のように輸送需要の多い所では技術的問題も併せて考えて地上一次式を推進すべきと思われる。

(b) 支持方式

従来の車輪支持方式は、軌道狂い・摩耗・疲労等の影響が大きく、高速走行に対する安定性の確保や軌道の保守が大きな問題となり、その限界は350 km/h程度と考えられる。

したがって、それ以上の高速列車に対しては、空気あるいは磁気による浮上方式が検討されている。空気浮上に関しては各国で実用化が考えられ、とくにフランスではすでに422 km/hの高速走行にも成功しているが、騒音や浮上動力源に問題がある。

これに対して、超電導コイルを利用した磁気浮上方式が騒音や電源の心配がなく、浮上高さも比較的大きくできるものとして有望視

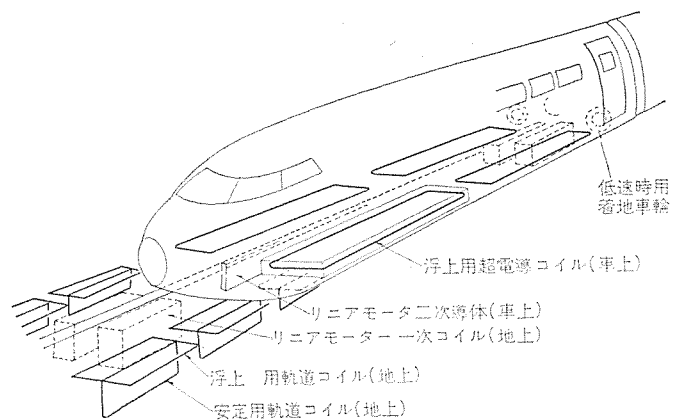


図 2.2 超電導磁気浮上、リニアモータ駆動超高速鉄道
High speed train propelled by linear motor and suspended by super conducting magnet.

表 2.2 高速鉄道方式一覧

High speed train systems.

方 式	常用最高速度 () 内表定	定員乗車時 車 両 重 量 () 内自重	ガイ ド ウ エ イ	支 持	推 進	問 題 点	記 事
(I) 現 在 方 式	km/h 310 (250)	70 (65)	コンクリート道床 直結式軌道	鋼製車輪および鋼製レール	回転形電動機 集電式 サイリスタによる力行、 ブレーキ制御(回生ブレーキ)	・車両重量大 ・集 電 ・回生ブレーキ	
(II) 非 粘 着 駆 動 車 輪 支 持 方 式	350 (300)	80 (75)	コンクリート道床 直結式軌道 (軌間2 m) 案内車輪使用の場合は中央 ガイドレール付き	鋼製独立車輪および鋼製 レール 案内は車輪のフランジま たは案内車輪使用	リニアモータ 車上一次式 集電式 車上インバータにより可 変電圧可変周波変換	・車両重量過大 ・車輪の疲労 ・軌道および車輪の保守 ・集 電 ・客室容積減少(機器容 積増大)	
(III) 浮 上 方 式	(A) 空 気 浮 上 (B) 磁 気 浮 上	400 (340) 400 (340)	30 (25) 30 (25)	逆T型またはU型コンク リート誘導路 水平面支持用 垂直面案内用 平型コンクリート誘導路 軌道ループコイル (浮上用および水平安定 用) 埋込み	エアクッション ガスタービン 送風機 エアパッド 磁気反発力 車上超電導ループ 地上誘導ループ	リニアモータ 地上一次式 インバータにより可変電 圧可変周波 ブロックき電 リニアモータ 地上一次式 インバータにより可変電 圧可変周波 ブロックき電	・騒 音 ・空気汚染 ・連結運転の不安定 ・超電導技術 ・極低温技術 ・磁気しゃへい (同上に加えて) ・騒音がない ・空気汚染がない ・トンネル内の走行条件 がよい

注：運輸技術審議会総合部会報告より引用。

されている。ただ超電導技術や極低温技術を一般のサービスに大量に安定した形で実用するためには、多くの未解決の問題が残されており、強力な研究開発が必要とされる。

2.3 超電導磁気浮上リニアモータ駆動式超高速鉄道

以上の考案から現時点において最適と思われる方式は表2.2のⅢB、すなわち超電導磁気浮上と、地上一次式リニアモータ駆動によるものである。

この方式のイメージを明確にするために、図2.2に概略図を示す。各部の内容については次章以下で述べることにしたい。

3. リニアモータとその制御

3.1 リニアモータの原理と構造

リニアモータは回転形モータを直線状に展開したもので、固定子としての一次側と回転子に相当する二次側との間に直接推力が発生し、先に述べた非粘着駆動には特に適したモータ形式である⁽⁴⁾。

一般的には、表3.1に示すように、モータの諸形式に対応してリニア誘導機(LIM)・リニア同期機(LSM)⁽⁵⁾・リニア直流機(LDCM)⁽⁶⁾が考えられ、それぞれの特長をもつ。

この内構造が簡単で実用性の高いLIMが最も広く知られており現在までに各国で検討されている方式もほとんどこのリニア誘導機が主体となっている。

表3.2は超高速鉄道用としての地上一次式リニアモータをLIMで考えた場合の基本構造に関する比較である。車体重量および磁気吸引力の小さいことから、アルミを二次導体とする、両側方式がすぐれていると思われる⁽⁷⁾。

図3.1は最高時速400km/h、出力最大2,500kW、推力2.3tのリニアモータの概略設計を行なったもので、地上に1両分の長さ(25m)

表 3.1 各種リニアモータ形式
Several types of linear motors.

	LIM (リニア誘導電動機)	LSM (リニア同期電動機)	LDCM (リニア直流電動機)
Gap	小 (1 cm)	大 (10 cm)	大 (10 cm)
低速特性	良好	良好	良好
高速特性	端効果のための劣化	良好	整流の問題あり
二次側 (車上)	Al 板	界磁 (浮上用SCMを流用)	界磁 (浮上用SCMを流用)
地上給電	インバータ	サイクロコンバータ	整流器

表 3.2 地上一次式リニアモータの基本構造
Basic construction of linear motor with primary windings in track.

方 式	両側方式(垂直設置)	片側方式(水平設置)
配 置		
一次側(固定子)	2個対向して垂直設置	1個水平設置
二次側	アルミ板のみで可	アルミ板のほかに磁束の帰路として鉄心必要
一次、二次間吸引力	小(とくに平衡点ではゼロ)	大、推力の数倍以上
空けき保持	左右方向	困難(横動、カーブ考慮)
	上下方向	容易
スペース	左右方向	小
	上下方向	大

間隔で設置されると考えるべきものである。この固定子は両側で約2ton、二次導体は1両分約250kgであり、単位出力当たりのモータ重量は0.9kg/kWときわめて軽量化され、リニアモータの特長を示している。

超高速運転における最大の問題点は、LIMの不連続性による端効果のための出力低下であり、これについては理論的解析および実験的究明が進められている⁽⁸⁾。当社でも3.3節に紹介する試験装置によりその検討を行なっている。

3.2 制御方式

LIMは原理的に誘導機と同じであり、その速度 v はポールピッチ τ と電源周波数 f とから

$$v = (1-s)v_s, \quad v_s = 2\pi f \dots\dots\dots (3.1)$$

ここに s はスリップ、 v_s は同期速度を表わす。

広範囲の速度制御を効率よく行なうには、周波数 f を変化させるのが最良の方法である。このとき磁束飽和を避けほぼ一定の磁束密度とするため電圧も周波数とほぼ比例的に変化させる必要がある。

低速域では周波数を固定して電圧のみにより調整すればよい。また周波数を一定に制限すればほぼ一定の速度に制限されたことにな

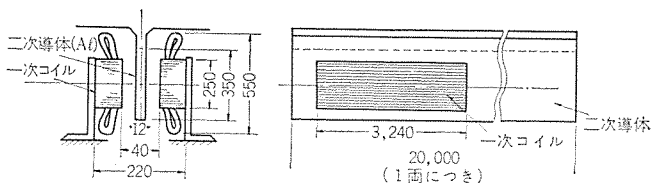


図 3.1 リニアモータ主要寸法例
Example of high speed linear motor.

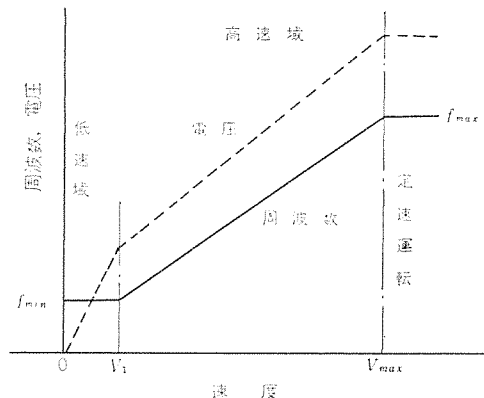


図 3.2 電圧-周波数特性
Pattern of a power source.

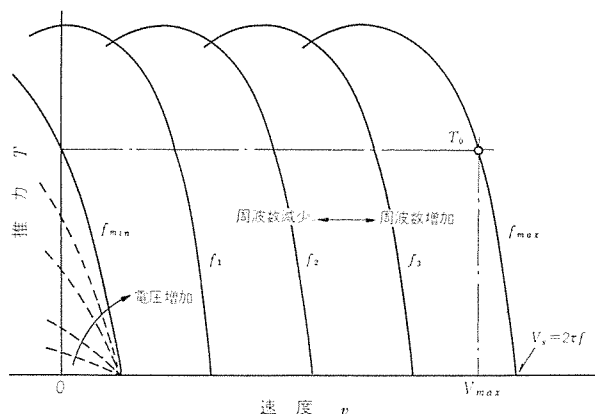


図 3.3 周波数制御による特性
Thrust-speed characteristics for frequency control.

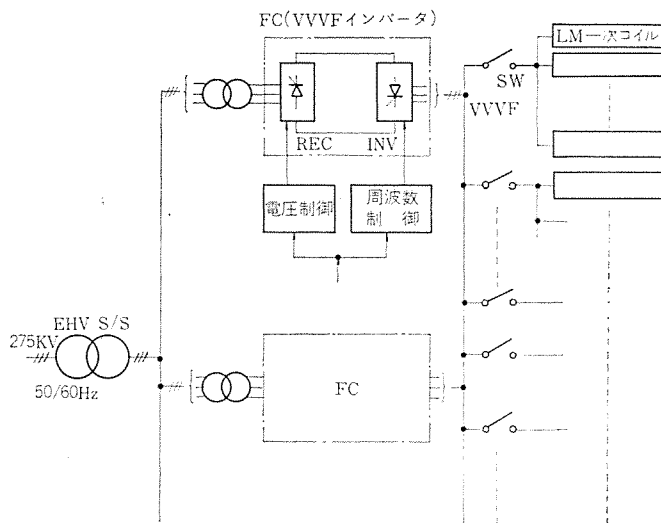


図 3.4 超高速リニアモータの電力制御システム
Power control system for high speed linear motor train.

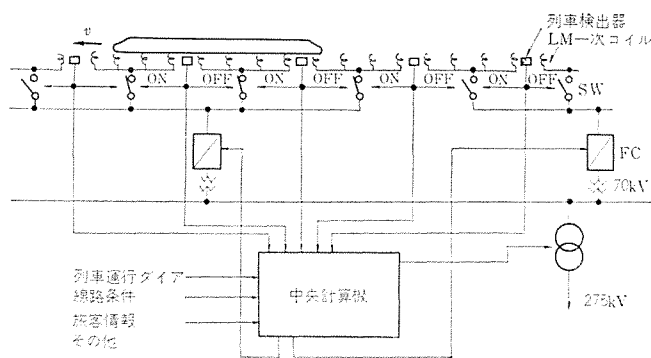


図 3.5 計算機による列車制御方式
Train control system by central computer.

り、定速運転も容易である。

図 3.2 および図 3.3 は、この間の関係を図示したものである。

このような制御を行なうための可変電圧可変周波数 (VVVF) 電源としては、サイリスタインバータによる静止形周波数変換装置 (FC) が用いられる。

ところで LIM の地上一次コイルは、2,500 kW/25 m すなわち 100 kW/m の密度で軌道全体に設置されることになる。この一次コイルが実際に働くのは、16 両編成列車が時速 400 km/h で通過するわずか 3.6 秒間であり、運転間隔が 5 分としてもその利用率はきわめて低いものとなる。

このような負荷に制御電力を供給するための電力システムの構成例を図 3.4 に示す。必要な電力は 16 両編成一列車に対し、有効電力だけでも 400 km/h のとき 40 MW、500 km/h のとき 80 MW であり、これに変換器や送電線の損失、無効電力分など考えると莫大な規模となることが予想される。

地上一次式では、上述のように電力システムをいかに経済的に構成するかが大きな問題点となるが、技術的には、地上の制御により各列車の制御を行なうことができ、完全自動運転には適した方式と考えられる。図 3.5 は中央計算機による制御システムの基本構成を示したものである。

3.3 超高速試験装置と試験結果

リニアモータによる時速 400 km/h 以上の駆動を実現するため、当社では図 3.6 に示す等価的な回転形超高速試験装置を試作した⁽⁹⁾。この試験装置は無限に長いリアクションレール、すなわち回転円板をは

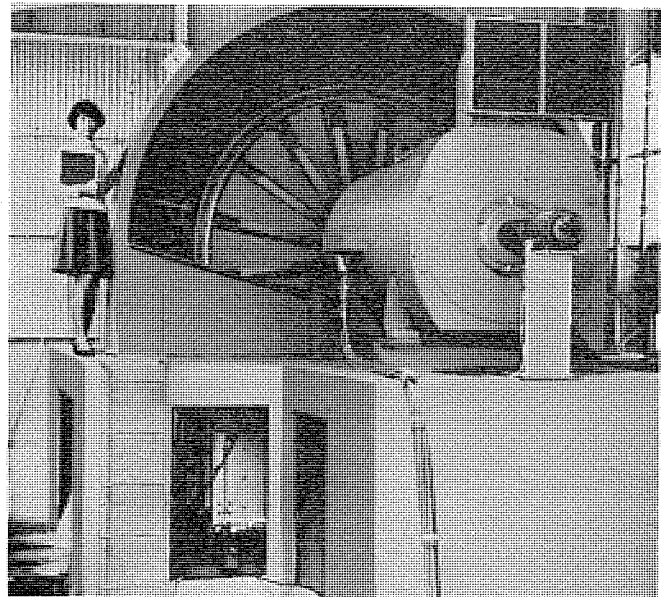


図 3.6 回転形超高速リニアモータ試験装置
High speed linear motor testing equipment.

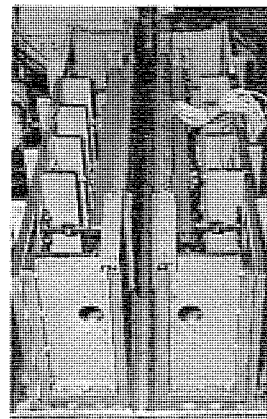


図 3.7 超高速リニアモータ試験装置の固定子
Stator coils of high speed linear motor testing equipment.

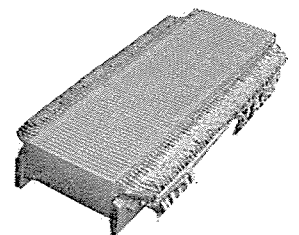


図 3.8 超高速リニアモータ試験装置用 1 次コイル
Primary coil of high speed linear motor testing equipment.

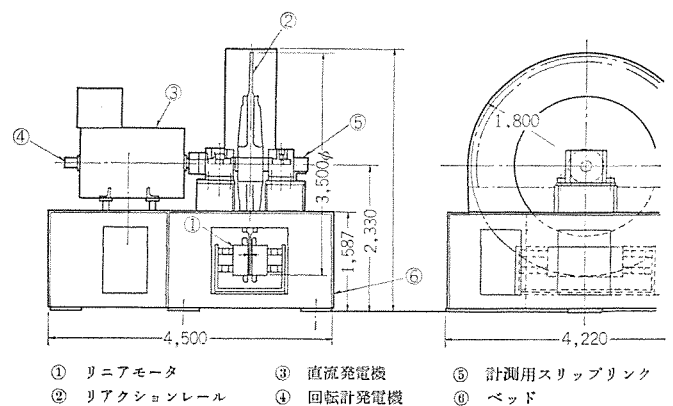


図 3.9 超高速リニアモータ試験装置全系統
Aspects of high speed linear motor testing equipment.

さんだ両側式リニアモータ固定子 (図 3.7) を実験台に配した構造となっている。図 3.8 は片側のコイルを示す。試験装置の全系統は図 3.9 に示すように、リニアモータ固定子、回転円板 (リアクションレール)、動力吸収装置としての直流発電機、高周波発電機および駆動用直流電動機から構成されている。被試験用リニアモータとしては、く (矩) 形固定子とリアクションレールの曲率を考慮した扇形固定子の 2 種を開

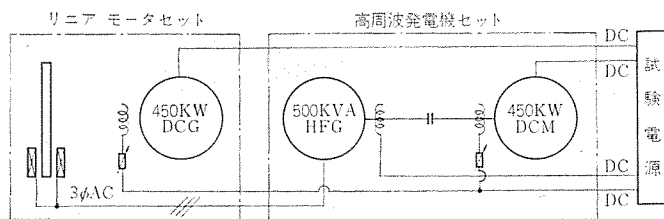


図 3.10 試験回路ブロック図
Block diagram of experimental circuits.

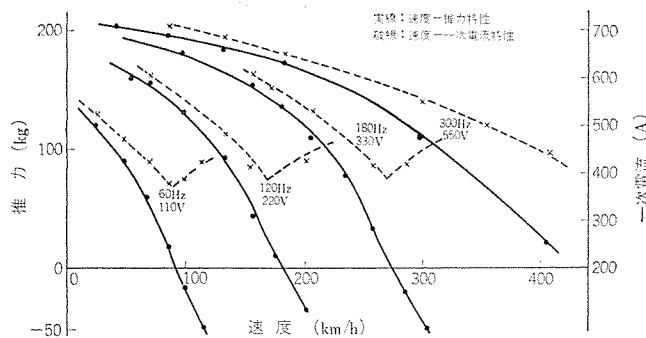


図 3. 11 高速リニアモータ試験機の特
Characteristics of high speed linear motor.

表 3.3 超高速リニアモータ試験装置諸元
Contents of high speed linear motor apparatus.

超高速リニアモータ	く形リニアモータ	扇形リニアモータ
出力 電圧 周波数 同期速度 定格速度 起動推力 定格推力	300 kW 550 V 300 Hz 432 km/H 350 km/H 600 kg 300 kg	150 kW 550 V 300 Hz 432 km/H 350 km/H 300 kg 150 kg
回転板	外径 基準外径 材質 最大周速 最大推力 最大不平衡吸引力 冷却方式	3,500 m 3,000 m 圧延銅板 120 m/s 1,000 kg 2,000 kg 自冷形
高周波発電機	出力 電圧 電流 周波数 回転数	三相 500 kVA 380 V 760 A 120 Hz(5~350 Hz) 480 rpm(20~1,400 rpm)

発しており、これらはいずれも三相6極両側方式の配置となっている。また回転円板(リアクションレール)としては3cm厚の圧延鋼板を用いている。試験装置の個々の諸元を表3.3に示す。

試験は図 3. 10 の試験回路ブロック図に示すように、高周波発電機の出力（最高 350 Hz）を被試験用リアモータに供することにより、回転円板を時速 400 km/h 以上の高速にまで駆動を行なう。また、リアモータの吸引力、推力はそれぞれリアモータ固定子と取り付けわくとのリンク機構に取り付けたロードセルにより測定する。

扇形 リニアモータ による試験結果の 1 部を、図 3. 11 に示す。

試験の結果は、二次導体としての鉄の表皮効果を考慮した計算値と、比較的良好に一致しており、この場合のように二次抵抗の高い場合には、端効果の影響はあまり大きく生じていない。

実際の超高速鉄道用としては、吸引力の問題もあり、アルミ二次導体とするものが好ましいと考えられる。この場合には、端効果の影響も大きくなるものと予測されるが、この実験装置により引き続いてテストを行なうよう準備中である。

また、このような端効果に対して有効な補償法も提案されており⁽⁸⁾、リニアモータ実用に対する見通しは明るいと考えられよう。

4. 超電導磁氣浮上方式

将来の高速列車の車体支持方式としてアメリカの Powell, Danby 氏等によって超電導磁気浮上のアイデアが提案され⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾、わが国においても基礎研究が進められているが、本文では浮上特性を精密に解析して電子計算機により特性の計算を試みた結果⁽¹²⁾と、これらの結果を検証するために常電導コイルによるモデル試験装置を製作したので、この概要を紹介する。

4.1 超高速列車の磁気浮上方式

超高速列車の磁気浮上方式としては、図 2.2 および図 4.1 に示すように車上コイル・軌道コイルを配置し、車上コイルを超電導線で、軌道コイルを常電導線で作り、車上コイルを直流励磁しておいて、車両の移動によって軌道コイルに誘起する電流と車上コイルの電流によって発生する反発力で数十トンの車体を支持するもので、超電導を利用する理由は強磁界を軽量のコイルで発生させるためである。

計算結果によると、浮上特性に影響をおよぼす重要な因子は 1) 浮上高さ (y_0), 2) 軌道コイル間げき (I_{RD}), 3) 軌道コイルの時定数 (τ), 4) 車上コイルのコイル間げき (I_{TD}), 5) 車上コイル 1 ピッチ当りに対応する軌道コイルのピッチ数 (n_R) である。

表 4. 1 に示すような諸元のモデル列車 (I) を想定して軌道コイル電流 (i), 浮上力 (軌道コイル 1 個分) $F(x_0, s)$, (車上コイル 1 個分) $F_T(t)$ の計算例を図 4. 2 に示す。

浮上特性の良否を浮上力の脈動率，列車に働く制動力を中心に考えて上記5因子の影響を調べてみると，

(1) ドラッグレシオ(制動力/浮上力)は定格速度では 1%前後であり、きわめて小さい。ただし、100 km/h 前後の低速において制

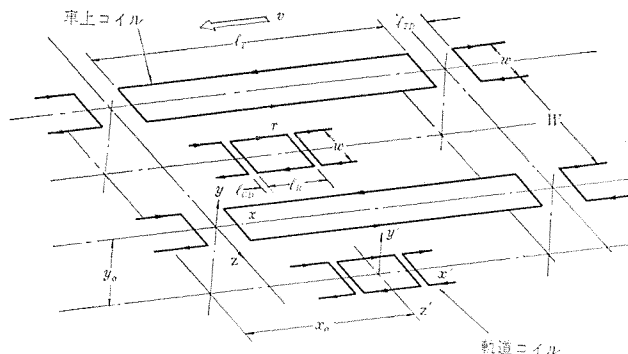


図 4.1 磁気浮上列車の車上コイルと軌道コイル
Magnetic suspension train with train coil and track coil.

表 4.1 磁気浮上モデルの定数表
List of constants of magnetic suspension model train.

	モ デ ル I	モ デ ル II
lT	9 m	9 m
lTD	1 m	1 m
lR	3.18 m	1.0 m
lRD	0.15 m	0 m
ω	0.5 m	0.5 m
W	2.0 m	2.0 m
r	0.04 m	0.04 m
y_0	0.25 m	0.25 m
nR	3	10
L	3.85 μH	1.37 μH
R	24.9 $\mu\Omega$	6.8 $\mu\Omega$
τ	0.152 s	0.16 s
I	200 kAT	200 kAT

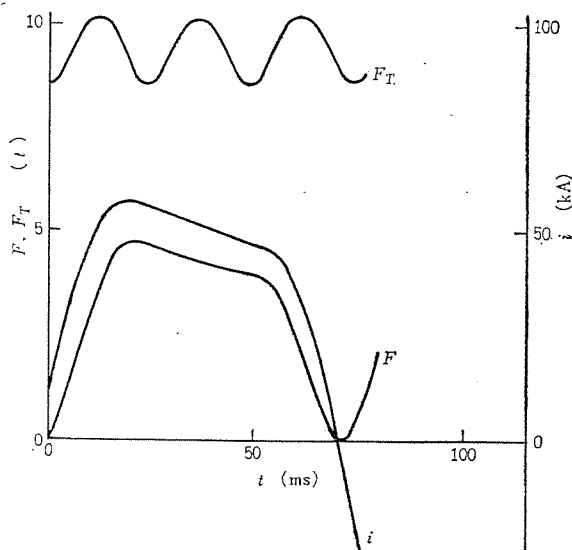


図 4.2 磁気浮上列車の浮上力と軌道コイル電流 (モデル I)
Lifting force and track current in magnetic suspension train (model I).

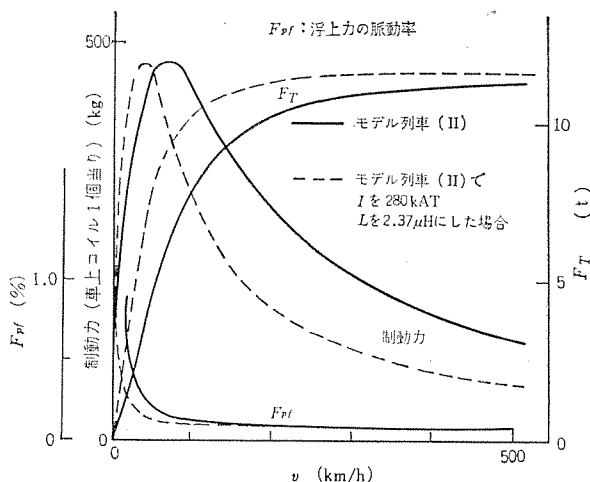


図 4.3 磁気浮上列車の浮上力・制動力と速度 (モデル II)
Lifting and drag forces in magnetic suspension train (model II)

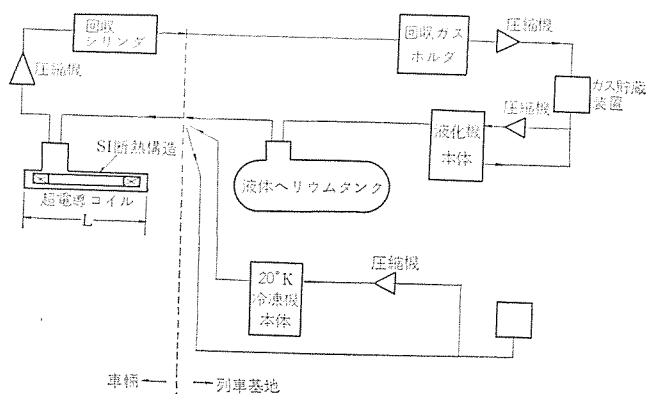


図 4.4 超電導磁気浮上列車の冷却系
Cooling system of magnetic suspension train.

動力の最大値が生ずる。

(2) R を変化させて τ を変化させた場合には浮上力はほとんど変化しないが、 L を変化させた場合には τ に逆比例して変化する。

(3) 高速域における浮上力の脈動率は τ にほとんど依存しないが、200 km/h 以下の速度では τ が大きいほど浮上力の脈動率は小さくなる。

(4) 列車に働く制動力の最大値は 100 km/h 以下の低速域にあり、その値は τ にはほとんど依存しない。

(5) 軌道コイルに抵抗が存在するため、車上コイルが作る磁界と誘起電流との位相差が π 以下となり、1 個の軌道コイルについて見た場合に、負の浮上力を発生するときがあるが、 τ の値が 0.1~0.2 程度以上であれば、負の浮上力は無視しうる程度である。

(6) L_{TD} の値を適当な大きさに決定すれば、浮上力の脈動率は著しく改善できる。

軌道コイルをはしご形にすると、 L_{RD} は零になり、コイルの見かけの抵抗が減少する。はしご形軌道コイルを持ち、浮上力の脈動率が小さいモデル列車 (II) の諸元を表 4.1 (II) のように想定して計算した結果を図 4.3 に示す。

この方式での問題点は図 4.3 でもわかるように、制動力のピーク値が車両の加速中である低速域に存在することである。しかし、この点についてはたとえば低速域の地上コイルの仕様を変えたり、補助車輪によって低速時の y_0 を大きくするなどが考えられており、解決することができる。

車上コイルは超電導状態に保持するために、冷媒として液化温度が絶対温度 4.2°K の液体ヘリウムを使用するが、この冷却系の一例を図 4.4 に示す。

この冷却システムは列車の運行に必要な量の液体ヘリウムを補給し、蒸発したヘリウムは圧縮機を通して回収し、これを車両基地で液化して再使用するものである。

また、超電導コイルを車体に保持する際には、断熱と同時に車体の重量を支持する力の伝達に耐える構造が必要となる。当社ではすでに MHD 発電関係の超電導コイルとして、この目的に十分使用できる超断熱構造 (SI 構造) の開発を終わっている⁽¹³⁾。

4.2 常電導コイルによるモデル試験装置

上記超電導コイルを製作して諸特性を検証するには種々の困難と多大の制約が予想されるので、当社では実験用として常電導コイルを円周上に配置した円板を回転させて車上コイルを模擬し、これに対向した軌道コイル相当の常電導コイルをロードセルを介して固定して、浮上力・制動力・軌道のスレによる不安定力を同時に測定する装置を完成した。

この装置の常電導マグネットの諸元は表 4.2 のとおりである。軌道コイルについては試験結果をフィードバックし、種々なるものを作って比較試験する予定であるが、現在 $n_R=3$ のコイルを準備している。その他、軌道コイルとして板状導体・はしご形コイル、その他に不安定力・制動力を低減するコイル形状を調査し、また、材質について

表 4.2 常電浮上試験装置の諸元

List of constants of magnetic suspension test equipment with normal conductor.

(a) 常電導マグネット諸元表				
直		径		800 ϕ
	幅			220
コ	イ	ル	幅	110
極			数	6 極
起			力	13 kAT
電			流	52 A
定			格	3 分
周			速	100 km/h
(b) 軌道コイル諸元表				
コ	イ	ル	寸	115×110 (コイル導体中心)
コ	イ	ル	断	13×17
タ	ー	ン	数	56 T
$n_R=3$				$y_0=41.5$
$L=0.654$ mH				$R=0.27\Omega$

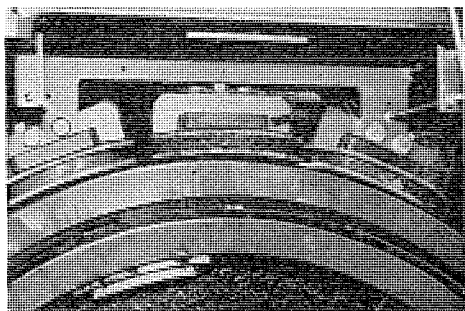


図 4.5 常電導磁気浮上試験装置
Magnetic suspension test equipment of normal conductor.

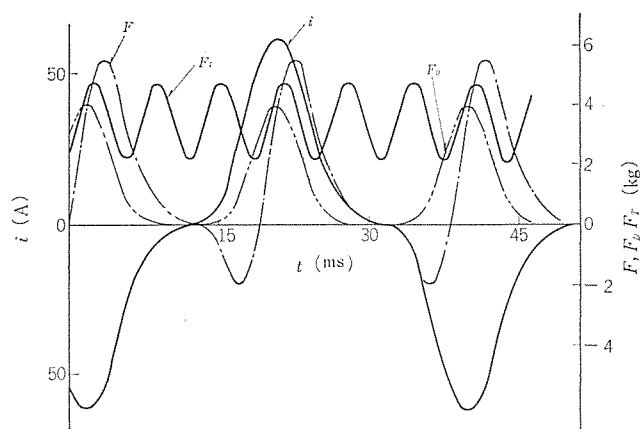


図 4.6 常電導磁気浮上装置の特性
Characteristics of magnetic suspension test equipment
of normal conductor.

も銅のほかにアルミなどについても調べる予定である。

この装置は鉄心にコイルを巻いて外部から直流励磁する構造であるが、鉄心の磁束密度を十分に小さく設計したので磁気飽和現象を全く無視できるため、開発済みの計算機プログラムを若干修正して理論解析することができる。したがって、理論と実験のつき合わせが可能である。また、軌道コイルは3個取付けられるようにくふうし、中央のコイルのみを計測の対象にしたため、最も基本的な軌道コイル1個に働く力を解析することができる。

さらに、この軌道コイルを直流励磁することにより、シンクロスリニアモータとしての基礎試験ができるなどの特長があり、磁束分布の測定、ロードセルの調整が完了次第各種の試験を進めることにしている。

この装置の主要部分の写真を図4.5に示す。また、計算機で解析した結果の一例を $F(x_0, t)$, $F_T(t)$, i , 制動力 F_D についてまとめたグラフを図4.6に示す。図4.2と比較して τ が著しく小さいこと、軌道コイル抵抗が大きいために浮上力の負の時間、量が目立って大きいことがうかがえる。

また、軌道コイル1個当たりの浮上力 F の脈動が非常に大きいにもかかわらず、車上コイル1個当たりの浮上力 F_T は脈動率が格段に改善されていることがうかがえる。

5. む す び

以上、リニアモータで推進し、超電導磁石で浮上する超高速列車を中心に、その技術的問題点と研究開発の状況を述べた。この新しい形式の超高速鉄道は、従来の鉄道の概念から大きく変化したものであり、ここに述べた以外の多くの分野——たとえば軌道構造・車体構造・ガイド方式等——についても解決すべき問題は数多いと思われる。

一方諸外国では、アメリカ・フランス・イギリス等政府の強力な援助の下に、各国独自の超高速鉄道の開発計画を推進中であり、1970年代にはその実用化も進むものと思われる。

わが国の東京—大阪間は東海道メガポリスの幹線として、経済社会発展をささえる大動脈であり、世界的にも超高速鉄道の実用にとって最適の条件を備えている。ここに東海道新幹線に現われたわが国の鉄道技術を結集して、世界に冠たる超高速鉄道の実現する日の近からんことを願いつつ筆をおく。

最後に本稿執筆に関連して、日ごろご指導願っている日本国有鉄道関係のかたがたに心より感謝の意を表します。

参 考 文 献

- (1) 一条：21世紀の鉄道，至誠堂（昭45-2）
- (2) 京谷：超高速鉄道開発の各国の現状，機械学会誌，73(619)，1,082～88（昭45-8）
- (3) 超高速鉄道の開発についての報告，運輸技術審議会総合部会，超高速鉄道ワーキンググループ（昭45-9）
- (4) 宇佐美：鉄道におけるリニアモータの利用，日本機械学会誌，73，No. 612，112～118
- (5) 山村・大野：サイリスタモータ式リニアモータ（1），（2），電気学会東京支部大会（昭42-10），電気連大（昭43-4）
- (6) 松井，梅森ほか：電磁レール式直流リニアモータによる新しい鉄道システムの提案，電気学会東京支部大会，348（昭45-10）
- (7) 大野・岸本：リニアモータの基本特性，三菱電機技報，42，No. 12，1,581～88（昭43-12）
- (8) 山村，伊藤：高速リニアモータの特性，電気学会東京支部大会，138（昭45-10）
- (9) 新良ほか：超高速鉄道用リニアモータ試験装置，電気車の科学，20～25（昭45-5）
- (10) J. R. Powell, G. R. Danby: Magnetically suspended trains; The Application of Superconductors to High Speed Transport, Cryogenics and industrial gasses, 19～24, (OCT., 1969)
- (11) 植田，結城：超電導体を利用した磁気浮上列車の可能性，JREA，12，No. 11，6,511～6,514
- (12) 山田，岩本：超電導式磁気浮上装置の理論検討，電気学会全国大会（昭46-3）
- (13) 明石，荻野ほか：MHD発電用超電導磁界装置，三菱電機技報，43，No. 12，1,589～98（昭44-12）



特許と新案

二端子定電流装置

発明者 大久保利美・早水弘一

この発明は、二端子入力端の印加電圧が変動しても常に一定の印加電流を保つ二端子定電流装置に関するものである。

図はこの二端子定電流装置で、整流器により整流された入力信号を、逆極性ダイオードまたはトランジスタのコレクタベース回路と順方向ダイオードとの直列回路、およびエミッタフロアトランジスタの出力端子に印加し、順方向ダイオードの電圧降下をエミッタフロアトランジスタの入力端子に供給することを特長とする。

入力端子(1)(1')に流れる電流 I は整流器(2)で整流されて、トランジスタ(4)および(6)のそれぞれコレクタ電流 I_C および I_R になるが、トランジスタ(4)が逆極性のため、 I_R は I_C に比べ非常に大きく $I \approx I_R$ となる。

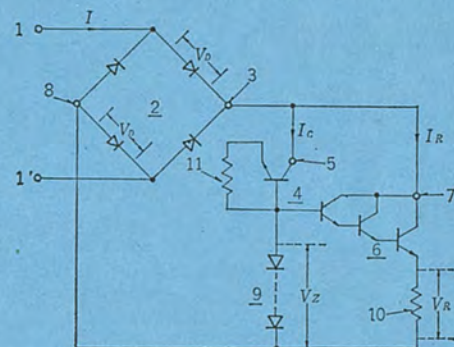
一方トランジスタ(4)のコレクタ電流 I_C は、コレクタベース間(N-P)におけるダイオードの逆方向特性によりほぼ一定となり、その大部分がダイオード直列回路(9)に流れる。したがってダイオード直列回路(9)における電圧降下 V_Z は、ほぼ一定となる。この電圧降下をエミッタフロアトランジスタ(6)の入力端子に供給すれば、トランジスタ(6)のエミッタ回路の抵抗(10)の電圧降下 V_R は、ダイオード直列回路(9)の電圧

降下 V_Z に等しい。エミッタフロアトランジスタ(6)のエミッタ回路の抵抗を R とすると、

$$I_R \approx I = \frac{V_R}{R} = \frac{V_Z}{R} = \text{一定}$$

つまり入力端子(1)(1')の印加電流は印加電圧の変動に関せず一定なものとなる。

(特許第 462618 号) (高本記)



集積回路半導体増幅器

発明者 早水弘一

この発明は1個の増幅器回路で、出力トランス方式(OT方式)または出力トランスレス方式(OTL方式)のいずれの方式にも兼用できる、集積回路半導体増幅器を提案するものである。

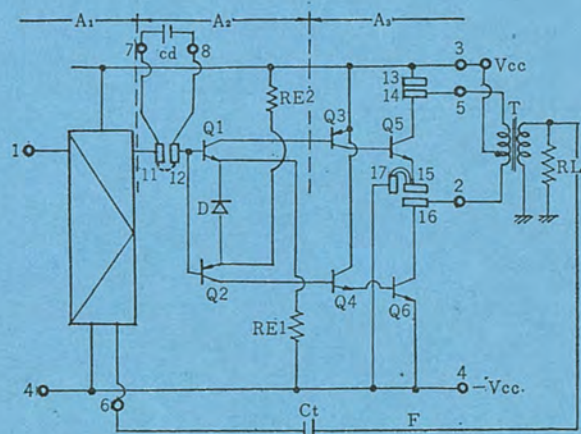
図において、 A_1 は前置増幅器、 A_2 は変換回路は、 A_3 準相補形の増幅回路、 T は出力トランス、 R_L は負荷、 C_c, c_d はコンデンサである。出力トランス T 、負荷 R_L 、コンデンサ C_c, c_d を除く他の回路要素は集積回路として形成されており、この回路は外部接続用端子(1)~(8)、および内部接続変更用電極(11)~(17)を持っている。入力信号は端子(1)に与えられる。

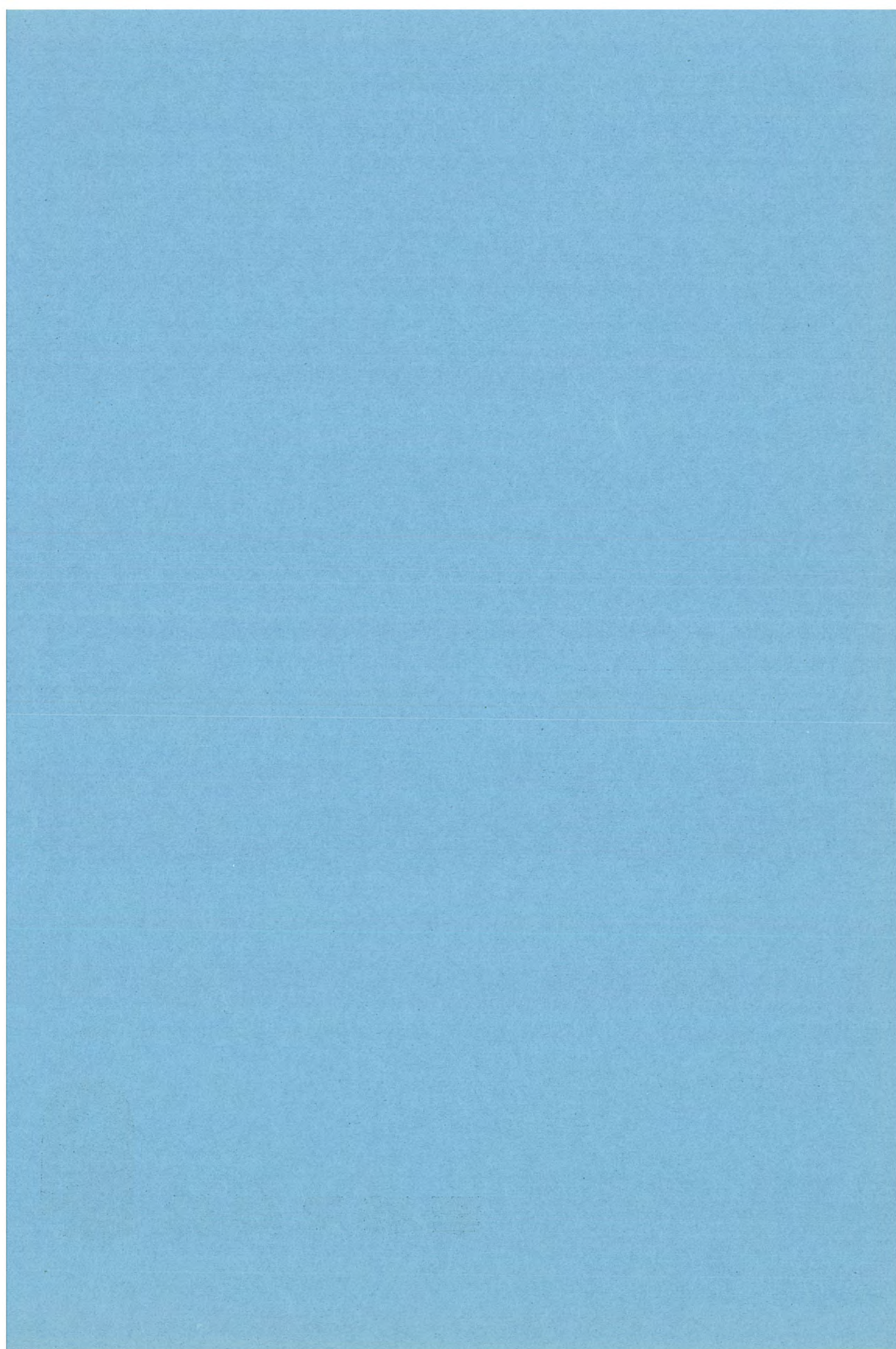
OT方式として使用するとき、図に実線で示すように、電極(15)・(17)間だけが接続され、図に点線で示す他の電極間はすべて開放される。この場合、前置増幅器 A_1 の直流出力電位が変換回路 A_2 、増幅回路 A_3 に悪影響を与えるので、コンデンサ C_d でこれを防止する。OTL方式として使用するとき、図に点線で示す電極(11)・(12)間、(13)・(14)間および(15)・(16)間が接続され、電極(15)・(17)間が開放される。

この発明は、片接地入力信号からプッシュプル出力信号を得る回路を含む集積回路半導体増幅器において、接続用端子および接続変更

用電極を備えているので、OT方式かOTL方式の選択をすることができ、集積回路1機種の多用途化をはかるとともに、標準化、ひいてはコストの引き下げに大きな効果がある。

(特許第 578959 号) (飯田記)





高性能チョッパ用逆導通サイリスタ

岡 久雄*・蒲生 浩**・飯田 隆彦**
川上 明*・宮嶋 辰夫**・石堂 道治**

Fast Switching Reverse Conducting Thyristors

Kitaitami Works Hisao OKA・Hiroshi GAMO・Takahiko IIDA
Akira KAWAKAMI・Tatsuo MIYAJIMA・Mitiharu ISHIDO

Fast switching reverse conducting thyristors, with a large current capacity in reverse direction by integrating an antiparalleled rectifier diode into a conventional thyristor, have advantages over conventional units for inverter and chopper use. As it has the following merits that : (1) easy to fabricate higher voltage, lower conduction loss and faster switching speed devices. (2) not requiring antiparalleled diodes in application circuits and simplifying systems, and (3) resulting in a compact communication system and high performance compared with conventional thyristors. Now Mitsubishi has developed a series of fast switching reverse conducting thyristors with the rated current capacity of 60~400 A in forward direction and 60~150 A in reverse direction, the results being reported satisfactory in the application of field. This article describes their electrical characteristics and ratings.

1. ま え が き

最近、サイリスタインバータあるいはチョッパ装置は本格的な実用期をむかえつつあり、その低価格化・小形軽量化により高性能への要求が強まっている。それに伴い高速スイッチングサイリスタの需要は質量ともに急激に増加しており、それらを実現するのにふさわしい素子の開発が強く要望されている。その一つが逆導通サイリスタである。

逆導通サイリスタはその名称のしめすとおり、逆方向に通電可能な(阻止能力を有しない)サイリスタであって、サイリスタ内部にダイオードが逆並列に一体に構成された構造をもっている。数年前アメリカGE社が、陽極エミッタを短絡構造とした同種の高速スイッチング素子を発表⁽¹⁾し、高温特性が著しく改善されるむね報告しており注目されたが、その後、国内でも試作の報告⁽²⁾⁽³⁾がなされており、同様のメリットが見出されている。しかしながら同時に転流能力が問題となり、実用上はダイオードを直列あるいは並列に併用するなど、その実用化の価値は疑問視されていた。

われわれは相当の逆電流を通電しうる構造の逆導通サイリスタが応用上逆阻止サイリスタにはない大きなメリットをもつことに着目し⁽⁴⁾⁽⁵⁾、転流能力の向上を中心としてその開発試作をすすめてきたが、今回60 A~400 Aクラスの試作が完成した。同時に装置での使用実績も得られ、期待どおりの性能が得られる⁽⁶⁾とともに装置の小形軽量化、高性能化あるいは低価格化に大きく寄与するとの確信をえたのでその特性を中心に紹介する。

2. 逆導通サイリスタの構造と特長

逆導通サイリスタは、その使用目的により多くの異なった構造が考えられるが、大電力スイッチング用素子としては、図2.1に示すように、主電流通電のためのサイリスタ領域と逆方向電流を通電するためのダイオード領域が、互いに逆並列になるよう一つの半導体ベレット中に構成されたものが基本的である。その電気的特性は、構造から容易に推定できるように、サイリスタとダイオードを逆並列接続したものとまったく等価であるが、図のように一体構造とすることによって、多くのメリットが得られる。

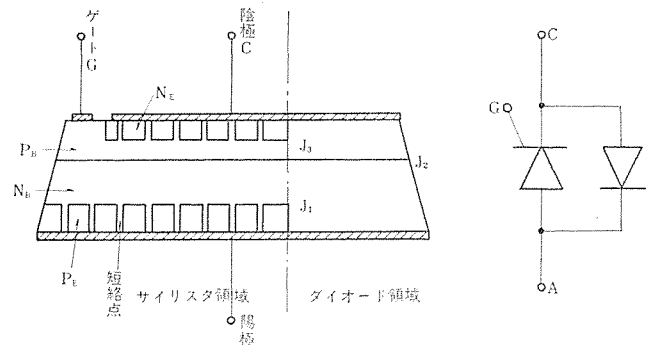
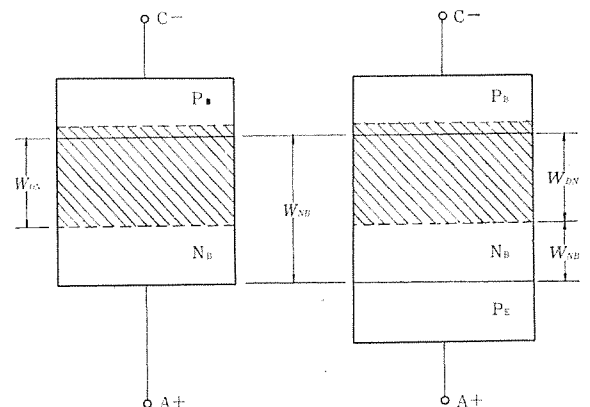


図 2.1 逆導通サイリスタの基本構造
Fundamental structure of reverse conducting thyristor.



(1) 逆導通サイリスタ (2) 逆阻止サイリスタ
図 2.2 逆導通サイリスタと逆阻止サイリスタの順阻止時における等価接合構造

Equivalent junction structures reverse conducting thyristor and reverse blocking thyristor in forward blocking state.

まず構造上はサイリスタの逆阻止耐圧が不要なので、図2.1に示すように逆阻止接合 J_1 を短絡した構造とすることができ、より高耐圧大容量素子が容易に得られるというメリットがある。図2.2は順方向阻止状態における接合 J_1 に短絡構造を有する逆導通サイリスタと、逆阻止サイリスタの等価的接合構造である。逆導通サイリ

スタは P_BN_B のダイオード接合、逆阻止サイリスタは $P_BN_BP_E$ のトランジスタ接合と等価と考えてよい。図中 W_{NB} は N_B 層の厚み、 W_{DN} は空乏層 N_B 層側のひろがり幅、 W_{NB} は順電圧印加時の実質的ベース幅である。ここで、両構造における耐圧を比較してみる。まず逆導通サイリスタでは、その耐圧 V_B は、 N_B 層の比抵抗によりきまる P_BN_B 接合の耐圧 V_{B0} に等しく、 N_B 層の厚みは空乏層のひろがり程度あれば十分である。一方、逆阻止サイリスタの場合の耐圧は、よく知られているように、

$$V_B = V_{B0} \sqrt{1 - \alpha_{PNP}}$$

$$\alpha_{PNP} \approx \gamma \operatorname{sech} \frac{W_{NB}}{L_P}$$

であらわされる。

ここに n は定数で 2~4、 α は P_BN_B 接合の注入効率、 L_P は少数キャリアの拡散長である。この式から、逆阻止サイリスタの耐圧は P_BN_B 層の耐圧より低く、同じ耐圧を得るには $\alpha_{PNP}=0$ 、すなわち $W_{NB} \gg L_P$ としなければならないことがわかる。すなわち、逆阻止サイリスタの場合、逆導通サイリスタと同じ耐圧を得るためには、中央 N_B 層の厚みは、空乏層の幅のほかに拡散長より十分長い厚み W_{NB} を余分にもたさなければならない。

いいかえれば、逆導通サイリスタでは同じ耐圧をうるのに、中央 N 層はうすくてもよく、その結果、サイリスタの順電圧降下が減少するわけである。また中央 N_B 層厚みが同じであれば、逆導通サイリスタでは空乏層幅を W_{NB} 層いっぱいまでのばすことができるので、中央 N_B 層の結晶比抵抗をあげ、その結果として、同じ順電圧降下でも逆導通サイリスタはより高い耐圧の素子を得ることができる。これによって、ターンオフ時間の短縮によって著しい順電圧降下の増大と耐圧降下をもたす高速スイッチング素子において、その製造を容易にするとともに、より高耐圧大容量高速素子の実現を可能にすることができる。

つぎに、回路上では、まず、インバータあるいはチョッパ装置の多くの回路方式では、サイリスタに逆並列にダイオードが組み合わされて使用されているが、これを逆導通サイリスタに置き換えることによって、素子数低減、回路の簡略化、小形軽量化が可能になるという機能集積によるメリットがある。

また、ダイオードを外部に結線した従来方式では、ダイオード結線のインダクタンスの影響⁽⁴⁾があるため、転流(ターンオフ)用パルス電流の幅はサイリスタのターンオフ時間の2~3倍が必要であったが、逆導通サイリスタでは、ダイオードとサイリスタは一体構造であるため、そのインダクタンスは無視しうるほど小さく、したがって転流用パルス電流幅は、そのままサイリスタの逆阻止期間として印加される。そのため、もしターンオフ時間が同じものであれば、逆導通サイリスタの使用によって転流パルス幅を短くすることが可能で、その結果、転流装置の小形軽量化と低コスト化をはかることができる。

また転流用パルス電流幅を同じものとすれば、逆導通サイリスタの場合、そのターンオフ時間は逆阻止サイリスタに比べて2倍程度長いものでもよく、素子によるコストダウンが可能であり、また高耐圧大容量素子の必要ある場合は、それらを使用することが可能となるというメリットをもっている。以上のように、逆導通サイリスタは機能的に高速スイッチングサイリスタとして非常にすぐれている。

しかし一方、ダイオードとサイリスタの一体化による相互干渉に起因する、サイリスタのターンオフ能力(転流能力)の低下という致命的な欠点をもっている。すなわち、ダイオード通電電流を大きくしたり、

あるいは逆方向から順方向に急激に転流させるとサイリスタがターンオフに失敗し、阻止能力を失うという現象がある。これはダイオード通電中、その過剰電荷が、隣接するサイリスタ領域に浸透し、その浸透した電荷によってサイリスタがターンオンするのが原因である。この現象は、ダイオード領域からサイリスタ領域に過剰電荷が浸透しないように、その境界に分離領域を設けることによって防止することができる。この方法については別稿で紹介したい。

3. 三菱逆導通サイリスタシリーズ —特性と定格—

三菱逆導通サイリスタシリーズは、サイリスタ電流 400 A (ダイオード電流 150 A)、250 A (100 A)、150 A (60 A)、60 A (60 A) の四つの電流容量からなっている。各機種ともターンオフ時間により、W: 60 μ s, X: 30 μ s, Y: 15 μ s にクラス分けされている。構造上は、サイリスタ部はセンザート構造であり、とくに逆電流通電用ダイオード部がサイリスタ部をとりまくように配置されている。

ダイオード部とサイリスタ部の隣接部分には独自の構造の分離帯を設け、実用上完全に問題ないように転流能力を高めている。表 3. 1 にその特性定格(暫定)一覧表をしめす。FR 500 AW(X) は平形、RCR 300 AX(Y), RCR 150 AX(Y), RCR 70 AX(Y) はスタッド形外装であり、いずれもサイリスタ電流容量相当の電流容量をもつ逆阻止形サイリスタの外装容器に収納されている。諸特性定格のうち、逆導通サイリスタに特有な項目につき以下に説明する。

3. 1 電流容量

逆導通サイリスタに要求されるサイリスタ電流 I_{th} 対ダイオード電流 I_{Di} の割合は応用用途によって、 $I_{Di}/I_{th}=0.2\sim 1.0$ と変わる。具体的な需要上の要求から、0.4 と 1.0 を標準としているが、 $I_{Di}/I_{th}=0.6$ までのものは、現ロットから選別可能であり、また製造工程の若干の変更によって、電流容量比を具体的な需要要求に合わせることは容易である。なお順および逆方向の電流容量は、それぞれ単独に商用周波半波 180° 通電したときの平均電流で表示している。

3. 2 ターンオフ時間

逆導通サイリスタのターンオフ時間も逆阻止サイリスタのターンオフ時間と同じく定義される。すなわち、順電流がシャ断されてからサイリスタが順阻止能力を回復するまでの時間である。ただ逆阻止サイリスタは順電流シャ断中逆電圧が印加されるが、逆導通サイリスタは逆電流が流れ逆電圧はほとんど印加されない。また図 3. 1 にしめすように逆電流通電が終了しダイオードの蓄積電荷が消失した後にしか再印加順電圧は印加されないの、ターンオフ失敗することなしに印加しうる最小の逆電流パルス幅をターンオフ時間といえることができる。

逆導通サイリスタでは、ターンオフ時間測定中逆電流が流れ、あるいは流す必要があるので通常一般に行なわれている逆阻止サイリスタのターンオフ時間測定器⁽⁷⁾では正確に測定できない。図 3. 2 に今回、開発された逆導通サイリスタのターンオフ時間測定回路の原理図をしめす。以下その動作を簡単に説明する。

同図において、電源投入によって C_T , C_F , C_R のコンデンサには図中符号の方向に充電が行なわれ、 L_1 , L_2 のコイルには E_S から I の電流で直流励磁が行なわれる。この状態で供試素子を点弧すると、 C_T の蓄積電荷は L_0 , D_1 を通して供試素子に順電流を供給する。この電流は C_T と L_0 による正弦波電流となる。つぎにこの電流が流れ終わった瞬間に T_n を点弧させると、 C_F の蓄積電荷は励磁されている L_1 を通して供試素子に流れ、逆電流を供給する。この電流は L_1 の作用によってクリップされており I の電流値をもつ定電流

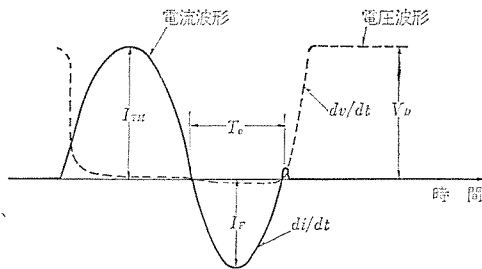


図 3.1 ターンオフ時の電圧電流波形
Voltage and current wave forms in turn-off.

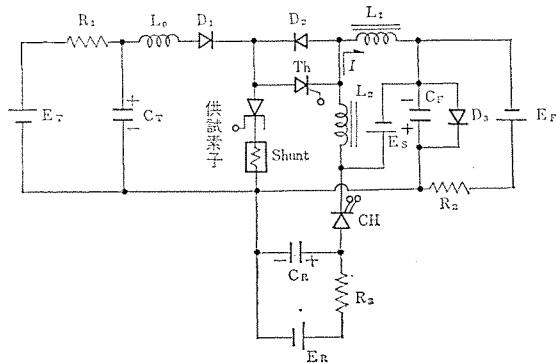
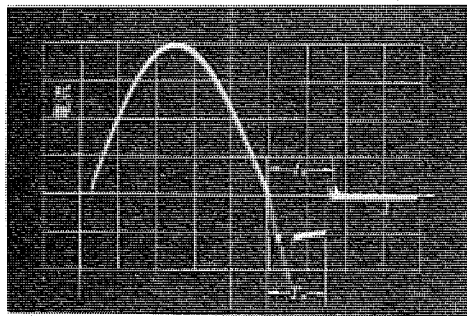


図 3.2 逆導通サイリスタターンオフ時間測定回路
Turn off time measurement circuit for reverse conducting thyristors.



縦軸 500 A/div
横軸 10 μs/div
再印加電圧 650 V
条件 $T_j = 115^\circ\text{C}$
 $dv/dt = 150 \text{ V}/\mu\text{s}$
試料 FR 500 AX-26

図 3.3 ターンオフ時間測定時の電流波形
Oscillograms of turn off time measurement current wave form.

となる。(逆電流の大きさは I によって調節する)。

つぎにある期間 T_0 を経過したのち、チョッパ回路 CH を動作させると C_R に蓄積されていた電荷が L_2 , D_2 を経て供試素子に流れ、逆電流をしゃ断するとともに再印加電圧として印加され、同時に T_n をターンオフする。期間 T_0 を変えることによって順電流しゃ断時から、逆電流しゃ断時までの時間 t_0 を変えることができるが、 t_0 を短くすると供試素子は阻止能力を失い再通電するようになる。この境界の t_0 が近似的にターンオフ時間となる。なお L_2 はターンオフ失敗したときの電流値の制限に役立っている。FR 500 AX を測定したとき得られた電流波形の一例を図 3.3 にあげる。

つぎに逆導通サイリスタのターンオフ時間も逆阻止サイリスタと同じく測定条件によって大きく変わる。ターンオフ時間に影響するパラメータとしては、1) 接合部温度 T_j , 2) サイリスタ電流波形 (di/dt , 大きさ, 減少率 ($-di/dt$)), 3) 逆電流の大きさとその減少率, 4) 再印加順電圧の上昇率 dv/dt , 5) 再印加順電圧の大きさ, 等があり、

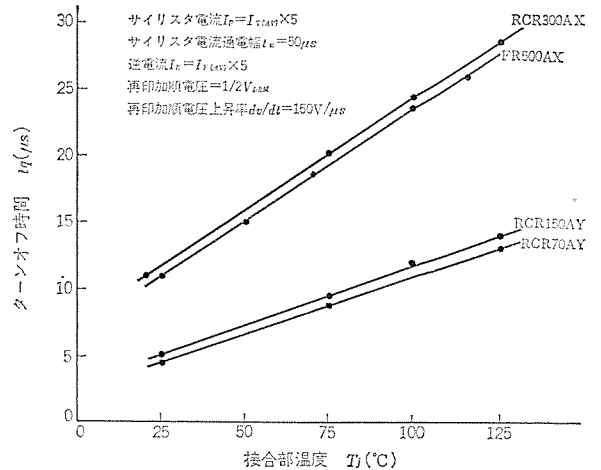


図 3.4 ターンオフ時間の接合部温度依存性
Turn off time vs. junction temperature.

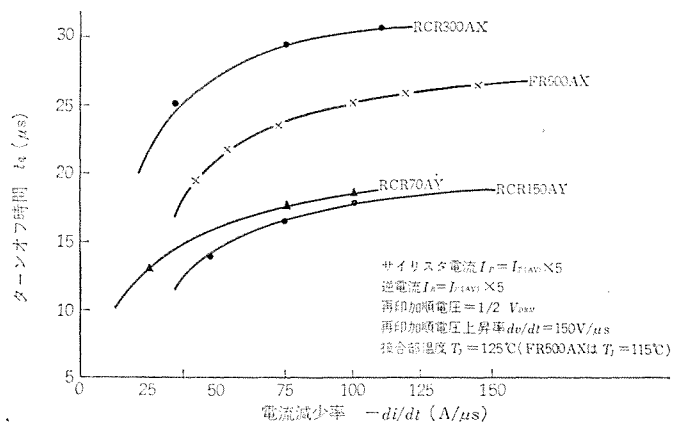


図 3.5 ターンオフ時間のサイリスタ電流減少率依存性
Turn off time vs. rate of decay of thyristor current.

これらはターンオフ時間測定時には定められた値に設定される。三菱逆導通サイリスタのターンオフ時間測定条件は、応用上の特殊性を考慮してつぎのように定められている。(暫定)

- (1) 接合部温度: 最高動作接合部温度
- (2) サイリスタ電流波形: 波形正弦波, 電流ピーク値は定格順電流値×5, 通電幅は X および Y は 50 μs, W は 100 μs
- (3) 逆電流: 波形は矩形波, 電流値は定格逆電流値×5, $di/dt \approx 100 \text{ A}/\mu\text{s}$
- (4) 再印加順電圧上昇率: 150 V/μs
- (5) 再印加順電圧: 1/2 定格順阻止電圧

実際にこれらのパラメータ依存性を多く使用される範囲で測定した結果を図 3.4～図 3.9 にしめす。図 3.4 は接合部温度依存性をあらわす例である。各機種とも接合部温度依存性は大きく、最高動作接合部温度では室温における値の 2.5～3 倍になっている。図 3.5 はサイリスタ電流値を一定 (定格順電流×5) に設定して通電幅をかえ、ターンオフ時間への影響をみたもの。

図 3.6 は通電幅を一定 (50 μs) にして電流値の大きさをかえターンオフ時間への影響を調べたものである。ただし前者の場合には、わかりやすい $-di/dt$ を横軸にとっている。この特性は双方ともターンオフ時間への影響は大きく、特にパルス状電流回路に使用する場合には注意が必要とされよう。これらの依存性は単に電流密度, あるいは $-di/dt$ によるものではなく、スイッチング損失による温度上昇等が複雑に関係しているものと思われる。

図 3.7 は逆電流依存性を求めたものであるが、この依存性は他

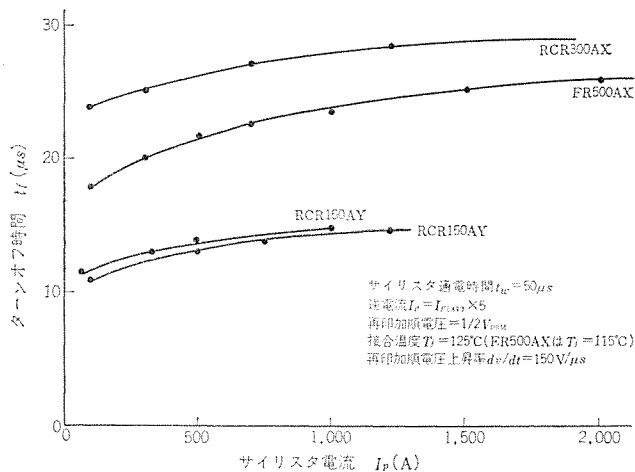


図 3.6 ターンオフ時間のサイリスタ電流依存性
Turn off time vs. thyristor current.

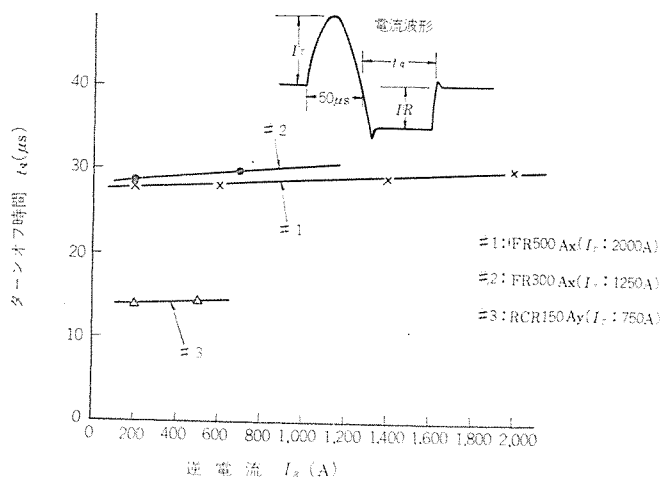


図 3.7 ターンオフ時間の逆電流依存性
Turn off time vs. reverse current.

のパラメータに比べると比較的小さい。図 3.8 は、再印加順電圧上昇率とターンオフ時間の関係を求めたものである。この依存性では、再印加順電圧上昇率が $100/\mu s$ 以上ではほとんど飽和域にはいり強い依存性を示さない。図 3.9 は、再印加順電圧とターンオフ時間の関係を示したものであるが、これはほとんど依存性を示していない。

3.3 転流能力

逆導通サイリスタの転流能力も、同じ双方向性素子である大電力用トライアックと同様、転流時の電流変化率（転流時 di/dt ）で表示するのが適切である。図 3.10 は逆電流を定格値 $\times 5$ 倍とし、再印加順電圧上昇率 dv/dt を $250 V/\mu s$ とし、転流失敗するときの逆電流減少率 di/dt を接合部温度を変えてもとめたものである。この転流能力およびその接合部温度依存性は、ダイオードとサイリスタの分離構造の設計によってきまるものであるが、順電圧降下・耐圧等との関連があって無限によくすることはできない。

FR 500 AX の場合、 $150 A/\mu s \sim 200 A/\mu s$ 、RCR 300 AX で $100 A/\mu s$ 、RCR 150 AX、RCR 70 AX で $60 A/\mu s$ （いずれも最大動作接合部温度 $dv/dt=150/\mu s$ 、逆電流＝定格逆電流値の 5 倍の条件）を目標としており（暫定）、実用上はほとんど支障ない程度にきめられている。

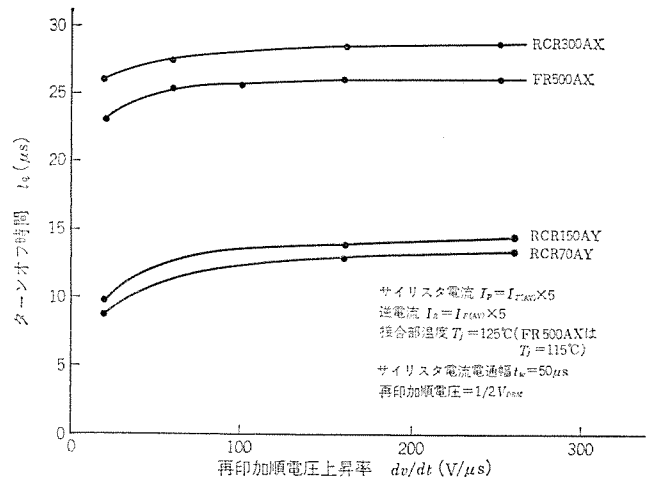


図 3.8 ターンオフ時間の再印加電圧上昇率依存性
Turn off time vs. rate of rise of reapplied forward voltage.

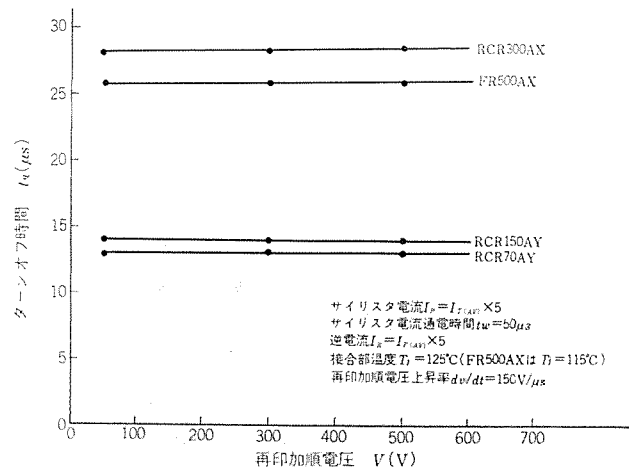


図 3.9 ターンオフ時間の再印加電圧依存性
Turn off time vs. reapplied forward voltage.

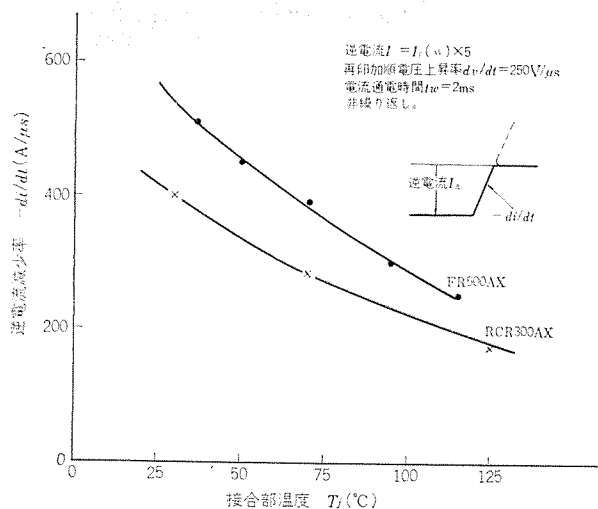


図 3.10 転流能力の接合部温度依存性
Commutating di/dt capability vs. junction temperature.

4. 逆導通サイリスタの応用

逆導通サイリスタのうち高速スイッチング逆導通サイリスタは、一部の高周波インバータ回路をのぞいてほとんどのインバータ、チョップ回路に使用することができる。具体的な使用例としては電鉄車両用チョップ装置、電気自動車、フォークリフト用チョップ装置、定電圧定周波電源、可変電圧可変周波電源のインバータ装置などがあり、いずれも期待ど

表 3.1 三菱逆導通サイリスタ特性定格一覧 (暫定)
Characteristics and ratings of Mitsubishi reverse conducting thyristors (temporary).

項 目	記 号	単 位	FR 500 A $\frac{W}{X}$	RCR 300 A $\frac{X}{Y}$	RCR 150 A $\frac{X}{Y}$	RCR 70 A $\frac{X}{Y}$
平 均 順 電 流	$I_T(AV)$	A	400	250	150	60
平 均 逆 電 流	$I_F(AV)$	A	150	100	60	60
サージ電流 (順)	I_{TSM}	A	8,000	5,000	3,000	1,200
サージ電流 (逆)	I_{FSM}	A	3,000	2,000	1,200	1,200
せん頭順阻止電圧	V_{DRM}	V	1,000~1,300	100~1,200	100~600	100~600
臨界順電流上昇率	di/dt	A/ μ s	200	200	100	100
接 合 部 温 度	T_j	$^{\circ}$ C	115	125	125	125
電 圧 降 下 (順)	V_{TM}	V	2.0/1,250	1.8/900	1.6/500	1.8/200
電 圧 降 下 (逆)	V_{FM}	V	1.8/1,250	1.6/450	1.3/150	1.6/200
臨界順阻止電圧上昇率	dv/dt	V/ μ s	300	300	150	150
ターンオン時間	t_{gt}	μ s	6 以下	6 以下	6 以下	6 以下
ターンオフ時間	t_q	μ s	W : 60 以下 X : 30 以下	X : 30 以下 Y : 15 以下	X : 30 以下 Y : 15 以下	X : 30 以下 Y : 15 以下
定 常 熱 抵 抗 (順)	θ_f	$^{\circ}$ C/W	0.05	0.10	0.17	0.40
定 常 熱 抵 抗 (逆)			0.10	0.32	0.45	0.40
外 形			平 形	スタッド形	スタッド形	スタッド形

おりの性能を発揮してその小形軽量化、高性能化あるいはコストダウンに役立っている。

とくに 5,000 V の高耐圧を必要とする車両用チョップ装置では、従来 1,300 V 20 μ s の素子が 4 個直列で使用されていたが、これを逆導通サイリスタに置き換えるとターンオフ時間が 40 μ s でもよくなり、20 μ s では不可能であった 2,500 V 素子が製造可能となり、素子数が半減する可能性がでてきている。2,500 V 400 A (150 A) 40 μ s⁽⁸⁾の素子もすでに試作に成功しているので、近く実現されよう。これは逆導通サイリスタのメリットを最大に生かした応用分野であるということができる。

5. む す び

以上、サイリスタ電流 60 A~400 A、逆電流 60 A~150 A の高速スイッチング逆導通サイリスタシリーズの特長と特性定格について述べた。実用を目的とした逆導通サイリスタは、まだ一般には市販されておらず、今回のシリーズが世界最初のものである。そのためその使用実績も少

ないが、高速スイッチング素子として多くのすぐれた特性を有することから、回路上の応用研究がすすむにつれてインバータあるいはチョップ用スイッチング素子として、一般に広く使用されることは間違いないと思われる。それら装置の高性能化・低価格化に役立つことを願っている。(昭和 46-2-8 受付)

参 考 文 献

- (1) R. A. Kokosa : IEEE International Convention Digest, 204, (1969)
- (2) 松沢ほか：昭 44 年電気四学会連合大会 1916
- (3) 八尾ほか：昭 44 年電気学会東京支部大会 57
- (4) 北川ほか：昭 45 年電気学会東京支部大会 384
- (5) 赤松ほか：昭 46 年電気学会全国大会 (電気鉄道) 発表予定
- (6) 北岡ほか：昭 46 年電気学会全国大会 (電気鉄道) 発表予定
- (7) 船川ほか：三菱電機技報, 41, 626, (昭 42)
- (8) 蒲生ほか：昭 46 年電気学会全国大会 (半導体) 発表予定

(Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードとその応用

奥 泰二*・石井 恂**・須崎 抄**・中尾 佳生**

(Ga_{1-x}Al_x)As Light-Emitting Diodes and Their Application

Kitaitami Works Taiji OKU・Makoto ISHII・Wataru SUZAKI・Yoshio NAKAO

The light-emitting diode has a rather short history in the development than such semiconductor devices as transistors. Among them visible light-emitting diodes have been introduced later than GaAs infrared light-emitting diodes. This article makes a report on the construction of surface-emission type red-emitter diode made from (Ga_{1-x}Al_x)As and their emission characteristics. The brightness-current density ratio of above 130 fL/A/cm² is obtained with diodes having no plastic cover. Discussion is made herein on the problems of application of these diode. As products of diode application hybrid type numerical display devices are also reported in brief.

1. ま え が き

発光ダイオードは特定の種類の半導体物質を材料とする pn 接合の少数キャリア注入に伴う発光を利用する半導体素子である。

発光ダイオード開発の歴史は、トランジスタなどの半導体素子に比べて浅い。その中でも可視光発光ダイオードは、GaAs 赤外発光ダイオードに遅れて登場し、これが実用化されるようになったのは最近2~3年間のことであるがその発展ぶりはめざましく、今日ではもっともポピュラーな半導体発光素子となりつつある。これは表示光源としての可視光発光ダイオードのもつ小電力、高信頼度、長寿命などの特長が、最近の III-V 半導体技術の進歩による品質の向上、価格の低減によって実用機器に活用されるに至ったためである。

GaAs と AlAs の混晶である (Ga_{1-x}Al_x)As は、直接遷移形のバンドギャップをもつ可視光発光素子用材料として各種の発光素子に应用されている。

われわれは早くより (Ga_{1-x}Al_x)As 可視光発光ダイオードの開発に着手し、昭和43年線発光形ダイオード ME 101 の開発に成功した⁽¹⁾。その後さらに研究をかさね、各種の表示に適し、量産性をもつ面発光形ダイオードを開発し昭和45年より市販を開始するに至った。

発光ダイオードおよび (Ga_{1-x}Al_x)As 材料に関する一般的事項は前に発表した⁽²⁾ので、ここでは (Ga_{1-x}Al_x)As 面発光ダイオードの製作と特性、発光ダイオード単体の応用および数字表示装置への応用について報告する。

2. 発光ダイオードの製作と特性

2.1 発光ダイオードの製作

n 形 GaAs 基板上に液相エピタキシャル成長法で、不純物が約 5×10¹⁶cm⁻³ 添加された n 形 (Ga_{1-x}Al_x)As 結晶層を成長させ、p 形不純物として Zn を浅く拡散して、(Ga_{1-x}Al_x)As 成長層中に p-n 接合を形成する。次に電極を形成し、500μ 平方にダイシングを行なう。図 2.1 にその構造を示す。図 2.1 で上部、すなわち p 形側正面より発光がとり出せるようにマウントを行なう。次に (Ga_{1-x}Al_x)As 結晶表面の内部反射を軽減し、ダイオードを保護するため透明な樹脂で被覆を行なう。この樹脂の表面をとつ(凸)面にするこによって集光レンズの機能をもたせ発光に指向性を与えることができる。図 2.2 に市販を行なっている (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオード ME 112 の外観写真を示す。

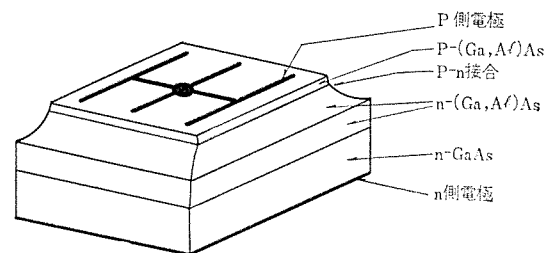


図 2.1 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードのダイ構造
Die structure of (Ga_{1-x}Al_x)As light-emitting diode.

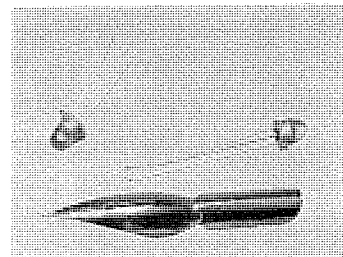


図 2.2 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオード ME 112
(Ga_{1-x}Al_x)As light-emitting diodes ME 112

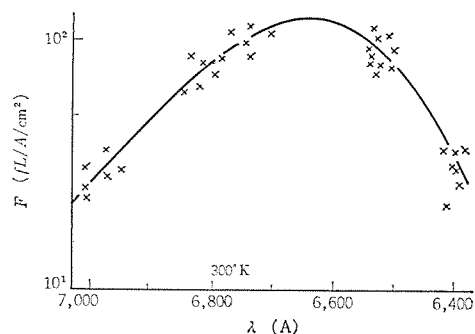


図 2.3 輝度の発光波長依存性
Brightness vs. emission wave length.

2.2 発光ダイオードの特性

(Ga_{1-x}Al_x)As 結晶はその組成 x を制御することによって発光波長は 9,000 Å から 6,000 Å 以下のものまで得られるが⁽²⁾、ここでは赤色発光領域にあたる発光波長で 7,000 Å から 6,400 Å に対応する輝度の発光波長依存性を図 2.3 に示す⁽³⁾。図の縦軸は 50 mA の電流値における輝度を電流密度 (30 A/cm²) で割った値 F で発光効率を表わす Figure of merit である。 F 値は 6,650 Å 付近で最大になる。(Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードで高い輝度の得られる発光波長範囲

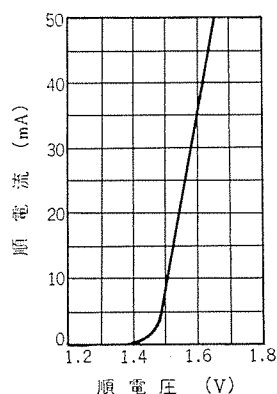


図 2.4 順電流-電圧特性
Forward current vs. voltage.

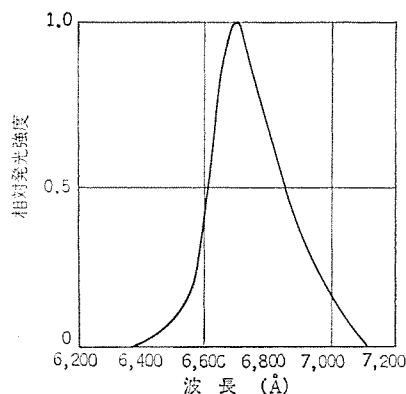


図 2.5 発光スペクトル
Typical emission spectrum.

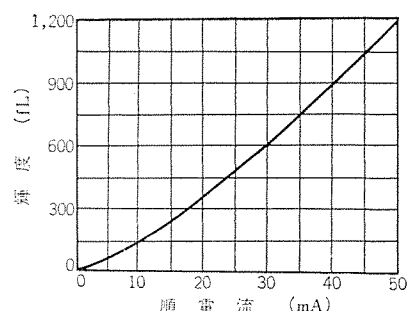


図 2.6 電流-輝度特性
Current vs. brightness.

表 2.1 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオード ME 112 の特性
Characteristics of (Ga_{1-x}Al_x)As light-emitting diode ME 112.

最大定格 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	単 位	ME 112
消費電力	P	mW	100
直流順電流	I_F	mA	50
逆電圧	V_R	V	3
動作周囲温度	T_{opr}	°C	-30~55
保存温度	T_{stg}	°C	-30~70

動作特性 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	単 位	ME 112			
			最小値	代表値	最大値	測 定 条 件
輝 度	B	fL	1,000			$I_F=50$ mA
発光波長	ピーク値 λ_P	Å		6,700		$I_F=50$ mA
	半値幅 $\Delta\lambda$	Å		300		$I_F=50$ mA
順電圧	V_F	V			2.0	$I_F=50$ mA
逆電流	I_R	μA			5	$V_R=3.0$ V
全 容 量	C_T	pF		100		$V=0$ V, $f=1$ MHz

は 6,500 Å から 6,800 Å の間である。F 値の実測値は図の曲線の極大点付近で最大 130 fL/A/cm² 以上が得られている。すなわち順方向電流 50 mA で 3,000 fL 以上の輝度が得られている。実用製品 ME 112 では発光面が透明樹脂で被覆されるため輝度および F 値は上記よりさらに 15% 程度大きくなる。

表 2.1 に市販の発光ダイオード ME 112 の最大定格、動作特性を示す。代表的特性例を図 2.4、2.5、2.6 に示す。図 2.4 は順電流-電圧特性で順電流 50 mA で順電圧は 1.6~1.8 V である。図 2.5 は発光スペクトルの強度分布で発光帯の半値幅は 250 Å 程度である。図 2.6 は順電流と輝度の関係を示す。高い輝度の発光ダイオードは 50 mA で 4,200 fL のものが得られている。

図 2.7 にパルス動作特性を示す⁽³⁾。測定は $10^0 \sim 2 \times 10^3$ A/cm² の電流範囲で DC および、500 μs (パルス幅) × 1 kHz (繰返し周波数)、50 μs × 1 kHz、5 μs × 1 kHz のパルス電流印加で行なった。出力-電流密度曲線の包絡線は $P=I^{1.25}$ で表わされる。低電流密度領域では出力の変化がより急激で、電圧依存性の少ない電流成分の存在を示唆する。各パルス条件での曲線は大電流密度で接合温度上昇による発光効率減少を示す。図の相対輝度は温度上昇の無視できるパルス条件での測定値で 10 A/cm² 以上でほぼ $B \propto I$ となる。10 A/cm² 以下では出力と同様に発光効率減少を示している。

図 2.8 に ME 112 の連続通電寿命試験のデータを示す。縦軸は出

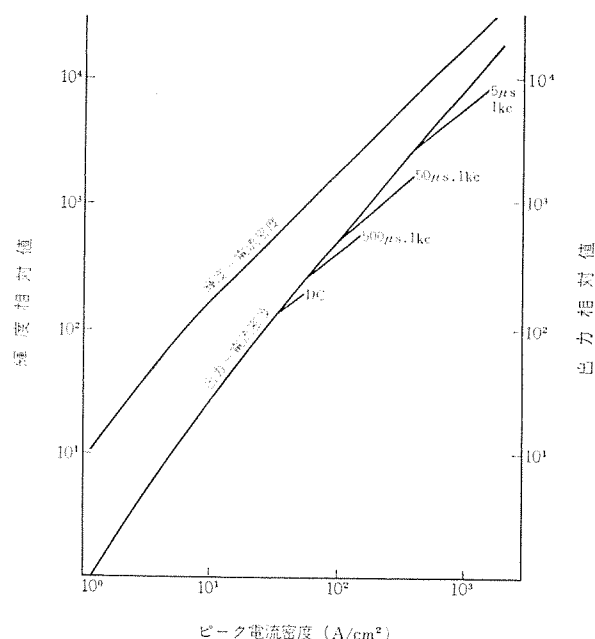


図 2.7 出力・輝度のパルス特性
Emitted power and brightness vs. pulse current.

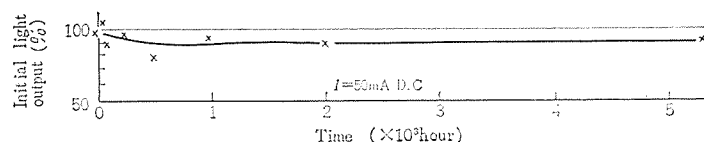


図 2.8 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードの通電寿命特性
Current ageing of (Ga_{1-x}Al_x)As diodes.

力を初期値に対する割合で示し、横軸は 50 mA 通電積算時間を表わす。各測定点は 50 本のサンプル測定値の平均値を示す。これより 5,000 時間通電後の発光ダイオード出力は初期値の 80% 以上であることがわかる。

3. 発光ダイオードの応用

3.1 表示ランプ

発光ダイオードの用途は、組み合わせて使用される受光装置の種類によって分類することができる。受光装置として人間の眼が用いられるのは各種電子装置の表示に用いる場合にあたり、発光波長は人間の眼に感ずる 4,000~7,500 Å の範囲になければならない。前述したように (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードの発光波長は、その組成 x によって変化する。市販している発光ダイオード ME 112 は発光波長 (発光帯中心波長) が 6,700 Å 付近の単色光に近い赤色発光を呈す

る。

このダイオードは順電流 50 mA での輝度が 1,000 fL 以上であり輝度はほぼ電流に比例して増加する。この素子は従来タングステンランプやネオンランプが用いられてきたパイロットランプ・インディケータランプに広く用いることができる。この発光ダイオードの特長は、信頼度が従来のランプに比べて高い点にある。すなわち固体素子であるため機械的衝撃や振動に強く、前章で述べた連続通電試験の結果から推定されるように、発光出力の劣化が少なく寿命は最大定格電流値 (50 mA, 25°C) において数万時間以上である。さらに小形で低電圧で動作するため、トランジスタや IC による駆動が容易で、かつ消費電力も小さい点がすぐれている。

これらの特長により従来の装置に見られるランプの交換が不要となり、小形の機器や多数の表示ランプを必要とする場合に適している。また半導体回路中に組み込んで回路状態の点検に利用したり、電流信号によるアナログ表示の同調回路の表示や増幅器の出力レベル表示など従来はメータが用いられてきた回路にも応用することができる。

3.2 光結合素子 (回路)

人間の眼以外の受光装置としては、一般的に広く用いられているものとしては、Si ホトダイオード・Si ホトトランジスタ・CdS ホトセル・CdSe ホトセル・各種光電管・光電子増倍管がある。これらの受光素子 (装置) は特有の波長感度特性を有するので、発光素子の種類により使用される受光素子 (装置) が決定される。

発光ダイオード ME 112 に対しては Si 系素子と CdS ホトセル・CdSe ホトセルが利用されるが、とくに CdSe ホトセルの場合は最大受光感度は 7,000 Å 付近にあり、すぐれた結合特性が得られる。

発光-受光素子ペアの使い方としては

(1) 発光素子と受光素子との対を 1 個の素子に組み込んで一体化した光結合素子

(2) 発光素子と受光素子を分離して光結合回路を形成させる方式

表 3.1 (Ga_{1-x}Al_x)As および GaAs 発光ダイオードと CdSe ホトセルの光結合特性比較
Comparison of coupling characteristics of (Ga_{1-x}Al_x)As and GaAs LED to CdSe photoconductor.

発光ダイオード (I _F =50 mA)	波 長 Å	出 力 μW	ホトセル (森理化 MKB-7H) の抵抗 (暗抵抗: 10 MΩ 以上) Ω
(Ga _{1-x} Al _x)As ダイオード (ME 112)	~6,600	50~150	150~500
GaAs ダイオード	9,400	500~1,000	1,000

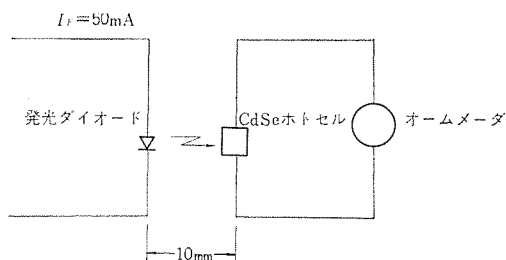


図 3.1 ME 112 および GaAs 発光ダイオードと CdSe ホトセルの光結合回路
Photo-coupled circuit for light-emitting diode-CdSe photoconductor cell pairs.

がある。(1)の場合は電気信号を一度光に変換し、受光素子で再び電気信号に変換するもので、入力側と出力側を電気的に分離する必要のある高圧回路、さらに各種制御回路のフィードバック部分などに用いることができる。

(2)の場合は原理は(1)と同一であるが、(1)と同様な用途のほか、発光素子と受光素子の中間に光のしゃへい物の有無の検出に用いられ、例としては電子計算機などのカードリーダなどのように発光素子と受光素子の間隔が 10 mm 程度のものから、盗難予防、ベルトコンベア上の通過物の検知などのように、発光素子と受光素子の間隔が数 m 程度におよぶものに利用できる。

表 3.1 は発光素子として ME 112, 受光素子として CdSe ホトセルを使用し、図 3.1 に示すような回路 (発光、受光素子の間隔は 10 mm) で得られるホトセルの抵抗値の変化を示す。なお参考のために発光素子として効率の高い Si 添加 GaAs 発光ダイオードを使用した場合についても示したが、GaAs 発光ダイオードが出力のうえでは ME 112 に比べ 10 倍程度も大きいにもかかわらず、ME 112 を使用したほうがすぐれている結果が得られる。これは CdSe ホトセルの波長感度特性が ME 112 の発光波長とよくマッチしているためである。

4. 数字表示装置

発光ダイオードを使った表示装置としては各種のものが考えられているが、ここでは駆動用集積回路を内蔵したハイブリッド型数字表示装置⁽⁴⁾について述べる。この装置の開発には昭和 44 年度通産省重要技術研究開発費補助金の交付を受けている。装置の構成としては図 4.1 に示したようにセラミック基板上に薄膜で金属電極を形成し、上部に 2.5×2.2 mm の集積回路 (MSI) を、下部に 5 mm 角の発光ダイオードダイスを 22 個張りつけ、IC の出力端と各ダイオードとを上記薄膜電極と金細線で連結し、樹脂と赤色ガラスにより外装を施したものである。

装置の動作を図 4.2 に従って説明すると、まず図 4.1 の端子③を GND に②を IC の電源 (~5 V) に接続し、⑦端子を発光ダイオード駆動電源 (~4 V) に接続する。次に⑥①④⑤端子にそれぞれ BCD の正論理で L¹, L², L³, L⁴ 入力を入れると、約 300 個の能動および受動素子からなる MSI が 2 進 10 進数 → 10 進数 → 17 個の駆動回路へと信号を変換する。駆動回路は npn トランジスタとそのコレクタに連結した抵抗とからなり、電気的に発光ダイオードのマイナス側に接続される。発光ダイオードは 5×7 のドット配列を構成しているが、数字のみの表示のため中 8 個と外側 4 個を落としている。さらに駆動回路の簡単化のため全数字に共通な同時表示点 4 箇所は同一トランジスタでパラレル駆動し、そのための部分の電流制限抵抗を半分にしている。発光ダイオードに流れる電流は、バイアス電圧を変化させることにより

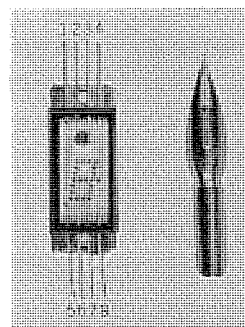


図 4.1 発光ダイオード数字表示装置
Light-emitting diode numerical display.

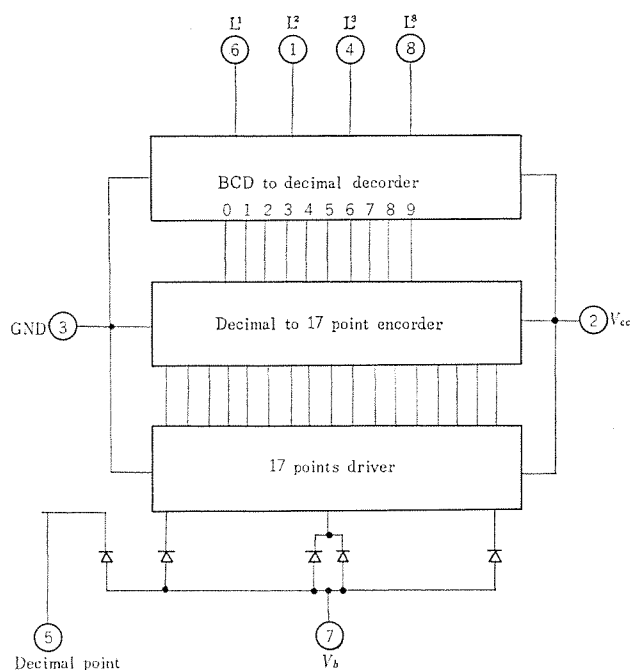


図 4. 2 数字表示装置ブロック図
Block diagram of numerical display.

表 4. 1 数字表示装置の特性
Characteristics of numerical display.

項 目	記 号	特 性 値
入 力 特 性	論理入力電圧“H”	V_{LH} 2.5~5.5 V
	論理入力電圧“L”	V_{LL} 0~1.0 V
	IC 電 源 電 圧	V_{CC} 4.5~5.5 V
	ダイオードバイアス電圧	V_b 3.5~4.5 V
出 力 特 性	輝 度	B 100 fL 以上, @ $V_b=4$ V
	消 費 電 力	P 700 mW MAX, @ $V_{CC}=5$ V, $V_b=4$ V
	可 視 角	VA 130° 以上

可変で、これにより輝度も 50 fL~200 fL と任意に選択できる。端子⑤は小数点表示用で抵抗を通して接地すると点灯する。装置の主な特長は次のようなものである。

- (1) 全固体のために信頼度が高い
- (2) BCD 正論理で駆動できる
- (3) 入力信号をすべて“H”にすることによりブラッキングが可能である
- (4) 少ないドット数で自然に近い数字を表示する
- (5) 輝度が大きく屋光下でも読みとれる。装置の特性を表 4. 1 に示す。

5. む す び

($Ga_{1-x}Al_x$)As を材料とする発光素子には成長接合形と拡散接合形とがあり、前者では npn 形負性抵抗発光ダイオードも発表されている⁽⁵⁾。われわれが後者の拡散形を採用したのは発光特性と生産性の両面からである。すなわち浅い pn 接合により高い輝度が得られ、メサエッチングあるいは選択拡散による発光パターン形成も容易である。製造面では結晶成長工程と pn 接合形成工程とが分離されているため特性の評価、管理が容易であり量産に適している。

現在の ME 112 の製造コスト、発光特性は発売当初に比べて大きく改良されているが、現在なおいろいろの面で研究開発が続けられており、今後は機種の多様化、特性の向上、価格の低減と相まって各方面の用途における実用化が期待される。

参 考 文 献

- (1) 奥：三菱電機技報，43，816（昭 44）
- (2) J. F. Black, S. M. Ku：J. Electrochem. Soc., 113, 249 (1966)
- (3) 中尾，加治屋，奥：半導体トランジスタ研究会資料，SSD 70-43（昭 45）
- (4) 中尾，加治屋，奥：電気四学会連合大会（昭 45）
- (5) Y. Arai et al.：Japan J. Appl. Phys., 9, 853, 1,015 (1970)

カラーテレビ用高耐圧パワートランジスタ

柴田 浩*・新保信太郎*・加藤 忠雄*・木村 恵爾*

High Voltage Power Transistors for Color TV

Kitaitami Works

Hiroshi SHIBATA・Shintaro SHIMPO・Tadao KATO・Keiji KIMURA

To turn the color TV set to solid state has made a great stride for these years. This owes a great deal to the quantity production of power transistors to be used on horizontal and vertical deflection circuits.

This article describes these high voltage power transistors. For use on horizontal deflection circuits are 2 SC 1153 and 2 SC 1153 A in a 2.5 A class, and 2 SC 1154 in 3.5 A class ; those applied to vertical deflection circuits are 2 SC 1151 and 2 SC 1151 A.

The paper also covers the report on the production method, characteristics and examples of application of these transistors.

1. ま え が き

カラーテレビ受像機(以下カラーTVと略す)のオールトランジスタ化は、昭和44年後半より急速に進展したが、これはオールトランジスタ化のきめ手となる水平・垂直偏向回路に使用される電力用トランジスタの量産化に負うところが大きい。

しかし、オールトランジスタ化カラーTVは、従来の真空管式に比べ、コスト高という問題点がある。その理由の一つは、水平偏向・垂直偏向・安定化電源用に使用する電力用トランジスタ自体、真空管に比べ高価であること、いま一つは、当初これらのトランジスタは性能的に決して十分ではなく、回路によっては、2~3本並列に接続して性能を満足させるなど、高価な電力用トランジスタをさらに多く使用していたことによる。

目下、カラーTV用高耐圧パワートランジスタは、前述の問題点であったコストを下げることで、さらに需要者層の拡大にともなう多品種化(特に110度偏向の薄形テレビへの移行)に焦点をしばって、改良、改善がすすめられているが、このような要求にこたえるように開発された一連の高耐圧パワートランジスタのあらましをここに紹介する。

水平偏向用トランジスタには、2.5 A級の2 SC 1153, 2 SC 1153 A, および3.5 A級の2 SC 1154, 垂直偏向用トランジスタとしては、2 SC 1151, 2 SC 1151 Aがある。

これらの諸特性については後述するが、おもな特長は偏向回路特有の過渡時・異常時の破壊に対し強くするために、これらのトランジスタにおいては、従来の二重ないし、三重拡散形よりも二次降伏耐量の大きな均一ベース形にしているため、破壊のみならず伝導度変調による大電流領域での電流増幅率の低下も防止できる。

同時にこのような構造では、長時間、高温度で拡散する工程を最小限にとどめることができるので、結晶に発生する欠陥もきわめてすくなく、超高耐圧化が非常に容易になった。以下、本トランジスタの製造方法、特性、応用例等について述べる。

2. カラーTV水平および垂直偏向出力用トランジスタの所要特性

2.1 水平偏向用トランジスタ

トランジスタ水平偏向回路の基本回路、および動作波形を図2.1に示す。等価回路に示すように、トランジスタおよびダンパダイオードはスイッチング素子として動作し、スイッチのON・OFFによって偏向コ

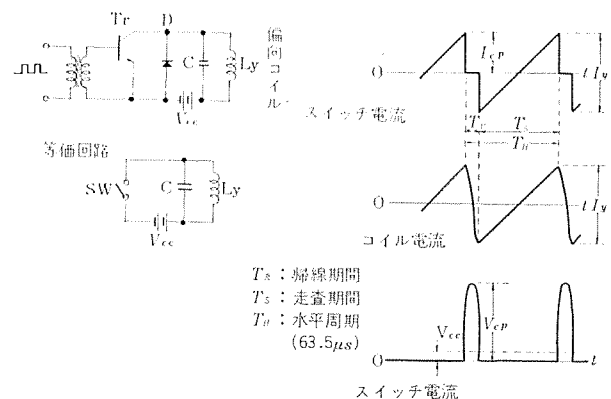


図 2.1 トランジスタ水平偏向基本回路とその波形
Fundamental circuit of transistorized horizontal deflection and its wave-forms.

ルにのこぎり波電流が流れる。すなわち、スイッチON時、偏向コイルには直線的に変化する電流が流れ、スイッチOFF時は約半サイクル振動して電流の極性が反転する。

2.1.1 コレクタ電流

水平偏向用トランジスタは、所要の偏向電力を十分スイッチングにできるものでなければならず、コレクタピーク電流 I_{CP} は、所要偏向電力より次式で求められる。

$$I_{CP} = \frac{P_H}{2V_{CC}T_S} \quad (2.1)$$

P_H : 偏向電力 (mH・A²)

T_S : 走査期間

V_{CC} : 電源電圧

20形カラーTVでは、10%のオーバキャンを考慮して $P_H=22.1$ mH・A²、 $T_S=50$ μs、 $V_{CC}=120$ Vであるので、式(2.1)より最小限必要なコレクタ電流は1.84 Aとなる。定格コレクタ電流は2.5 Aとし、偏向、高圧出力動作をかねるトランジスタについては3.5 Aを目標にした。

2.1.2 コレクタ逆耐圧

水平偏向回路においては、帰線期間にコレクタエミッタに大きなフライバック電圧が印加されるため、コレクタ逆耐圧 V_{CEX} はこの電圧に耐えるものでなくてはならない。フライバック電圧 V_{CP} は、式(2.2)で求められるので、 V_{CEX} はこの値以上必要となる。

$$V_{CP} = \left\{ \frac{\pi}{2} \left(\frac{1}{P} - 1 \right) + 1 \right\} V_{CC} \quad (2.2)$$

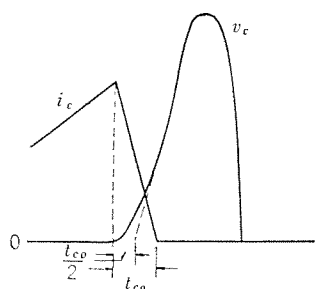


図 2.2 シャ断期間の i_c , v_c 波形
 i_c , v_c wave-forms of cutoff period.

$$P: \text{帰線期間率} = \frac{\text{帰線期間}}{\text{水平周期}}$$

20 形 カラー TV では、帰線期間は $13.5 \mu\text{s}$, $V_{CC}=120 \text{ V}$ であるので、式 (2.2) よりフライバック電圧は 820 V となる。電源電圧の変動、受像管の高圧放電時のサージ電圧に十分耐えられるよう V_{CBO} は、 $1,200 \text{ V}$ 以上を目標とした。

2.1.3 安全動作領域

実際の偏向回路では、高圧トランスを用いてフライバック電圧を昇圧、整流することにより、受像管のアノードに印加する高圧をえている。もしかりに高圧整流にアーク放電を起こしやすい整流管を使用すると、そのアノードカソード間のアーク放電で整流管がショート状態になったとき、受像管の内壁と外壁の間の容量にたくわえられていた静電エネルギーが水平偏向トランジスタに逆流し、コレクタ電流が異常に増大してトランジスタを破壊させることがある。

また受像管の内部でも放電が起こり、コレクタ電流が異常に増大する。したがって、このような状態に耐えられるよう二次降伏を起こしにくい、安全動作領域の広いトランジスタを設計する必要がある。

2.1.4 コレクタ電流下降時間

図 2.2 に示すように、帰線期間にはコレクタ電流はシャ断され、コレクタエミッタに大きなフライバック電圧が印加される。コレクタ電流のシャ断波形は理論的には指数曲線の一部になるが、実際には直線で近似できて、カットオフ時間 t_{co} に消費するコレクタ損失 P_{co} は次式で表わされる⁽¹⁾。

$$P_{co} \approx \frac{\pi^2}{96} \cdot \frac{P_H (t_{co})^2}{T_H (T_R)} \quad (2.3)$$

T_H : 水平周期

T_R : 帰線期間

したがって、コレクタ電流の切れがわるいとトランジスタ内部での熱損失が増加し発熱する。ゆえに、トランジスタのコレクタ電流下降時間 t_f をできるだけ短くするように設計する必要がある。またコレクタ損失により、トランジスタの接合部温度が上昇するのをできるだけおさえるために、過渡熱抵抗を小さくするよう考慮する必要がある。

2.2 垂直偏向用トランジスタ

一般に、垂直偏向出力回路はA級で動作し、偏向コイルにのこぎり波電流を流す。また、インダクタンス負荷のため帰線期間には大きなフライバック電圧が発生する。以下に垂直偏向用トランジスタに要求される特性を記す。

(1) フライバック電圧以上のコレクタエミッタ間耐圧 V_{CEO} をもつこと。20 形 カラー TV の場合、少なくとも V_{CEO} は 450 V 以上を必要とする。

(2) 安全動作領域が広いこと。シャ断時に $I_C - V_{CE}$ 動作軌跡が

大きく広がるため、二次降伏を起こさぬようトランジスタの安全動作領域を広く設計する必要がある。

また、画像の直線性を良くするために

(3) 直流電流増幅率が大きくかつ直線性が良いこと。

(4) コレクタエミッタ飽和電圧が小さくかつコレクタ knee 特性が良いこと。

3. 設計とその特長

本トランジスタは三菱拡散形とはちがって、図 3.1 のようなエピタキシャルベース構造をとっているため、それについて説明する。水平偏向用トランジスタの場合、設計上特に問題になるのは次の3点である。

(1) V_{CBO} $1,200 \text{ V}$, V_{CEO} 500 V 以上の高耐圧化

(2) 受像管管内放電時の破壊耐量

(3) 電流降下時間 t_f の短縮

3.1 高耐圧化

高耐圧化を実現するためには、一般にコレクタ領域の結晶比抵抗を高くすることが必要である。一方この高比抵抗層の厚さが厚すぎると電流増幅率の低下、コレクタ飽和抵抗の増大、コレクタ電流降下時間の増大をきたすので、できるだけ高比抵抗層をうすくする必要がある。図 3.2 はエピタキシャルベース形の接合の場合のコレクタ不純物濃度と耐圧、 N^- 層の厚みの関係を示す。図 3.2 より通常耐圧 $1,500 \text{ V}$ を得るには、比抵抗 $50 \Omega \text{ cm}$, N^- 層 $100 \sim 120 \mu$ が適当な値である。

図 3.3 はエピタキシャルベース形トランジスタの不純物分布と電界および電位分布を示している。ベース領域は $10^{17}/\text{cc}$ の高濃度であるので、コレクタベース間に逆方向電圧を印加しても、空乏層はベース側には $0.1 \sim 0.2 \mu$ しか伸びず、ほとんどコレクタ側に広がる。エピタキシャルベース形接合の破壊電圧と電界との関係は、

$$V_B = E_{\max} X_n - \frac{q N_D X_n^2}{2k\epsilon_0} \quad (3.1)$$

で示される。

ここで V_B は破壊電圧、 E_{\max} は最大電界強度、 X_n は N^- 層の厚み、 N_D は不純物濃度である。

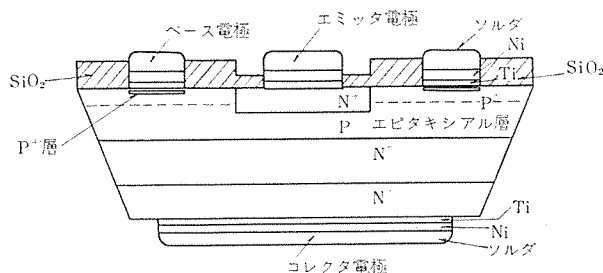


図 3.1 素子構造
Construction of transistor.

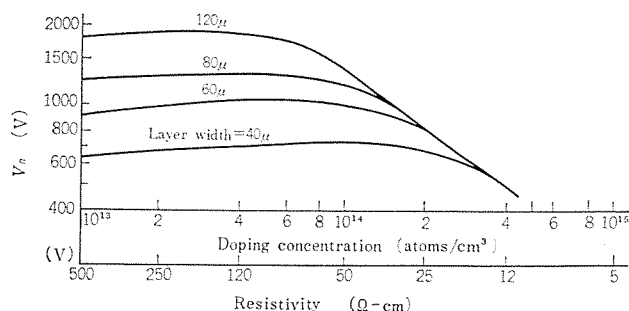


図 3.2 V_B と不純物濃度の関係
 V_B vs. impurity concentration.

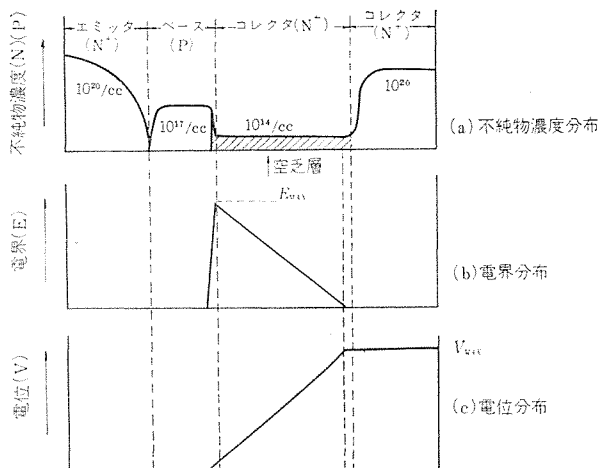


図 3.3 不純物濃度と電界、電位分布
Impurity concentration, electric field and potential profile.

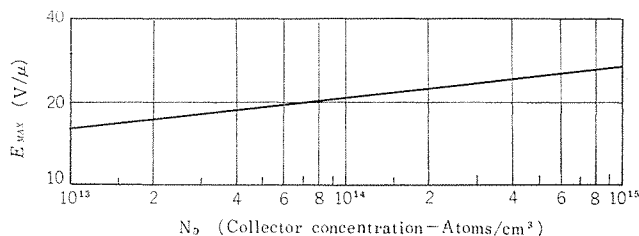


図 3.4 N^- 層の不純物濃度 N_D と最大電界強度 E_{max} との関係
Impurity concentration N_D vs. maximum field intensity.

N_D と E_{max} の関係を図 3.4 に示す。

高耐圧を得るには、 N^- 層比抵抗を V_B より決まる値に設定し、コレクタ N^- 層厚みは空乏層の伸びる厚みを計算し、できるだけうすくきめる。

コレクタエミッタ間耐圧は、

$$BV_{CEO} \approx \left(\frac{1}{h_{FE}} \right)^{\frac{1}{n}} \cdot BV_{CBO} \quad (3.2)$$

と与えられるが、一般に水平偏向用のトランジスタの h_{FE} は低く、そのため BV_{CEO} は高い。垂直用のトランジスタの場合、回路上の要請より h_{FE} が高いことが必要であるので、式 (3.2) の関係より BV_{CEO} を高くすることは容易ではない。

しかしエピタキシャルベース形トランジスタの場合、ベース内部に加速電界がないため、三重拡散形の場合より経験的に n の値は大きい。拡散形では $n \approx 4$ であるが、この場合 $n = 5 \sim 6$ になる。

その他高耐圧化には、表面での電圧破壊をさけるためにいわゆるベベルエッチを行なうが、それだけではじゅうぶんでなく、清浄な表面を保つこと、封止ふん囲気と水蒸気の量をできるだけすくなく制御することが必要条件である。

3.2 破壊耐量

このトランジスタの最大の特長は、二次降伏破壊に結びつく受像管々内放電、あるいは、高圧整流管々内放電時の過渡状態における破壊に対しきわめて強いことである。

これはベース領域が不純物濃度が均一ないわゆるホモベース形になっているため、過渡状態において、電流の集中がおこりにくいことによる。また破壊耐量は電流増幅率に影響されるので、破壊耐量を増すにはむしろ大電流での電流増幅率を極端に小さくするほうがよいが、これは比較的電流レベルの低いところでのコレクタ飽和抵抗を高くすることに結びつくので、相反するパラメータに対し適切な設計が要求される。破壊耐量を大きくするには、さらにベ-

ース層の不純物濃度を高くするとともに、いわゆるホモベースのような均一分布に近づけることが必要である。これはベース層中における電流分布を均一に、かつエミッタ全面で電流を流すようにするためである。このトランジスタの場合、ベース濃度は $5 \times 10^{17}/cc$ 以上であり、かつ電流増幅率を 10~20 になるようなベース幅 15~20 μ に設定している。ベース幅が広いと極端に破壊強度が上昇するが、電流増幅率が所望の値にまで大きくとれないきらいがあるので、20 μ 以上とすることはできない。

3.3 電流下降時間 t_f

水平偏向用トランジスタでは偏向周期が短く、かつスイッチオフのときに高電圧が発生するため電流降下時に損失が発生する。この損失を小さくするために t_f を可能なかぎり小さくすることが必要である。 t_f は一般に次式で示される。

$$t_f \approx h_{FE} \left(\frac{1}{\omega_T} + 1.7 R_L C_{TC} \right) \ln \frac{I_C - h_{FE} I_{B2}}{0.1 I_C - h_{FE} I_{B2}} \quad (3.3)$$

h_{FE} : 電流増幅率

ω_T : シャ断周波数

C_{TC} : コレクタ容量

R_L : 負荷抵抗

I_C : コレクタ電流

I_{B2} : 逆ベース電流

高耐圧トランジスタの場合、 t_f を下げる要因をあげると、

(1) h_{FE} を大きくしない。ほぼ 10~30 以内にすること。

(2) ω_T を高くする。とくにコレクタ領域の少数キャリアのライフタイムを数十マイクロ秒におさえること、および N^- 層をうすくすること。ベース幅を他のパラメータに悪影響をおよぼさない程度までうすくする。この二つの要因が支配的であり、この点に留意せねばならない。水平偏向用のトランジスタの場合 t_f は $I_C = 2.5$ A, $I_{B2} = -0.9$ A で 1.0 μ s 以下であることが要求される。

3.4 エピタキシャルベース形トランジスタの特長

高耐圧トランジスタの場合、前述したように、多くの主要特性を同時に満足させることが必要なため設計上相反するパラメータをいかに組合わせるかが決め手となる。その点エピタキシャルベース形の場合、設計がかなり単純化して考えられるので設計が容易である。以下、このトランジスタの設計の概略を説明する。

コレクタ領域の N^- 層は 50 Ω cm 120 μ 程度にして高耐圧を得る。ベース領域は P 形エピタキシャル成長により、濃度 $5 \times 10^{17} \sim 1 \times 10^{18}/cc$ の均一ベース層を形成する。ベース幅は所定の電流増幅率を得るよう 15~20 μ の厚みにする。エミッタの表面濃度は 2×10^{20} 以上でありしゅうぶんな注入効率を得る。

一般にこの種の高耐圧トランジスタでは、ベース幅が 15 μ 程度になると破壊に対し弱くなるが、均一ベース形の場合、単一拡散形トランジスタと同様二次破壊に対し、広い安全動作領域が得られる。ベース幅が比較的狭いのでスイッチング特性、特に電流降下時間もきわめて短く、 $I_C = 2.5$ A, $I_{B1} = 0.6$ A, $I_{B2} = -0.9$ A で、 $t_f = 0.5$ μ s (typ) が得られている。

その他このトランジスタの特長の一つにウエハ段階でソフトソルダによる電極形成をウエハの表裏面に施しているため、組立時における電極溶着がきわめて簡単になる。図 3.5 はその状態を示す。図 3.6 は組立後の構造である。

エピタキシャルベース形トランジスタは、一般的に拡散形にくらべ h_{FE} (電流増幅率) の制御がむずかしいのが問題であるが、エピタキシャル成長

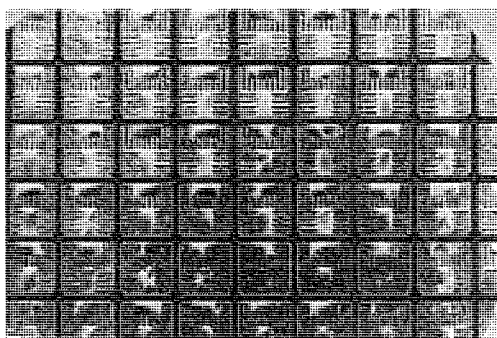


図 3.5 エミッタとベース電極
Configuration of emitter and base electrodes.

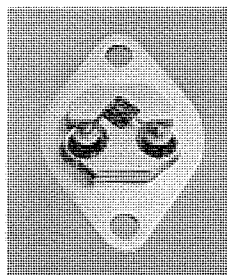


図 3.6 組立図
Configuration of high-voltage transistor.

法の長年の研究の結果、ほぼ拡散形と変わらない程度まで向上した。高耐圧化にはベース拡散が省略できるから、高温における長時間の熱処理が不要になり、その分だけ結晶欠陥の発生が防止でき、バルクでの部分的な電圧破壊はほとんどないようになった。またホモベース形トランジスタでは、電流の分布が拡散形トランジスタのようにエミッタストライプ周辺に局限されることなくエミッタストライプ全面で均一に分布して流れるため、局所的な高密度の電流部分がなく、いわゆる hot spot が発生しにくいので破壊強度は増大する。

ともかくパワートランジスタは、破壊強度によりその品質を決めることができるといってもよいであろう。従来の拡散形のパワートランジスタにくらべ、かなり破壊耐量が改善できるエピタキシャルベース形トランジスタはただ高耐圧トランジスタのみならず、音響機器用NPN、PNP形パワートランジスタなどにも適用できるものである。

4. カラー TV 水平および垂直偏向出力用 トランジスタの特性

4.1 水平偏向用 2 SC 1153, 2 SC 1153 A, 2 SC 1154

表 4.1 に、水平偏向用トランジスタ 2 SC 1153, 2 SC 1153 A の定格、電気特性を示す。 V_{CBO} はそれぞれ 1,200 V 以上、1,400 V 以上である。また、20 形カラー TV 水平出力回路において、偏向、高圧分離方式をとり使用する場合を考えて $V_{BE(sat)}=0.8\sim 1.1$ V にそろえている。

表 4.2 には、20 形カラー TV を 1 石で水平偏向できる 3.5 A 級のトランジスタ 2 SC 1154 の定格、電気特性を示す。 V_{CBO} は 1,200 V 以上である。図 4.1, 4.2 は、それぞれ 2 SC 1154 のエミッタ接地出力特性、伝達特性で、コレクタ電流を 3.5 A 流してもコレクタエミッタ間電圧は 3 V 程度で良好なスイッチングができ、直線性の良い画像がえられる。

これらのトランジスタは、水平偏向動作として最もきびしい高圧整流管および受像管の管内放電が起こった場合でも破壊しないよう安定動作領域がじゅうぶん広く、そのうえ V_{CBO} breakdown 特性が

表 4.1 2 SC 1153, 1153 A 定格、電気的特性
Ratings and electrical characteristics of 2 SC 1153, 1153 A.
(a) 最大定格 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	定 格 値		単 位
		2 SC 1153	2 SC 1153 A	
コレクタベース間電圧	V_{CBO}	1,200	1,400	V
エミッタベース間電圧	V_{EBO}	6	6	V
コレクタエミッタ間電圧	V_{CEO}	500	500	V
コレクタ電流	I_C	2.5	2.5	A
コレクタ損失	P_C	$\frac{50}{(T_C=25^\circ\text{C})}$	$\frac{50}{(T_C=25^\circ\text{C})}$	W
接合部温度	T_j	+125	+125	°C
保存温度	T_{stg}	-25~+125	-25~+125	°C

(b) 電気的特性 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	測 定 条 件	2 SC 1153			2 SC 1153 A			単位
			最小	標準	最大	最小	標準	最大	
コレクタベース降伏電圧	$V_{(BR)CBO}$	$I_C=1\text{ mA}$	1,200			1,400			V
エミッタベース降伏電圧	$V_{(BR)EBO}$	$I_E=10\text{ mA}$	6			6			V
コレクタエミッタ降伏電圧	$V_{(BR)CEO}$	$I_C=10\text{ mA}, R_{BE}=\infty$	500			500			V
コレクタエミッタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=2.5\text{ A}, I_B=0.6\text{ A}$			5			8	V
ベースエミッタ飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C=2.5\text{ A}, I_B=0.6\text{ A}$	0.8		1.1	0.8		1.1	V
下 降 時 間	t_f	$I_C=2.5\text{ A}, I_{B1}=0.4\text{ A}, I_{B2}=-0.6\text{ A}$		0.6	0.85				μs
下 降 時 間	t_f	$I_C=2\text{ A}, I_{B1}=0.4\text{ A}, I_{B2}=-0.6\text{ A}$					0.5	0.65	μs

表 4.2 2 SC 1154 定格、電気的特性
Ratings and electrical characteristics of 2 SC 1154.

(a) 最大定格 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	定 格 値	単 位
コレクタベース間電圧	V_{CBO}	1,200	V
エミッタベース間電圧	V_{EBO}	6	V
コレクタエミッタ間電圧	V_{CEO}	500	V
コレクタ電流	I_C	3.5	A
コレクタ損失	P_C	$\frac{50}{(T_C=25^\circ\text{C})}$	W
接合部温度	T_j	+125	°C
保存温度	T_{stg}	-25~+125	°C

(b) 電気的特性 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	測 定 条 件	特 性 値			単位
			最小	標準	最大	
コレクタベース降伏電圧	$V_{(BR)CBO}$	$I_C=1\text{ mA}$	1,200			V
エミッタベース降伏電圧	$V_{(BR)EBO}$	$I_E=10\text{ mA}$	6			V
コレクタエミッタ降伏電圧	$V_{(BR)CEO}$	$I_C=10\text{ mA}, R_{BE}=\infty$	500			V
コレクタエミッタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=3.5\text{ A}, I_B=0.8\text{ A}$			10	V
ベースエミッタ飽和電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C=3.5\text{ A}, I_B=0.8\text{ A}$			2	V
下 降 時 間	t_f	$I_C=3.5\text{ A}, I_{B1}=0.8\text{ A}, I_{B2}=-0.8\text{ A}$		0.6	1.0	μs

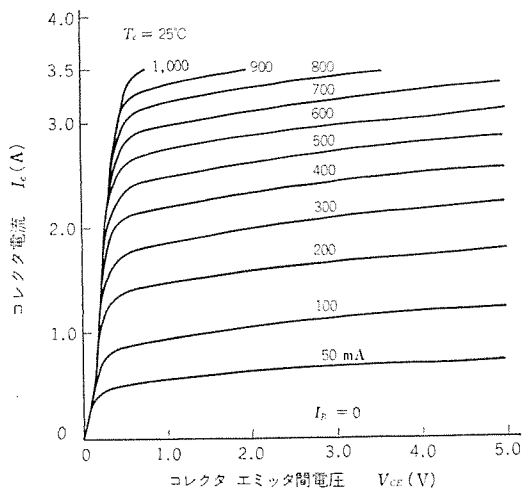


図 4.1 2SC1154, エミッタ接地出力特性
Typical output characteristics of 2SC1154.

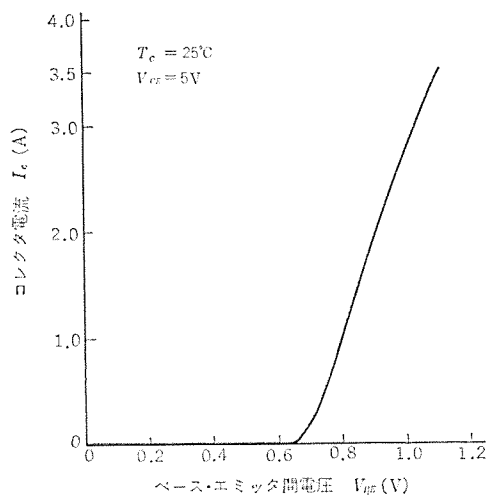


図 4.2 2SC1154, エミッタ接地伝達特性
Transfer characteristics of 2SC1154.

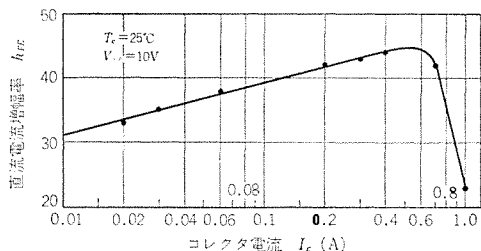


図 4.3 2SC1151, 1151A 直流電流増幅率—コレクタ電流特性
DC current transfer ratio vs. collector current of 2SC1151, 1151A.

高温においても sharp でかつ安定であり、高信頼度であることが特長である。

4.2 垂直偏向用 2SC1151, 2SC1151A

表 4.3 に、垂直偏向用トランジスタ 2SC1151, 2SC1151A の定格、電気的特性を示す。 V_{CE0} はそれぞれ 450V 以上、600V 以上である。また h_{FE} については、図 4.3 に示すように、コレクタ電流 600mA 程度まで良好な直線性がえられている。

これらカラー TV 偏向出力用トランジスタを使用する場合の選択基準をまとめると表 4.4 のようになる。

表 4.3 2SC1151, 1151A 定格、電気的特性
Ratings and electrical characteristics of 2SC1151, 1151A.
(a) 最大定格 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	定 格 値		単 位
		2SC1151	2SC1151A	
コレクタベース間電圧	V_{CBO}	900	1,000	V
エミッタベース間電圧	V_{EBO}	5	5	V
コレクタエミッタ間電圧	V_{CEO}	450	600	V
コレクタ電流	I_C	1	1	A
コレクタ損失	PC	$\frac{50}{(T_c=25^\circ C)}$	$\frac{50}{(T_c=25^\circ C)}$	W
接合部温度	T_j	+125	+125	°C
保存温度	T_{stg}	-25 ~ +125	-25 ~ +125	°C

(b) 電気的特性 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	測 定 条 件	2SC1151			2SC1151A			単位
			最小	標準	最大	最小	標準	最大	
コレクタベース降伏電圧	$V_{(BR)CBO}$	$I_C=1\text{ mA}$	900			1,000			V
エミッタベース降伏電圧	$V_{(BR)EBO}$	$I_E=5\text{ mA}$	5			5			V
コレクタエミッタ降伏電圧	$V_{(BR)CEO}$	$I_C=50\text{ mA}, R_{BE}=\infty$	450			600			V
直流電流増幅率	h_{FE}	$I_C=150\text{ mA}, V_{CE}=10\text{ V}$	20	45	110	30	45	120	
コレクタエミッタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=150\text{ mA}, I_B=15\text{ mA}$			3			1.5	V
ベースエミッタ電圧	V_{BE}	$V_{CE}=10\text{ V}, I_C=150\text{ mA}$			1.2			1.2	V

表 4.4 カラー TV 偏向出力用トランジスタの選択基準
Guide for selecting CTV deflection output power transistors.

受像管の { サイズ 偏向角	水 平 出 力	垂 直 出 力
15 形 90°	2SC1153	2SC1151
17 形 90°	2SC1154	2SC1151
20 形 90°	2SC1153 (偏向出力) 2SC1153A (高圧出力)	2SC1151
20 形 90°	2SC1154	2SC1151
20 形 110°	2SC1153 (2 石)	2SC1151A

5. 水平偏向出力用トランジスタの破壊防止法

5.1 熱暴走

水平偏向用トランジスタは、帰線期間において最も電力を消費し発熱する。コレクタ電流の下降時間 t_f が長いと、スイッチング損失により、トランジスタ内部での発熱が増大し、ついには熱暴走を起こすことがある。その対策としてベースに 10 μ H 程度のインダクタンス L を直列に入れて、エミッタ接合の回復を遅らせることにより t_f を短くする⁽²⁾。

5.2 安全動作領域

図 5.1, 5.2, 5.3 は、それぞれ 2SC1153, 2SC1153A, 2SC1154 の安全動作領域である。とくに、2SC1154 の場合受像管の放電に対して最高 10A まで保証している。受像管が管内放電したとき、コレクタ電流の増加をおさえるには、フライバックトランスの一次側に抵抗を入れるのが効果的である。またそのとき、フライバック電圧も V_{CEX} 以上になることがあるので、ダイオードと C, R によるクランプ回路をコレクタエミッタ間に入れる。

高周波用高速スイッチングサイリスタ

船 川 繁*・蒲 生 浩*・飯田 隆彦*
川 上 明**・岩本 英雄*

High Frequency Fast Switching Thyristors

Kitaitami Works Shigeru FUNAKAWA・Hiroshi GAMÔ・Takahiko ÎDA
Akira KAWAKAMI・Hideo IWAMOTO

Increase in power handling capacity of high speed switching thyristors has brought their application developments in the field of high frequency generators, where MG sets had been taking the main role.

Major requirements for the thyristor are high power capacity, and small switching power loss at high frequency as well as the short turn-off time. Since the former two are incompatible with the latter, the optimum design of thyristor is the most important. The best ratings of the high speed switching thyristors which have been available were 20 μ sec. turn-off time, 1,000 V blocking voltage, and the current rating of 400 A in average, and the high frequency rating at 3 kHz of the device was one third to one quarter of the commercial frequency current rating. The thyristor FT 500 BY which we have developed covers the ratings much superior to those, especially at the ratings and characteristics of high frequency range. These unique ratings, application considerations as well as the design problem of the device FT 500 BY will be discussed in this paper.

1. ま え が き

高速スイッチングサイリスタの制御容量の増大につれて、誘導加熱炉等の高周波発振機へのサイリスタの応用が活発になってきた。

この種の用途に用いられる高速スイッチングサイリスタには単にスイッチング時間が短いということだけではなく、高周波においてスイッチング損失が小さく、かつ大電流を制御できることが必要とされる。これらの高周波におけるすぐれた特性は、スイッチング時間の短いことと相反することであり、ここに最適設計が必要とされる。従来ターンオフ時間 20 μ sec, 耐圧 800~1,000 V, 電流容量 400 A の高速スイッチングサイリスタにおいて、3 kHz における電流(てい)減率が 1/3~1/4 程度のものが最高のものであった。今回この特性定格を大幅に上回る高周波用高速スイッチングサイリスタ FT 500 BY を開発し、使用実績も得たのでその設計上のおもな問題、高周波特性、ならびにその応用について述べる。

2. 三菱高周波用サイリスタの特性

三菱高周波用サイリスタとしては、400 A 1,300 V 20 μ sec (3 kHz) の定格を有する FT 500 BY および同一定格で高周波特性をさらに改善し、より高周波まで使用できるように改良を加えた改良形 FT

表 2. 1 最大定格と特性

Maximum ratings and electrical characteristics of FT 500 BY.

項 目	定 格	特 性
せん頭逆(順)阻止電圧	1,300 V	600~1,200 V
過渡せん頭逆(順)阻止電圧	1,450 V	720~1,350 V
平均順電流	400 A	
サージ電流	8,000 A	
臨界順電圧上昇率	200 V/ μ s	
臨界順電流上昇率	300 A/ μ s	
せん頭順電圧降下 (順電流 1,250 A)	2.0 V	2.2 V
熱抵抗(接合部-フィン間)	0.045°C/W	
ターンオフ時間	20 μ s 以下	
動作接合部温度	115°C	125°C

500 BY がある。一般特性および定格を表 2. 1 にあげる。ここでは主として高周波特性に関連した事項を述べる。

2. 1 高周波特性

一般に高周波用サイリスタとして要求される素子特性は、

- (1) ターンオフ時間が短いこと。
- (2) スwitching 損失が小さいこと。
- (3) dv/dt 耐量, di/dt 耐量などの動特性がすぐれていること。

が必要である。

2. 1. 1 ターンオフ時間

まずサイリスタのターンオフ時間は周波数の上限を決める重要な特性であるから、高周波用サイリスタはその使用周波数に応じてターンオフ時間を短く制御しなければならず、応用上 3 kHz で 20 μ s, 5 kHz で 15 μ s 程度が最低必要とされる。よく知られているように、ターンオフ時間の短縮はベース中のキャリアライフタイムを短く制御することにより実現される。しかしキャリアライフタイムの減少は、

- (1) 順電圧降下を増大させる。
- (2) もれ電流の増加とこれに伴う耐圧の低下を生じる。
- (3) ターンオン損失が増大する。

など高周波用素子としては好ましくない現象をもたらす。われわれは、耐圧 1,600 V, 電流容量 400 A, ターンオフ時間 20 μ sec 以下の高速スイッチングサイリスタ⁽¹⁾を製造できる新技術を開発することに成功し、これを高周波用サイリスタに適用している。したがってターンオフ時間が短いにもかかわらず、表 2. 1 に示すように定常順電圧降下は小さく、これがつぎに述べるターンオン損失の減少にも役立っている。

2. 1. 2 スwitching 損失

スイッチング損失の増大には 1) ターンオン損失, 2) ひろがり損失, 3) 逆回復時損失, がある。まずターンオン損失はターンオン時間内に発生する損失であって、これはゲート周辺の限定された部分に集中されるので、著しい局部的温度上昇をもたらす、とくに di/dt の高い場合は高周波における電流(てい)減率を決める最大要因となる。

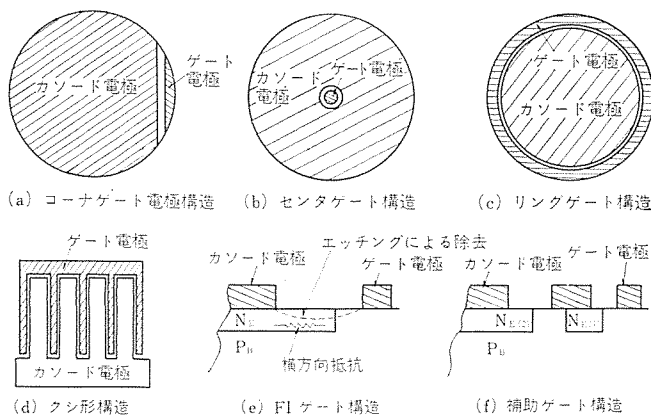


図 2.1 ゲート電極構造の説明

Pictorial illustration of gate-geometry configurations.

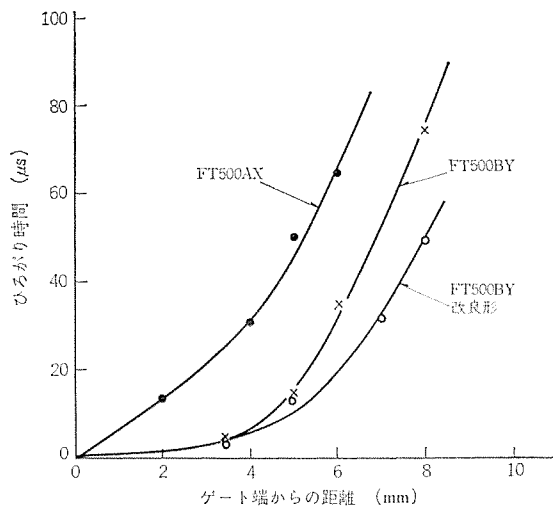


図 2.2 ひろがり時間対ゲート端からの距離
Spreading time vs. distance from gate edge.

つぎにひろがり損失は、初期ターンオン領域が素子全面にひろがる時間内に発生する損失で、狭い領域で電流が流れるため、そこでの消費電力密度は一時的にきわめて大きくなり温度上昇を招く。特性的には過渡的に順電圧降下が増大することになる。

また逆回復時損失は、逆回復時に流れる電流とそのとき素子に印加される電圧によって発生する損失であり、前述の二つのスイッチング損失と同様、周波数に比例して増大するので高周波においては十分考慮する必要がある。

高周波用サイリスタでは以上述べた種々のスイッチング損失を極力おさえなければならぬが、その方策としては、1) 初期ターンオン面積をひろげる、2) ターンオン領域がひろがりやすくする、が一般的である。とくにゲート構造はこれらの問題と密接な関係にある。

まず初期ターンオン面積をひろげるには、できるだけゲートに隣接した陰極部分の長いものが有効であることは明らかである。これはゲート構造に関係する。図 2.1 にそのゲート構造の代表例をあげる。この例では(d)のくし形ゲート構造が最もゲートによる初期ターンオン面積が大きい。しかしこの構造において実際には、ゲート周辺では一様にはターンオンされず局部的な部分のみがターンオンされ、このためターンオン面積がひろがらずあまり効果がないのが普通である。これに対してはゲートに大電流を印加するハイゲートドライブがかなり有効である。

最近主電流の一部を利用し、自動的にハイゲートドライブを行なう構造が発表されている。図 2.1(e), (f)はその代表例である。FT 500

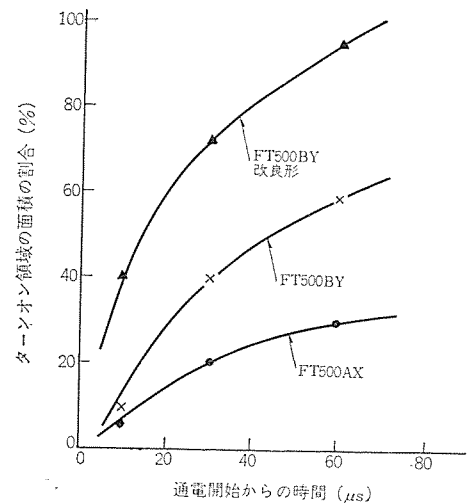


図 2.3 ターンオン 面積の割合対時間
Ratio of turn-on area vs. time,

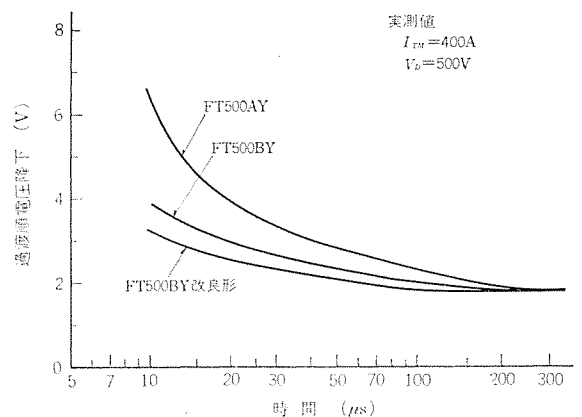


図 2.4 過渡順電圧降下対時間
Transient on-state voltage vs. time.

BY およびその改良形では主電流の一部を陰極との対面距離の長いゲート領域におくり、そのパワーで広範囲の陰極部をターンオンさせる構造を採用している。

これによって、従来の素子に比べて FT 500 BY およびその改良形は初期ターンオン領域を 3~10 倍程度に拡大してターンオン損失をおさえている。

つぎにひろがり損失をおさえるためには、1) ひろがり速度を速くする。2) ゲートがカソードの全領域からあまり離れないような構造、配置とする。などの構造が望ましい。ひろがり速度は、拡散と電界の効果によってきまるが、とくにキャリアライフタイムが大きな影響をおよぼすと考えられており、順電圧降下の小さいほど速い。

図 2.2 はターンオン領域のひろがり時間とゲート端からの距離の関係を、FT 500 AX, FT 500 BY, およびその改良形について測定したものである。ターンオン領域のひろがり速度は、電気的測定法⁽²⁾、赤外線ふく射検知法⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾、マイクロ波による方法⁽⁶⁾などがあるが、われわれはホトミネセンス測定装置を用いてターンオン領域からふく射される赤外線を検出する方法をとっている。同様の測定方法によってターンオン領域が時間とともにひろがる割合を求めたのが図 2.3 である。これによれば FT 500 BY は FT 500 AX に比べて約 2 倍程度のひろがりの速さを示しており、また改良形に至っては、約 70 μsec でほぼ全面が導通するというすぐれた特性を示している。これによって FT 500 BY および改良形は、高周波における電力損失が小さくなり、より高い周波数で使用することが可能となった。

つぎに過渡順電圧降下によってその効果を 確認したのが 図 2. 4 である。上に述べたようにこの過渡順電圧降下は ターンオン 面積のひろがりに関係しており、この値が低く、はやく一定になるほど短時間に全面が導通することをあらわす。同図によれば FT 500 AX, FT 500 BY, 改良形の順に過渡順電圧降下が 減少している。このことは明らかに図 2. 3 のひろがり速度による 導通面積の 測定結果と一致しており、FT 500 BY および その改良形は 高周波用としてすぐれていることがわかる。

3. 高周波電流定格

はじめに高周波電流定格について若干の説明をする。まずサイリスタの商用周波 (50, 60 Hz) における電流定格は、一般に順電圧降下から比較的容易に決定できるが、高周波駆動では低周波動作時において無視されていた 各種のスイッチング 損失が大きくなるので、このスイッチング 損失や その発生箇所と 時間的変化ならびに 短時間内での熱伝導などを考慮しなければならない。

すなわちこのような高周波動作における特有の現象を、それぞれ近似的に数式化することにより高周波出力を算出することが可能である。前項でも述べたようにサイリスタのスイッチング 損失にはターンオン 損失、ひろがり損失、逆回復損失などがある。まずターンオン 損失はターンオン 時間内での電圧・電流の積を積分して求めることができる。

つぎに広がり損失については、過渡順電圧降下を実測することによりこれを電流密度の関数として近似式を与えることができるので、これを用いて算出される。逆回復損失についてはターンオン 損失同様、逆回復時の電流とそのとき素子に印加される電圧の積の積分となり、近似的には逆回復電荷と逆電圧の積の形で与えられる⁽⁷⁾。熱伝導に関しては、ターンオン 領域の広がりがある有限の速度であるから高周波においては接合部全面積が有効に利用されず、したがって接合部フィン間熱抵抗が増加するという問題がある。

そこでわれわれはサイリスタの エLEMENT の径を変化させ、従来の測定方法を用いて熱抵抗をもとめ、また1 ms 以下の過渡熱抵抗は時間の平方根に比例すると仮定することにより高周波動作時の近似式を得た。以上のような数式化された諸特性を電算機の プログラム に組み、周波数、パルス 幅、電流上昇率および接合部 フィン 間許容温度上昇などを与えることにより、高周波での電流定格および平均電力損失をもとめることができる⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。このようにして求めた FT 500 BY の方形波最大許容電流、および平均電力損失の計算結果をそれぞれ 図 3. 1 と 図 3. 2 にしめす。

さらに高周波電流定格は順阻止電圧・順電流・ di/dt ・逆電圧・再印加順電圧上昇率、ターンオフ 時間などにも 密接に関係しているのでその定格法はいっそう複雑となり、従来提案されている種々の方法には問題が多い。われわれの方法によって得られた結果においてもいろいろな仮定が導入されており、実際に通電試験を行なって確認する必要がある。

そこで 図 3. 3 に示すような並列 インバータ 方式の測定回路を用いて⁽⁹⁾方形波電流の高周波通電試験を行なった。ここでは接合部温度を素子のターンオフ 時間から推定する方法を用いている。すなわち、サイリスタのターンオフ 時間は 接合部温度によって 比較的大きく変化するので、接合部温度以外の動作条件をほぼ一定にしておけば、ターンオフ 時間の温度依存性を用いて接合部温度を知ることができる。しかもこのターンオフ 時間法は素子の局部的温度上昇をも含めた接合部領域の最高温度を検出できるという利点があるので、実使用状態に

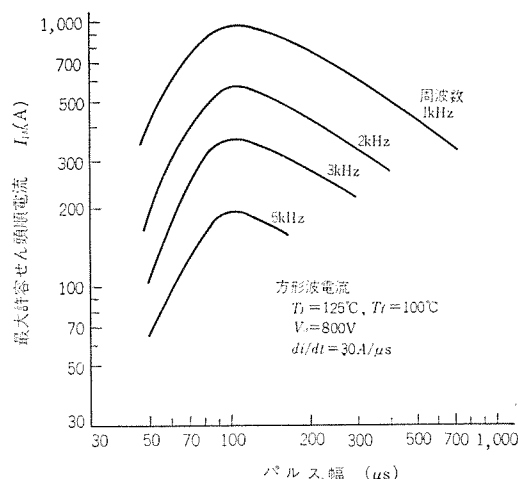


図 3. 1 FT 500 BY 最大許容せん頭順電流対 パルス 幅 (方形波電流) (計算値)

Maximum allowable peak on-state current vs. pulse width of type FT 500 BY. (rectangular wave form current) (calculated values).

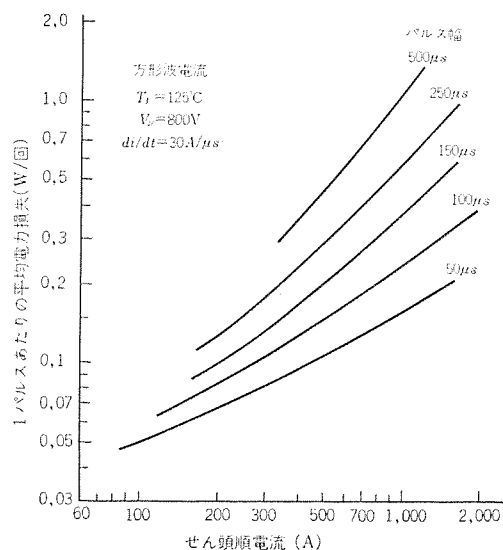


図 3. 2 FT 500 BY 1 パルスあたりの平均電力損失対せん頭順電流 (方形波電流) (計算値)

Average power dissipation per one pulse vs. peak on-state current of type FT 500 BY. (rectangular wave current) (calculated values).

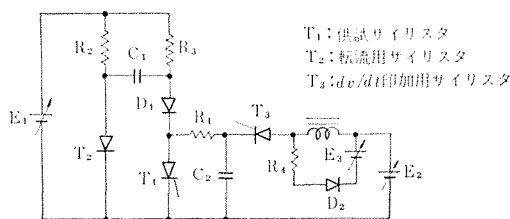


図 3. 3 高周波通電試験主回路

Circuit diagram of high frequency operating test.

より近似した試験法である。

まず供試素子のターンオフ 時間と接合部温度の関係を測定し、つぎに逆 バイアス 時間 (転流余裕角) を一定に保って 高周波通電を行ない、供試素子が 転流失敗する瞬間の ケース 温度から 接合部-ケース 間温度上昇をもとめた。図 3. 4 は供試素子に与えられる 電圧電流波形を示す。以上の高周波通電試験結果を高周波用サイリスタ FT 500 BY およびその改良形について示したのが 図 3. 5 である。

この図中には、比較のため低周波での電流 クラス がほぼ等しい一般用高速 スwitching サイリスタの高周波許容電流曲線をも示しておいた。

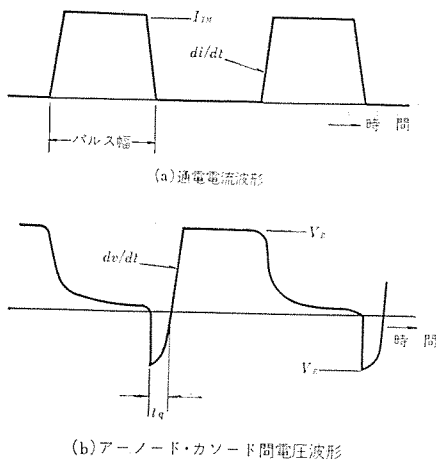


図 3.4 高周波通電試験電流電圧波形
Current and voltage wave forms of
high frequency operating test.

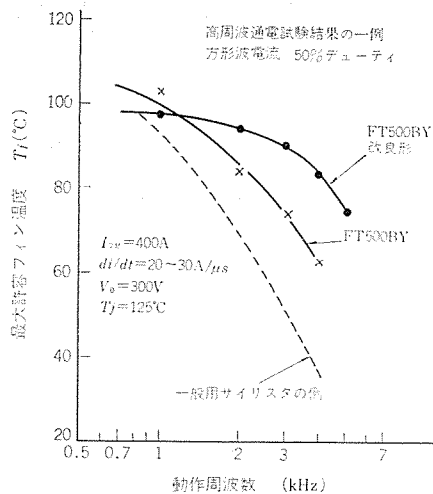


図 3.5 最大許容フィン温度対動作周波数
Maximum allowable fin temperature
vs. operating frequency.

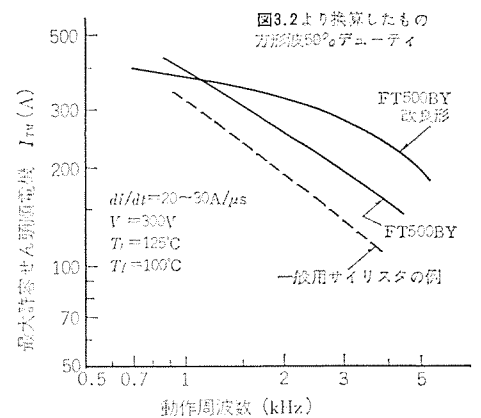


図 3.6 最大許容せん頭順電流対動作周波数
Maximum allowable on-state peak current
vs. operating frequency.

これによれば、FT 500 BY およびその改良要素子は、従来の一般用要素子に比べて最大許容フィン温度の下り方が小さくなっており高周波用途に適しているといえる。また、改良要素子は数 kHz 以上において著しく特性が改善されていることがわかる。

図 3.6 は、許容電流と動作周波数の関係をわかりやすく示すために、接合部フィン間温度差と許容電流が比例関係にあると近似して図 3.5 より換算したものである。(実際は、接合部フィン間温度差と許容電流は比例関係ではないため図 3.6 にはかなりの誤差が含まれている。)この図によれば、3 kHz における FT 500 BY およびその改良要素子の許容電流はそれぞれ一般用要素子の約 1.5 倍および約 2 倍といえる。

FT 500 BY について図 3.6 と前述の計算結果(図 3.1)を比較すると、1 kHz 50 % デューティでの許容電流は両者ともほぼ 400 A で一致するが、3 kHz では前者は約 200 A であり後者は約 300 A である。このように、数 kHz 以上で試験結果と計算結果との誤差が大きくなる理由については、おもに熱抵抗の近似式に問題があると考えられ現在検討中である。

つぎに、高周波動作中の電力損失を実測したが、その結果は 400 A 50 % デューティの場合 1 kHz で 365 W、3 kHz で 520 W であった。図 2.3 の計算結果によると 1 kHz で 370 W、3 kHz で 540 W でありよく一致する。以上にのべたように、FT 500 BY およびその改良形は、高周波における電流低減率が小さく、高周波用サイリスタとして非常にすぐれていることがわかる。

4. 高周波サイリスタの応用

従来 500 Hz~10 kHz の大容量高周波電源装置には、おもに電動発電機(MG)が用いられていたが、サイリスタの大容量化とスイッチング特性の向上とともに、最近急速にサイリスタ化される傾向にある。これはサイリスタインバータ装置は MG 装置と比較して、機械的摩擦がなく、保守点検が容易、騒音がない、効率が良いなどの多くの利点を有するためである。

当社の高周波用サイリスタ FT 500 BY はすでに 500 Hz 1,000 kVA から 3 kHz 400 kVA の誘導加熱用インバータ装置に採用され実動している。さらにチョップ装置の転流回路用サイリスタとして正弦波パルス幅 100 μs 以下、せん頭順電流 2,000 A、周波数 330 Hz の用途にも

用いられ実績を得ている。

つぎに高周波応用上留意すべき項目について若干述べる。すでに記したようにオン時の順電流上昇率(di/dt)は、高周波電流定格と密接な関係にあり、 di/dt が大きいとスイッチング損失の増加により局部的な温度上昇が生じ、局部的にターンオフ時間が長くなるため転流失敗などの事故が生じやすくなる。したがって要素製造者の指定する電流値および di/dt 値以下になるように配慮する必要がある。つぎにサイリスタを並列使用する際は、特に過渡時の電流分担を考慮しなければならない。その他の定格・特性の使用法および保護についての考え方は従来の低周波応用の場合と同じである。

5. む す び

高周波用サイリスタは、従来の高速スイッチングサイリスタとはまったく異なった観点から設計された新しい要素子である。そしてこの要素子では、特に di/dt 耐量ならびに初期ターンオン領域の面積が大きくなるように改善されている。

すでに 3 kHz 400 kVA の高周波サイリスタインバータが製作されて、従来の MG 装置に全面的に置き換えられる日も遠くはない。しかし要素子にはこれから解明されねばならぬ問題点が若干残されており、今後とも要素設計者と装置設計者の密接な連携が必要であろう。

参 考 文 献

- (1) 岡 ほか：電気四学会連合大会，No. 1,725，(昭 45)
- (2) 小斯：電気四学会連合大会，No. 850，(昭 40)
- (3) W. H. Dodson and R. L. Longini：IEEE Trans. ED, 13, 478, (1966)
- (4) E. F. Burtsev, I. V. Greklou, N. N. Krykova and V. G. Sergeev：Sov. Phys. Solid State, 3, 1,377, (1970)
- (5) Istvan Somos and D. E. Piccone：IEEE Trans. ED, 17, 680 (1970)
- (6) 寺沢：電気四学会連合大会，No. 1728，(昭 45)
- (7) M. Dayal：Mullard Technical Communications, No. 73, Oct., 66, (1964)
- (8) 岡ほか：電気学会支部東京大会，No. 353，(昭 45)
- (9) 飯田，蒲生：電気通信学会，電子装置研究会資料，ED70-19，(昭 45-09)
- (10) 岡 ほか：三菱電機技報，44, No. 5, 692, (昭 45)

三菱溶接機用サイリスタコントロールユニット

大島 征一*・小嶋 鈴夫*・山下 信三*

Thyristor Control Units for Welders

Kitaitami Works

Seiichi OSHIMA・Suzuo KOJIMA・Shinzo YAMASHITA

Semiconductor industry has been making wonderful progress of late. Almost all kind of electric apparatus have gradually come to take up the semiconductors in their components. The case of resistance welders is of no exception and thyristors are invariably employed for them.

However, the thyristors can hardly be adaptable to resistance welders using ignitrons at present without modification because of difference in the characteristics of these two devices. Then a new contrivance has been worked out by adding additional circuits to the thyristor so as to enable the ignitron type welder to be operated with the thyristor having its attaching part remodelled to the same style as that of the ignitron. Thus a new unit is brought into being. The article describes the features of the unit and the techniques of change with the ignitron set.

1. ま え が き

三菱溶接機用サイリスタコントロールユニット(以下ユニットという)は、従来のイグナイトロン式抵抗溶接機のイグナイトロンに変わって使用すべく設計製作したものであり、サイリスタ2個と補助回路からなっている。ユニットにはイグナイトロンに比べ、多くのすぐれた特長があるため、イグナイトロンをこのユニットに交換することにより、多くの利点が生まれる。

ここでは、そのユニットの特長とイグナイトロンとの置き換えについて述べる。

2. 特 長

ユニットの特長を列挙すれば、つぎのとおりである。

(1) 従来のイグナイトロン式溶接機にそのまま取り付け使用できる

ユニットの取り付け端子はイグナイトロンの陰極端子と同一であり、長さもほぼ同一である。またサイリスタに最適の補助回路を組み込んでいるので、従来のタイマー・制御回路をまったく変更することなしに、イグナイトロン2本をユニット1台と置き換えることができる。

(2) サージアブゾーバ内蔵

素子に最適のサージアブゾーバをユニットに内蔵しているため、外部にサージ吸収回路を取り付ける必要がない。

(3) 長寿命・高効率

三菱フラバックサイリスタスタックを使用しており、特性の経年変化がなく、寿命は半永久的である。またサイリスタはイグナイトロンの順電圧降下(12V~20V)に比べ約2Vと非常に小さく、イグナイトロンに代わって取り付けると、電力損失は小さくなる。

(4) シリーズ化

溶接機容量に応じて最適のユニットを選定できるように、WES規格(日本溶接協会規格)サイリスタサイズB相当品 FTS 150 PW-U 2E, FTS 150 PW-U 4E ; C相当品 FTS 250 PW-U 2E, FTS 250 PW-U 4E ; E相当品 FTS 550 PW-U 2E, FTS 550 PW-U 4E と機種種が豊富である。

3. 構 造

3.1 外 観

ユニットは図3.1にその外観を示すように、イグナイトロンと同様な外形である。それぞれ下方右側が取り付け端子であり、イグナイトロン取り付け穴径・ピッチと同一である。イグナイトロンと同様、この取り付け端子で、上部のサイリスタスタックおよび補助回路、サージアブゾーバを組み込んだユニットボックス全体を支持している。ユニットボックスの外箱は取りはずしが可能で、容易に内部を保守点検できる。

3.2 回路構成

図3.2にユニットの回路図を示す。3Cと5Rがサージアブゾーバである。01~02端子・03端子・IG1端子・IG2端子を所定の端子に接続した場合、1Rと2Rによって分圧された電圧がICを充電し、スイッチング素子BSをスイッチして、主サイリスタを点弧する。このとき、主サイリスタのゲート電流波形は、立上り時間1μs以下、ピーク電流800mA以上のハイゲートドライブとなり、主サイリスタが高い di/dt に耐えられるようになっている。

また、ユニットボックス内のG、K端子を使えば、普通のサイリスタ用点弧回路を使って点弧できる。

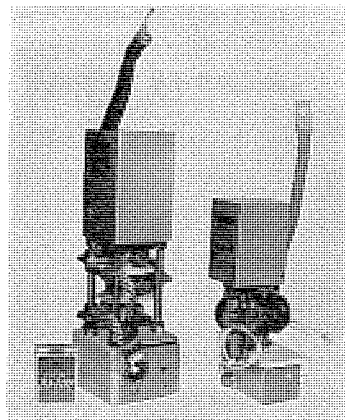


図 3.1 ユニット
Thyristor control units.

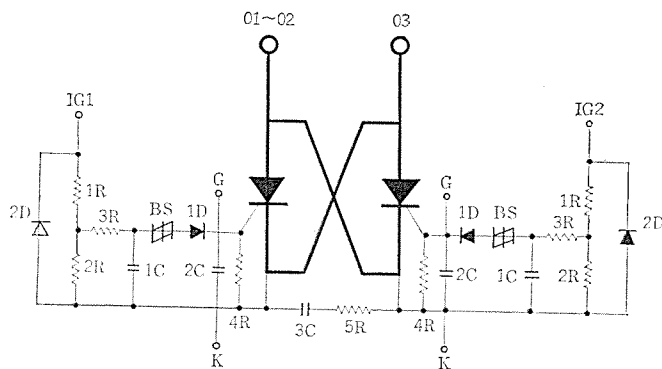


図 3.2 ユニット回路図
Circuit of the thyristor control unit.

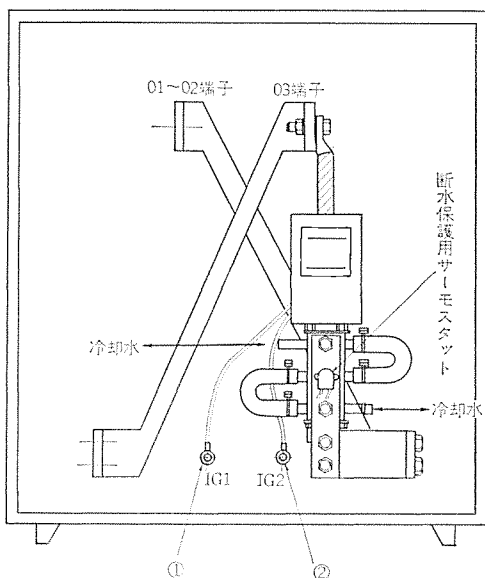


図 3.3 ユニットの取り付け
Fitting of the thyristor control unit.

3.3 ユニットの取り付け

イグナイトロンボックス内のイグナイトロンを2本とも取りはずし、右下のイグナイトロン陰極取り付け端子に図3.3のように取り付ける。ユニットのIG1表示リード線をボックス内のIG1ターミナル①に接続し、IG2表示リード線をIG2ターミナル②に接続する。これは非同期式、準同期式とも同じであるが、このときIG1、IG2の接続を誤ると、非同期式は通電し放しとなり、準同期式は通電しないので注意を要する。

4. ユニット機種系列と主要定格

表4.1にユニットの形名と回路電圧、制御電流およびWES規格サイリスタサイズを示す。制御電流は、規定冷却条件（水温30℃、流量

表 4.1 ユニット主要定格
Main ratings of thyristor control units.

形 名	回路電圧 V	制 御 電 流 A		WES
		使用率 100 %	使用率 30 %	
FTS 150 PW-U 2 E	220	360	570	B-2
FTS 150 PW-U 4 E	440	360	570	B-4
FTS 250 PW-U 2 E	220	510	770	C-2
FTS 250 PW-U 4 E	440	510	770	C-4
FTS 550 PW-U 2 E	220	1,150	1,630	E-2
FTS 550 PW-U 4 E	440	1,150	1,630	E-4

注) 制御電流は、定格冷却条件にて、使用率 100 %および 30 % (通電時間 15 サイクルの場合) における制御電流実効値を示す。

表 4.2 溶接機サイリスタ WES 規格
Thyristors for resistance welders specified in WES.

サイリスタ サ イ ズ	実 効 制 御 電 流		回 路 電 圧	
	使用率 100 %	使用率 10 %	200 V	400 V
A	125	210	A-2	A-4
B	250	420	B-2	B-4
C	500	840	C-2	C-4
D	750	1,250	D-2	D-4
E	1,000	1,700	E-2	E-4

注 (1) 実効制御電流は、サイリスタを2素子逆並列接続した結線にて、使用率 100 %および 10 % (通電時間 20 サイクルの場合) にて、定格冷却条件における制御電流実効値を示す。

(2) WES-160-1970 参照

5 l/min) での使用率 100 % および 30 % (通電時間 15 サイクルの場合) の実効電流値を示す。

また表 4.2 に WES-160-1970 の一部分を示す。

5. 三菱コントローラユニットとイグナイトロンの互換性

イグナイトロンの制御電流は、定格平均時間以内では使用率が決まると通電サイクル数には無関係に与えられるが、回路電圧により変わる。一方、サイリスタは使用率が一定でも、通電サイクル数に応じて、制御電流の許容値が異なる。しかし、回路電圧の影響は受けない。そのため、イグナイトロンとサイリスタとの制御電流の比較はかなりやっかいであった。しかしながら、溶接機では使用条件がほぼ固定しており、使用率が与えられると大体の通電サイクルが与えられる。図5.1、5.2は、そのような実使用条件を考慮したときのユニットとイグナイトロンサイズの関係性を制御電流の点から比較して表わしたものである。縦軸はクラップ部温度が10~75℃におけるイグナイトロン・Aサイズの制御電流を1として、他のサイズの制御電流を対数目盛で表わしたもので、その際の電流比較は使用率 20 %の電流を基準にしている。一方、サイリスタの通電サイクル数は使用率 5~10 %では 20 サイクル、20~50 %では 40 サイクルと仮定して、イグナイトロンとの比較を行なっている。

両図の意味するところは、使用率が高いほどサイリスタが有利となることである。これは、たとえば、図5.1において FTS 550 PW が使用率の高い領域で D サイズのイグナイトロンに、5 %付近で B サイズ

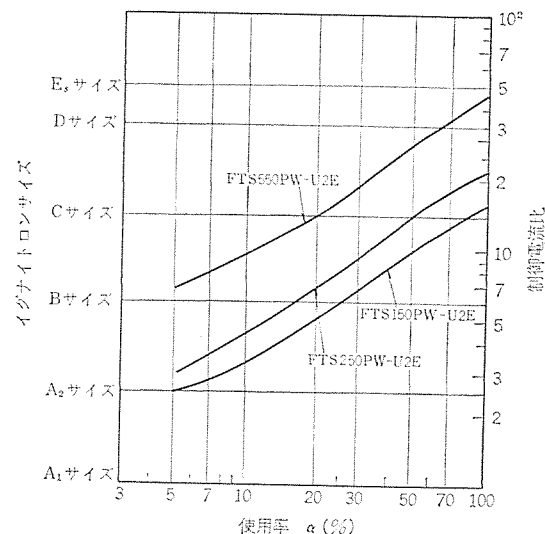


図 5.1 制御電流におけるユニットとイグナイトロンとの関係
(回路電圧 250 V 以下の場合)

Relation of allowable control current between thyristor control units and ignitrons (Source voltage : 250 V).

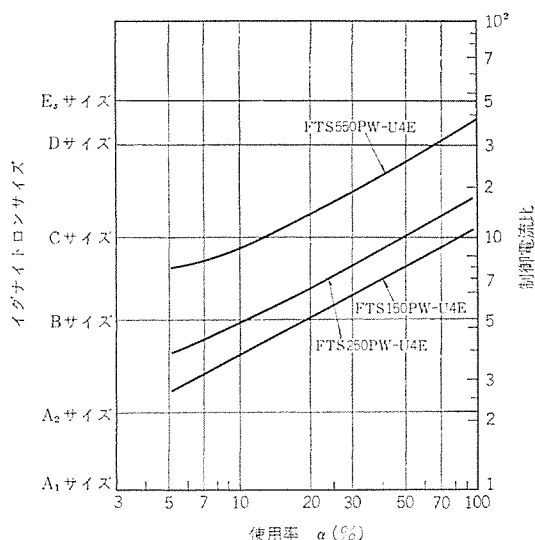


図 5.2 制御電流におけるユニットとイグナイトロンとの関係
(回路電圧 500 V 以下の場合)

Relation of allowable control current between thyristor control units and ignitrons (Source voltage : 500 V)

に相当している事実から明らかである。使用率 50 % 程度で使用する シーム 溶接機では通電サイクルが数サイクルと短いので、この領域では、ユニットは両図にあらわしたよりやや大きな イグナイトロンに相当する。また 1 % 近くでは数サイクル通電で使用されるので、両図とも 3 % 以下では左上がりのグラフとなる。

6. ユニットの保護

6.1 サージ電圧保護

溶接機回路は大電流を取り扱うので、回路にサージ電圧が発生するのが常である。しかし、このサージ電圧が直接サイリスタに印加されないように、ユニットにはサージアブソーバ回路が接続されており、表 6.1 にその回路定数を示す。

6.2 断水保護

ユニットにはサーモスタットが取り付けられており、断水からユニットを保護できる。ユニット付属のサーモスタット設定温度は 50°C であり、溶接条件 1 (マルチ溶接機の場合) に最適である。

また、溶接条件 2 (主にポータブル溶接機の場合) では、最適のサーモスタット設定温度が 40°C となる。表 6.2 に、これをまとめた。

6.3 その他

タイマー回路の故障または断線、端子はずれなどによるサイリスタの

表 6.1 サージアブソーバ定数
Constants of surge absorbers.

形 名	コンデンサ		抵抗	
	容 量	定格電圧	抵抗	定格電力
FTS 150 PW-U 2 E・ FTS 250 PW-U 2 E	2 μ F	250 VACW	10 Ω	20 W
FTS 150 PW-U 4 E・ FTS 250 PW-U 4 E	1 μ F	1,600 VDCW	20 Ω	20 W
FTS 550 PW-U 2 E	4 μ F	250 VACW	5 Ω	40 W
FTS 550 PW-U 4 E	2 μ F	1,600 VDCW	10 Ω	40 W

表 6.2 ユニット使用条件とサーモスタット設定温度
Operating temperatures of thermostats in accordance
with welding conditions.

形 名	サーモスタット 動作温度 °C	条 件	
		使 用 率	通電電流 A
FTS 150 PW-U 2 E -U 4 E	ON 50 OFF 40	溶接条件 1. 溶 接 時 間 15 サイクル 使 用 率 30 % 連続溶接点数 10 点 待 ち 時 間 20 秒	570
FTS 250 PW-U 2 E -U 4 E			770
FTS 550 PW-U 2 E -U 4 E			1,630
FTS 150 PW-U 2 E -U 4 E	ON 40 OFF 30	溶接条件 2. 溶 接 時 間 25 サイクル 使 用 率 5 %	720
FTS 250 PW-U 2 E -U 4 E			900
FTS 550 PW-U 2 E -U 4 E			1,900

片波通電、溶接トランスの偏磁からくる電流不平衡、および外部回路からのノイズによる誤点弧に対しては、溶接トランスの一次電流あるいは電圧から異常を検出し、それにより、ノーヒューズブレーカを電圧トリップしたり、サイリスタのゲート信号を除去して、回路をシャ断する方法が用いられている。

7. む す び

以上、ユニットを実使用する場合に必要となることのみについて述べたが、まだ十分説明できなかった部分もある。

また、ここに述べたユニットだけでは、すべてのイグナイトロンと交換することはできないので、現在さらに FTS 300, FTS 800 クラスのユニットを開発計画中である。

参 考 文 献

- (1) WES-160-1970, 溶接機用サイリスタ

三菱プレーナ モールド形サイリスタ

杉本 盛行*・赤桐 行昌*・山上 倖三*・石井 真*

Mitsubishi Planar Mold Type Thyristors

Kitaitami Works

Moriyuki SUGIMOTO・Gyôshô AKAGIRI・Kôzô YAMAGAMI・Makoto ISHII

Advent of planar type thyristors has promoted a trend of putting thyristors for small power use into practical operation in a full scale so that apparatus in all divisions can be made contactless, high speed and compact by using them. In the manufacturing process are employed high grade techniques such as silicon oxide layer formation, photo-etching, selective diffusion, surface passivation, ohmic contact formation and plastic encapsulation. These various excellent techniques make it possible to realize quantity production of the devices. As a result planer mold type thyristors of the maximum average on-state current 300 mA and 2 A have been turned out as commercial products. They are now widely applied to apparatus in every field, particularly demonstrating their merits in the temperature controller of electric blankets.

1. ま え が き

サイリスタが開発されて、その応用はあらゆる産業分野に浸透し、近代産業機器としての実力を遺憾なく発揮してきた。だが、その範囲は、従来のサイラトロンや水銀整流器をサイリスタに置換える大電力用への応用とか、特殊制御回路への応用というものが多く、すべての産業機器や民生機器を無接点化・高速化・小形軽量化するという、特に小電力用サイリスタの応用は、遅々として本格的な実現をみることができなかった。

ここに、プレーナ形サイリスタが登場してその量産性に適した構造は、電気部品としての経済的市場要求を満足し、また、多くのすぐれた性能は従来の電気部品より多くの特長を有するなど小電力用サイリスタの本格的実用化の条件が満足されて、再びあらゆる産業で応用される気運が高まってきた。

本文は、プレーナ形サイリスタの特質を理解するために、その構造と製法、および製造技術上の諸問題を解説し、さらに、現在製造販売されているこれらサイリスタの定格や特性、ならびにその応用について述べたものである。

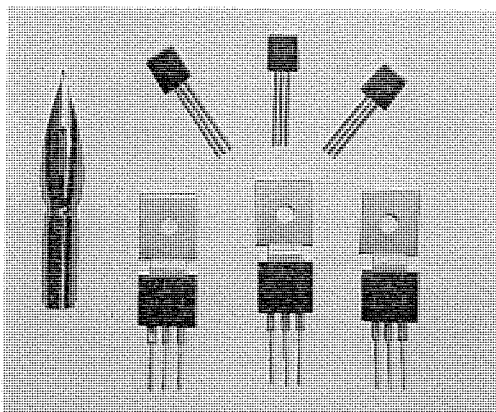


図 1.1 三菱プレーナモールド形サイリスタ
Mitsubishi planar mold type thyristors.

2. 構造と製法

2.1 プレーナ構造

プレーナ構造を有するサイリスタは、シリコンペレットの一方の表面にすべての接合部端面を露出する構造が、現在最も一般的である。大別すると、図 2.1 の横方向導通形と、図 2.2 (a) の縦方向導通形の 2 種類があげられる。横方向導通形構造では、導通電流が酸化膜下の基体表面層を流れるのに対し、縦方向導通形構造では、有効陰極面積全体で導通する。したがって、同じペレット寸法のもので比較すると、後者のほうが許容電流が大きくとれ、しかも、組立が容易で

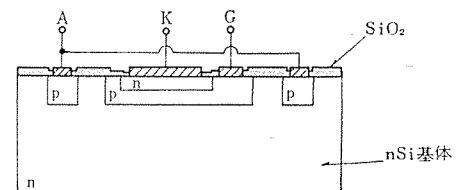
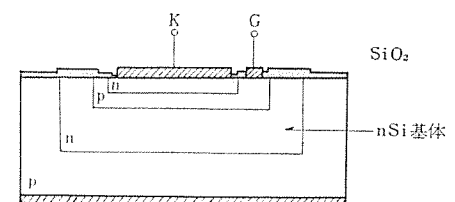
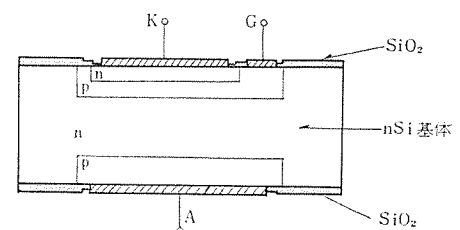


図 2.1 横方向形プレーナサイリスタ
Lateral planar thyristor.



(a) 片面プレーナ形



(b) 両面プレーナ形

図 2.2 縦方向形プレーナサイリスタ
Vertical planar thyristor.

あるため、縦方向導通形構造が最もよく用いられる。しかし、製造工程が、かなり複雑であるという欠点があり、この欠点を補うものとして図 2.2 (b) の構造 (両面 プレーナ形) が考えられるが、これも組立作業に問題があり現在あまり用いられない。

2.2 製造方法

プレーナ形サイリスタの製造工程には、シリコン酸化膜生成技術・フォトリソを用いた写真食刻技術・選択拡散技術・プレーナ表面安定化処理技術・オーミックコンタクトの形成技術、および、注入成形による樹脂封止技術などの高度な技術が駆使されている。また清浄なふんい気内での作業管理が十分行われ、品質の向上を計っている。シリコンペレットの製造工程を図 2.3 に示したが、次にこの製造工程で、とくに問題となることがらについて簡単に述べる。

(1) シリコン酸化膜の生成

シリコン酸化膜の生成方法には、酸化ふんい気中での高温熱処理、低温でのシリコンの熱分解、真空蒸着、およびガラス溶液の塗布・焼結などがある。酸化膜生成の目的としては、ペレット表面、とくに接合部の保護膜と選択拡散マスク、および高温熱処理時のシリコン表面の荒れや好ましくない不純物の拡散による汚染防止の三つがあげられる。プレーナ形サイリスタでは、とくに長時間を要する拡散工程が多く、しかも選択拡散を行なう必要があるために、酸化膜に十分な選択性を持たせることが必要で、酸化膜の堅さや厚みを適当なものにするよう、その生成方法にとくに注意がはらわれている。また最終工程で、ペレットの表面保護用としての酸化膜の生成は、とくに清浄度が

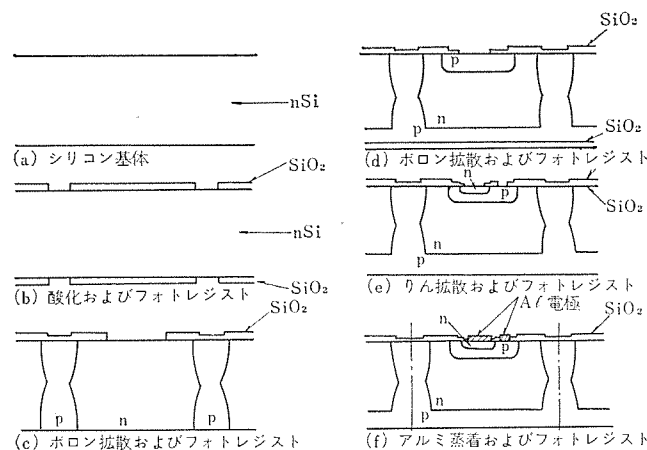


図 2.3 シリコンペレット製造工程
Production process of silicon pellet.

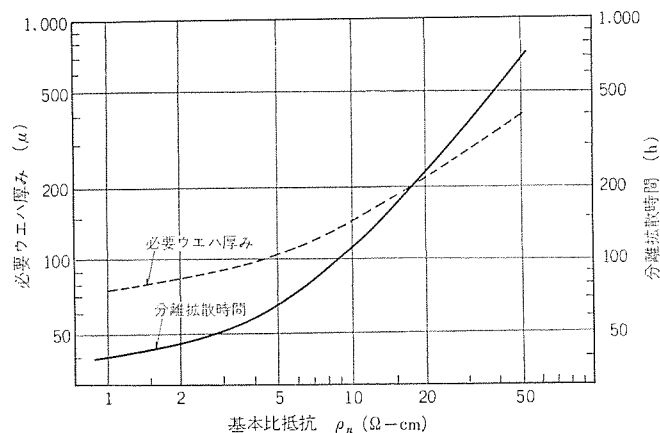


図 2.4 比抵抗と必要ウェハ厚み、分離拡散時間
Required wafer thickness and isolation-diffusion time
vs. substrate resistivity, ρ_n .

要求される。

(2) 選択拡散時間と表面濃度

プレーナ形サイリスタの拡散工程の初期段階として一つの n 形シリコン基体中に、多数の同一形状の n 形領域に分割する拡散 (分離拡散と呼ぶ) 工程がある。この分離拡散に要する時間は、普通数十時間から数百時間である。図 2.4 はシリコン比抵抗に対するウェハ厚みと分離に要する拡散時間の関係を示す一例である。さらに、プレーナ接合部での耐圧をあげるために、接合部深さを増すことが必要となり、数十時間の拡散が行なわれる。

プレーナ接合部の形成は、酸化膜の選択性を利用して行なわれるが、これは不純物の拡散が、シリコン中と酸化膜中とでそれぞれ異なった拡散定数をもっていることを利用したものである。実際の拡散方法は一定量 (Q) の不純物原子を拡散する部分へ付着焼付けする工程と、その不純物を内部に拡散する工程とに分けて行なわれる。この方法で形成される拡散層の不純物分布は、ガウス分布に従うが、この場合の拡散不純物表面濃度は、 $Q(\pi Dt)^{-1/2}$ で与えられる。ここに、 D は拡散定数、 t は拡散時間である。したがって、表面濃度は、拡散時間の $-1/2$ 乗に比例して減少する。実際の拡散においては、拡散時の酸化性ふんい気や酸化膜除去後の再酸化のために、酸化膜中への不純物の再拡散が起こり表面濃度がさらに低下する。拡散時のふんい気としては、濃度の低下を防ぐために、適当な フォーミングガスや不活性ガスが用いられている。

(3) フォトリソによる写真食刻

ペレット完成までの全製造工程で 5~7 回もの写真食刻工程を通る。したがって、写真食刻工程での歩どまりは、全製造工程歩どまりに大きな比重を占めることになる。たとえば、1 回の写真食刻工程における不良率を 5% とすると、全写真食刻工程における不良率は、25~30% にもなるので、写真食刻工程の管理が重要である。写真食刻工程におけるこのような歩どまりの低下は、おもにフォトマスクに起因するレジスト中のピンホールや現像部分のレジスト残りが直接原因である。つまり、このような原因が存在するため、拡散後その部分に pn 接合不整が生じ、不良品の発生をひきおこすのである。したがって、フォトマスクの交換が歩どまり向上に直接関係するわけであるが、これもフォトマスク 1 枚あたりの処理枚数に制限が加えられることになる。

(4) 組立・封止

組立・封止工程においても量産性に適した方式が導入されている。それは、電極をフレーム化し、多量の素子を 1 度に樹脂封止できる注入成形で、連続した組立作業を可能にしたものである。このようにして、組立・封止されたサイリスタの一例を透視図的に示せば図 2.5 のようになる。銅吸熱板の上にならう付けされたシリコンペレットのカソード電極とゲート電極は、カソード端子およびゲート端子のおおのに Au 線で配線接続されたのち、樹脂で一定の形状に成形され、おの

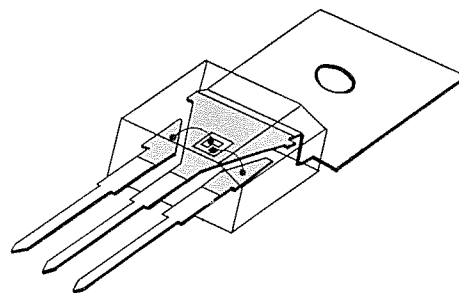


図 2.5 素子透視図
Opened-up view of device.

このような構造において考えられる問題点は、シリコンペレットと銅吸熱板との熱膨張係数の差から生じるひずみと、銅リード端子と樹脂との熱膨張係数の差から生じる両者の間げき(隙)や樹脂自身が幾分かの透湿性を有することである。しかし、前者についてはシリコンペレットと銅吸熱板を接着しているろう材が機械的ストレスを十分吸収してくれる。また、後者については、メサ形サイリスタでは期待できないプレーナ形サイリスタ特有の接合部表面の酸化保護膜による表面安定化処理が施されているため、ペレット自体が耐湿性を有し、実使用上ほとんど問題がない。

2.3.1 高耐压化

$$1 - \frac{1}{M} = \int_0^{W_d} A \exp\left(-\frac{B}{E(r)}\right) dr \dots\dots\dots (2.1)$$

図 2.6 に示した曲率 γ_j をもった pn 接合部の降伏電圧は、接合部形状を円筒面接合で仮定すると、計算値と実測値の間によい一致がみられる。プレーナ接合部での降伏電圧 $V_B(\gamma_j)$ は、平面接合部での降伏電圧 $V_B(\text{plane})$ よりも低くなり、プレーナ接合部の形状を円筒面接合で仮定すると、接合部が階段接合 (abrupt junction) の場合、 $V_B(\gamma_j)$ と $V_B(\text{plane})$ との間に次のような関係式が実験的に得られている⁽¹⁾。

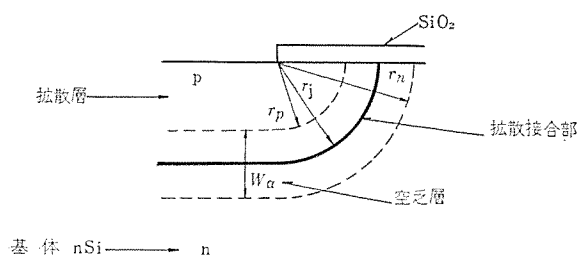


図 2.6 プレーナ接合部の形状
Shape of planar junction.

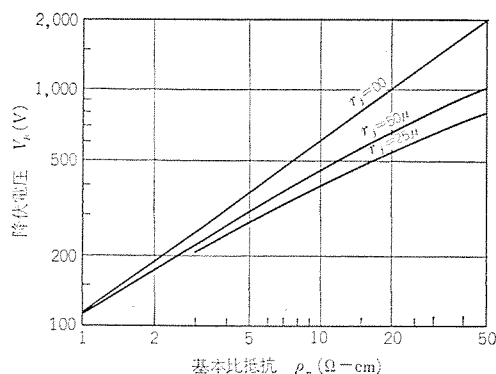


図 2.7 基体比抵抗と降伏電圧
Breakdown voltage, V_B vs. substrate resistivity, ρ_m .

ここに、 $\gamma = \gamma_j / W_d$, W_d は V_B (plane) における空乏層幅である。階段接合における降伏電圧を式 (2.1), (2.2) を用いて、 $\gamma_j = 25 \mu$, 50μ , ∞ の場合の基体比抵抗と降伏電圧の関係を求めると 図 2.7 が得られる。図 2.7 より、基体比抵抗の高いものほど、曲率 γ_j の影響が顕著になり、曲率 γ_j の大きいほど、降伏電圧が高くなることとがわかる。また、接合部が傾斜接合 (linearly graded junction) では、 $V_B(\gamma_j) \approx V_B(\text{plane})^{(1)}$ となることから、接合部での不純物濃度こうばいを小さくすることにより、pn 接合部での曲率 γ_j の影響が小さくなると同時に、階段接合の場合よりも降伏電圧が高くなる。したがって、低濃度で深く拡散することにより、高い降伏電圧が得られることになる。拡散深さと降伏電圧の 1 実測例を 図 2.8 に示した。

高耐圧を得るためには、表面電界を内部電界よりも弱め、内部接合部で降伏させる方法がとられる。Mサ形構造では、エッチングやベベルリングにより、接合部に角度をつけることがおこなわれるが、プレーナ構造では空乏層の曲率をゆるめて表面電界を弱める方法が用いられる。図 2.9 に示すゲート制御電極構造⁽⁴⁾や、図 2.10 に示すフィールドリミッティングリング構造⁽⁵⁾がそれである。

低濃度の p 形拡散層においては、酸化ふんい気中での拡散や酸化

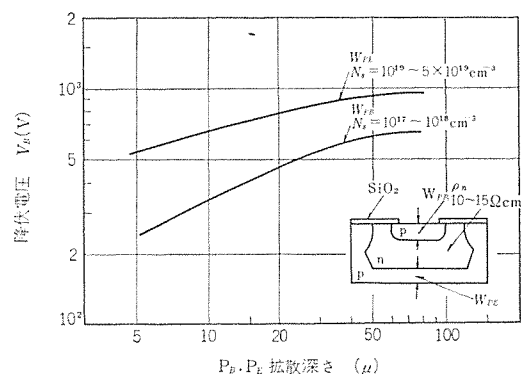


図 2.8 拡散深さと降伏電圧
Breakdown voltage, V_B vs. diffusion depth, P_B , P_E .

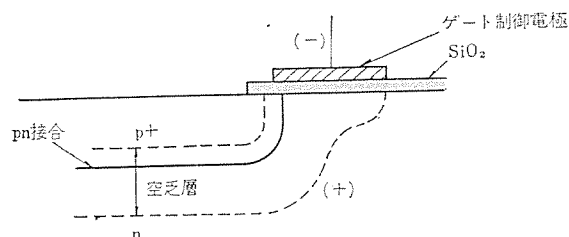


図 2.9 ゲート制御電極構造
Gate-control electrode structure.

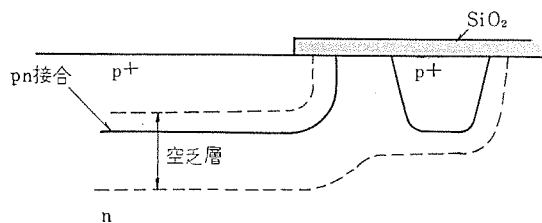


図 2.10 フィールドリミッティングリング構造
Field-limiting ring structure.

膜除去後の再酸化による濃度の低下、外部よりの + イオンの汚染により、表面層に反転層 (inversion layer) が発生しやすく、この層を通して電流が流れるために、漏れ電流の増加が起き耐圧の低下の原因となる。反転層の発生を防ぐために、p 形拡散層表面に、同心円状の高濃度 p 形リング領域を設けることが行なわれる。

2.3.2 大容量化

電流量の大きな素子では、過電流耐量もそれに見合った大きな値を要求される。この過電流で発生したペレット内部の熱による熱逸走を防ぐために、陰極面積を大きくして、電流密度を下げるとともにペレットで発生した熱を外部へ効率よく逃がす構造が必要である。大容量化にともなう、ペレット寸法が大きくなると次のような問題点が生じてくる。

(1) 写真食刻における、1ペレットあたりの酸化膜中のピンホール数がふえてくる。したがって、このピンホールから拡散する不純物が、pn 接合不整の原因となり、これが耐圧特性の劣化原因となって、歩どまりの低下となる。

(2) 銅吸熱板とシリコンペレットとの熱膨張係数の差から生じるシリコンペレットへの機械的ストレスが、両者間の接着ろう材のみで吸収できなくなり、ひずみやクラックが生じて特性劣化の原因となる。

3. 定格と特性

前章で述べたように、プレーナ形サイリスタは、pn 接合部表面の電気的安定性がすぐれているため、量産化に適したモールドによる外装が可能である。現在、量産化されているこの種のサイリスタは、図 1.1 に示すような定格平均順電流 300 mA の CR 02 AM タイプと、同じく 2 A の CR 2 AM タイプである。前者は、放熱片を併用しない素子単体自然冷却構造であるが、後者は、放熱片併用または素子単体自然冷却のいずれの使用法も可能な構造となっている。これらのサイリスタの定格および特性は、表 3.1 に示すとおりであるが、以下におもな定格と特性について簡単に説明する。

3.1 電流定格

図 3.1 は、商用周波数単相半波電流を通電する場合の許容周囲温度 (またはケース温度) と平均順電流との関係を、CR 02 AM および、CR 2 AM について示したものである。そしてこの図に示した実験は、放熱片を併用しない素子単体自然冷却の場合であり、また点線は、任意の放熱片を取付けた CR 2 AM の平均順電流と許容ケース温度との関係を示すものである。ここで CR 2 AM のケース温度とは、放熱片取付面であるアノードタブの温度をさすのであるが、この温度を 60°C またはそれ以下の温度に保つような放熱片を取付けると、平均順電流 2 A の通電が可能である。また、CR 02 AM と CR 2 AM の周囲温度 25°C における素子単体自然冷却時の許容平均順電流は、0.3 A および 0.7 A である。

サイリスタの電流定格は、上述した商用周波数単相半波平均電流によって表示されるのが最も一般的である。しかし、特に小電力用サイ

表 3.1 CR 02 AM, CR 2 AM の主要定格と特性一覧表
List of ratings and characteristics of CR 02 AM and CR 2 AM.

	記号	単位	耐 圧 ク ラ ス		
			1	2	4
最 大 定 格					
せん頭逆電圧	V_{RRM}	V	50(50)	100(100)	200(200)
過渡せん頭逆電圧	V_{RSM}	V	100(100)	150(150)	250(300)
せん頭順阻止電圧	V_{DRM}	V	50(50)	100(100)	200(200)
実効順電流	$I_{T(RMS)}$	A	0.47(3.1)		
平均順電流	$I_T(AV)$	A	0.3(商用周波数, 単相半波 180 度通電, $T_a=25^\circ\text{C}$) (2.0)(商用周波数, 単相半波 180 度通電, $T_c=60^\circ\text{C}$)		
サージ電流	I_{TSM}	A	10(20)(60 Hz, 単相半波, 1 サイクル波高値, 非線返し)		
せん頭ゲート入力	P_{GM}	W	0.1	(0.5)	
平均ゲート入力	$P_G(AV)$	W	0.01	(0.1)	
せん頭ゲート順電圧	V_{FGM}	V	6	(6)	
せん頭ゲート逆電圧	V_{RGM}	V	6	(6)	
せん頭ゲート順電流	I_{FGM}	A	0.1	(0.3)	
動作接合部温度	T_j	$^\circ\text{C}$	-40~100 (-40~100)		
保存温度	T_{stg}	$^\circ\text{C}$	-40~125 (-40~125)		
動作特性					
せん頭逆電流	I_{RRM}	mA	0.1(0.1)($T_j=100^\circ\text{C}$, V_{RRM} 印加, 最大値)		
せん頭順漏れ電流	I_{DRM}	mA	0.1(0.1)($T_j=100^\circ\text{C}$, V_{DRM} 印加, 最大値)		
せん頭順電圧降下	V_{TM}	V	1.2($I_{TM}=0.6\text{ A}$, $T_a=25^\circ\text{C}$, 最大値) 1.8($I_{TM}=4\text{ A}$, $T_a=25^\circ\text{C}$, 最大値)		
ゲートトリガ電圧	V_{GT}	V	0.8(1.0)($T_j=25^\circ\text{C}$, $V_D=6\text{ V}$, 最大値)		
ゲート非トリガ電圧	V_{GD}	V	0.1(0.1)($T_j=100^\circ\text{C}$, 1/2 V_{DRM} 印加, 最小値)		
ゲートトリガ電流	I_{GT}	mA	1.0(3.0)($T_j=25^\circ\text{C}$, $V_D=6\text{ V}$, 最大値)		
保持電流	I_H	mA	3.0(4.0)($T_j=25^\circ\text{C}$, $V_D=6\text{ V}$, 標準値)		
ターンオフ時間	t_q	μs	20(30)($T_j=100^\circ\text{C}$, 標準値)		
熱 抵 抗	θ_{ja} (θ_{jc})	$^\circ\text{C/W}$	200(80)(接合部-周囲間定常値) (10)(接合部-ケース間定常値)		

注 (1) () 内の数字は CR 2 AM に適用される。

(2) V_{DRM} , I_{DRM} , I_H , t_q は $R_{GK}=1\text{ k}\Omega$ の時の値を示す。

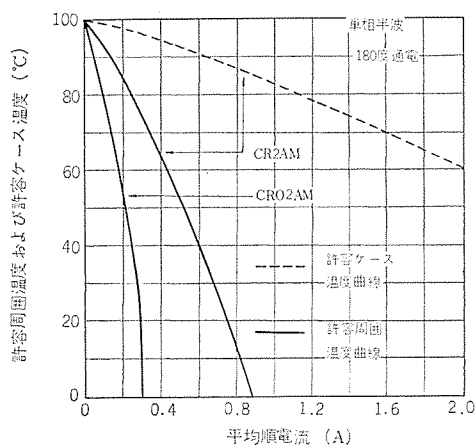


図 3.1 許容周囲 (ケース) 温度—平均順電流
Allowable ambient temperature and allowable case temperature vs. average on-state current.

リスタの応用分野においては、通電期間が非常に短く、そのくり返し周波数も商用周波数より低い用途、つまり、パルス状通電で 사용되는場合も多い。図 3.2 は、CR 02 AM と CR 2 AM のこのようなパルス用途に対する許容せん頭順電流と通電時間との関係を、くり返し周波数をパラメータにして示したものである。なお、この図 3.2

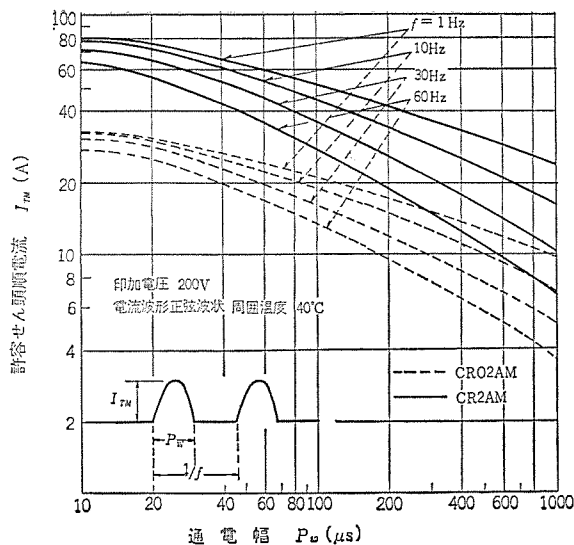


図 3.2 許容せん頭順電流—通電幅
Allowable peak on-state current vs. pulse width.

を作成するに当たっては、複雑な理論式を電子計算機で処理する方法を用いたが、この理論式でサイリスタのターンオン時電力損失を決定する重要な因子となるターンオン時の電流広がり速度・過渡順電圧降下・過渡熱抵抗などについては、実験的資料も十分考慮して決定した。したがって、この図の妥当性を立証する確認実験においても満足な結果が得られた。

3.2 電圧定格

表 3.1 に示すように、CR02AM と CR2AM の定格せん頭逆電圧および、定格せん頭順阻止電圧は、50 V、100 V および 200 V の3ランクを標準としている。したがって、民生機器を中心とするこれらの応用分野では、それほど高耐圧の素子を必要としないので、ほぼこれらの標準ランクで市場要求を満足している。たとえば、家庭電機器具の入力電源は、ほとんど 100 V であるが、この 100 V 電源を直接サイリスタで制御するような用途においても、耐圧 200 V の素子で満足させることができる。しかし、今後は、300 V、400 V の素子を使用する応用分野も逐次開拓されるであろう。プレーナ形サイリスタの高耐圧化に伴う問題点については 2 章で説明したが、現在、300 V の素子については量産化を開始したところであり、400 V のものも、ほぼ開発完了の域に達している。

さて、これらのサイリスタ動作接合部温度は $-40 \sim 100^{\circ}\text{C}$ であるが、上述した定格せん頭逆電圧および定格せん頭順阻止電圧は、これらの全温度範囲にわたって保証されている。その一例として、ブレークオーバー電圧の温度依存性を図 3.3 に示す。

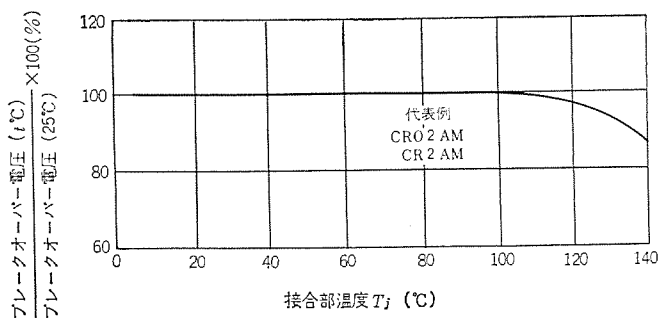


図 3.3 ブレークオーバー電圧の温度依存性
Breakover voltage vs. junction temperature.

3.3 ゲートトリガ特性

CR02AM と CR2AM の最大ゲートトリガ電流 (I_{GT}) は、表 3.1 に示すように、1 mA および 3 mA である。つまりいかなる素子も、この I_{GT} の付勢により必ずトリガすることを保証する値であるが、中にはこの値より小さなゲートトリガ電流でトリガする素子もあり、このゲートトリガ電流のばらつきは生産ロットにより幾分変動する。したがって、ゲートトリガ回路は、必ず I_{GT} を満足して供給しうのような回路に設計することが必要である。しかし、ゲートトリガ電流の範囲を制限して使用する用途も考えられるので、特に、CR02AM のゲートトリガ電流は次の標準アイテムに分類している。つまり、1) 50 μA 以下、2) 20 \sim 100 μA 、3) 40 \sim 250 μA 、4) 80 \sim 500 μA 、そして 5) 200 \sim 1,000 μA である。

一般に、最大ゲートトリガ電流の値は、時間的にゆっくりした直流値で示されたものであるから、パルス状ゲートトリガ電流を付勢した場合の値は幾分大きくなる。CR02AM と CR2AM は、10 μs のパルスの場合で直流値の約 2 倍程度である。また、CR02AM と CR2AM の最大ゲートトリガ電圧 (V_{GT}) は、0.8 V および 1.0 V であり、最小非ゲートトリガ電圧 (V_{GD}) は、おおよそ 0.1 V である。

3.4 ゲートカソード間外部接続抵抗と諸特性

以上、主要な定格と特性について概説したが、このほかに、この種の小電力用サイリスタで重要なことは、サイリスタのゲートカソード端子間に接続する外部抵抗 (以下 R_{GK} と略記する) の諸特性におよぼす影響である。たとえば、サイリスタの順漏れ電流は、この R_{GK} の値によって大きく左右され、特に R_{GK} を大きく選ぶと順漏れ電流も増加し、サイリスタの信頼性を低下させることもありうる。したがって、 R_{GK} の値としては一般に 1 k Ω あるいはそれ以下の値を推奨しているが、もし、この R_{GK} の値が 1 k Ω より小さくなった場合の効果を一列挙すると次のようになる。

- (1) 臨界順阻止電圧上昇率が增大する。
- (2) ターンオフ時間が減少する。
- (3) 保持電流が増大する。
- (4) 順漏れ電流が減少する。

一例として、保持電流の R_{GK} による依存性を図 3.4 に示す。

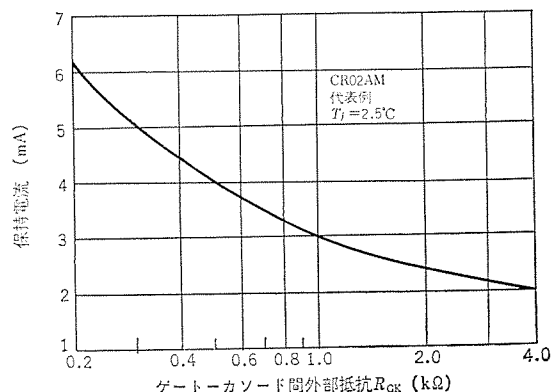


図 3.4 保持電流- R_{GK}
Holding current vs. R_{GK} .

4. 応 用

これまで小電力用サイリスタの応用は、産業機器の制御回路や、民生機器の特殊な応用に限られていたが、プレーナ形サイリスタの出現により、従来のメサ構造キャンシール形サイリスタでは、価格的、あるい

は外形的に不可能であった新しい分野にまで広く応用されるようになってきた。特に、民生機器の分野においては、サイリスタの長寿命・高信頼性・高速性・高感度・小形軽量などの特長を巧みに生かした新製品が、続々と開発され、サイリスタの需要も急速に増加している。紙面の都合上、これらサイリスタの応用回路について具体的な説明はできないが、機能的に直流電力制御と交流電力制御に大別して列挙すれば、次のようなものがある。

(1) 直流電力制御回路

火災報知器などの警報装置、ガス器具などの点火装置、テープレコーダのオートストップ装置、卓上計算機のラインプリンタ駆動回路、音響機器などのパワートランジスタの保護回路、写真機のストロボ装置、リングカウンタ、大電力用サイリスタのトリガ回路

(2) 交流電力制御

電子毛布の温度制御、ミシンや扇風機など家庭電機器具の制御回路、調光装置、各種表示ランプの点滅制御、その他電熱器具の電力制御
これらの応用分野では、くり返し周波数が比較的低い1~10 Hz程度のパルス直流電力制御の用途が多いので、図3.2で説明したCR 02 AMとCR 2 AMのパルス電流定格を活用し、これらサイリスタの適正なる能力を十分に発揮させるべきである。

電流定格的にCR 02 AMより大きいCR 2 AMは、直流電力制御の分野ばかりでなく、交流電力制御の分野にも広く応用されているが、その代表的な例は、最近家庭電機器具メーカーで積極的に製品化されている電子毛布の温度制御装置である。

5. む す び

小電力用サイリスタの本格的実用化に伴って、あらゆる民生機器お

よび産業機器の心臓部は、これまで理想とされていた半導体スイッチに切換えられ、サイリスタの応用分野はますます拡大し、その需要は年々増加の傾向をたどるであろう。したがって、今後もサイリスタに対する市場の性能のおよび経済的要求は強まり、開発研究の手は一時も休めることのできない運命にある。しかし、サイリスタが、理想的電気スイッチであることが約束されている以上、現在のプレーナ形サイリスタをさらに高耐圧化・大電流化し、そして、製造技術の改善により低コスト化することが、今後に残された課題である。

参 考 文 献

- (1) S. M. Sze and G. Gibbons : Effect of Junction Curvature on Breakdown Voltage in Semiconductor, Solid-State Electronics, 9, pp. 831-845 (1966)
- (2) P. R. Wilson : Depletion Layer Calculations for Error Function Diffused Junctions, 12, pp. 277-285 (1969)
- (3) P. R. Wilson : Depletion Layer and Capacitance Calculations for Gaussian Diffused Junctions, 12, pp. 1-12 (1969)
- (4) Andrew S. Grove, Otto Leistiko, Jr. and William W. Hooper : Effect of Surface Fields on the Breakdown Voltage of Planar Silicon p-n Junctions, IEEE, Transactions on Electron Devices, 14, pp. 157-162 (1967)
- (5) Y. C. Kao and E. D. Wolley : High-Voltage Planar p-n Junctions, Proceeding of the IEEE, 55, pp. 1,409-1,414 (1967)

三菱トライアックとその応用

飯田 隆彦*・小嶋 鈴夫*・宮嶋 辰夫*
石井 真*・石堂 道治*

Mitsubishi Triacs and their Application

Kitaitami Works

Takahiko IIDA・Suzuo KOZIMA・Tatsuo MIYAZIMA

Makoto ISHII・Michiharu ISHIDO

Triacs in the category of thyristors are elements to control alternating current. They have been considered hardly applicable to large current capacity apparatus by the restriction from the design technic. However, overcoming the problems, Mitsubishi has been successful in producing a series of the devices with capacities ranging from 10 A to 300 A.

The article describes gate trigger characteristics, commutation characteristics and thermal impedance characteristics which pose problems in application together with the principal ratings and characteristics. The text also explains that these elements are applicable in a wide range to heater control, induction motor control and welder control.

1. ま え が き

サイリスタはここ数年来、長足の進歩をとげてきたが、中でも特にトライアックの充実化には目ざましいものがある。すなわちトライアックには設計上からの制約のため、その大電流容量化は一般に困難なものと考えられていたが、当社ではその限界を打破克服し、世界ではじめて10 A から300 A までの系列化に成功した。ここではこれらの特長・特性を紹介しつつ、その応用について説明する。

2. 三菱トライアックの構造と特長

トライアックの基本的な構造は、2組のpnpn構造の逆並列接続構造と、それをトリガするためのpゲート構造・接合ゲート構造・遠隔ゲート構造の組み合わせからなるゲート部とで構成されている。BCR 150Aの例を図2.1に示す。図中Iの部分は $p_1n_1p_2n_2$ 構造、IIの部分は

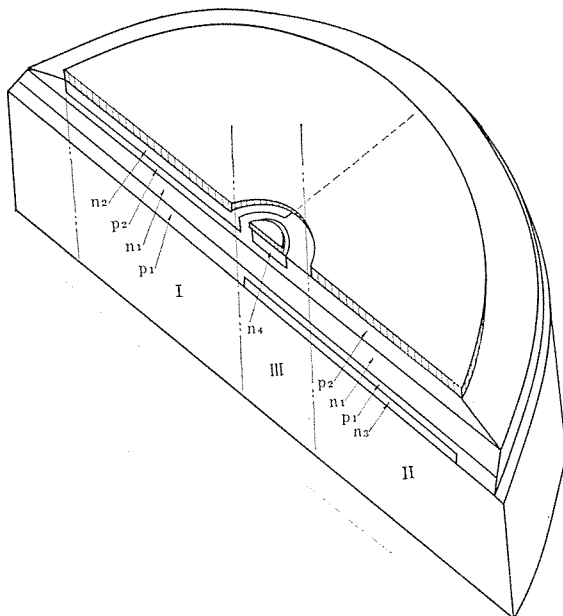


図 2.1 トライアックの構造
Cross section of Triac element.

$p_2n_1p_1n_3$ 構造で、I と II は互いに逆並列となっている。IIIの部分は、 $n_4p_2n_1p_1n_3$ からなっていて、 n_4 , n_3 はそれぞれ接合ゲート・遠隔ゲートとして働く。

このようにトライアックは、一方向サイリスタに比べて複雑で、高度の製造技術が要求されるので、すべて不純物拡散によって作られ、拡散深さと濃度は厳密に制御されている。また各n形エミッタはパターンの正確な形状と相関位置を実現するため、写真製版と選択拡散の技術を用いて作られている。

さて、三菱トライアックの最も大きな特長は、ゲート部が素子中央部に位置するいわゆるセンタゲート構造と、ベーシックエレメントと銅電極の接触部に溶ダを使わずに強いばねの圧力を利用した圧接構造とである。センタゲート構造の採用によって、トライアック特有の転流特性に関する問題は完全に克服され、また表面処理を容易にし、素子の高耐圧化に寄与している。転流特性とは、同一素子内に組み込まれた互いに逆並列のpnpn構造が、素子が転流するときの急しゅん(峻)な電圧ならびに電流の変化によってゲート部を介して互いに干渉し、通電していないほうのpnpn構造が阻止能力を失う現象であって、今回までトライアックの大電流化・高耐圧化を妨げていた点である。

圧接構造は、当社の他のすべての大電力用素子に使われており、溶ダの熱疲労の問題が全くないこと、銅電極に素子をろう付けする必要がないので、表面処理の終わった素子に高温加熱工程を加える必要がないことなどによって、素子の高い信頼性を実現している。

3. 三菱トライアックとその主要定格・特性

3.1 三菱トライアックの系列と主要定格・特性

10 A から150 A までのトライアックは以前より量産しているが、今度さらに300 A という画期的なトライアックを開発し目下、本年7月より量産すべく鋭意準備中である。すなわち世界ではじめて10 A から300 A までの系列化に成功した。表3.1に三菱トライアックの主要定格特性を示す。

3.2 ゲートトリガ特性

トライアックには図3.1に示すように、主端子およびゲートに印加される電圧の極性によって、四つのゲートトリガモードがある。各モードでのゲートトリガ電流値(トリガ感度)と転流特性とは相互に密接な関

表 3.1 三菱トライアックとその主要定格、特性
Principal ratings and electrical characteristics of Mitsubishi Triacs.

項 目	単 位	BCR 10 A, B, C	BCR 25 A	BCR 70 C	BCR 150 A	BCR 300 A
せん 頭 阻 止 電 圧	V	100~400	200~500	200~600	200~1,200	200~1,200
実 効 電 流	A	10 ($T_C=75^{\circ}\text{C}$)	25 ($T_C=90^{\circ}\text{C}$)	70 $T_C=78^{\circ}\text{C}$	150 $T_C=81^{\circ}\text{C}$	300 $T_C=72^{\circ}\text{C}$
サ ー ジ 電 流	A	80	220	800	2,000	3,000
動 作 接 合 部 温 度	$^{\circ}\text{C}$	-25~100	-25~125	-30~125	-40~125	-40~125
電 圧 降 下	V	1.3 $I_{TM}=10\text{ A}$	1.6 $I_{TM}=40\text{ A}$	2.1 $I_{TM}=110\text{ A}$	$I_{TM}=220\text{ A}$	1.8 $I_{TM}=420\text{ A}$
転流時臨界電圧上昇率	V/ μs	20	20	20	20	20
ゲートトリガ電流*	mA	30	50	200	350	400
臨界阻止電圧上昇率	V/ μs	—	—	100	100	100

* 図 3.1 (a) のモードにおける値を示す

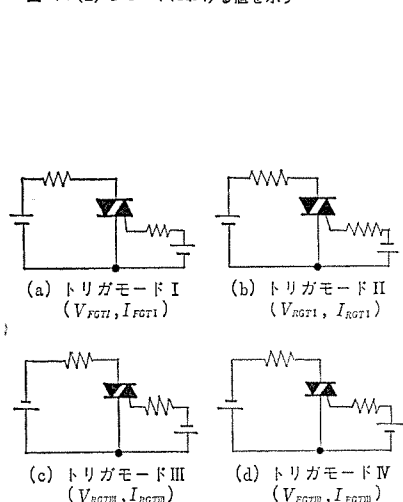


図 3.1 トライアックのトリガモード
Gate triggering mode of Triac.

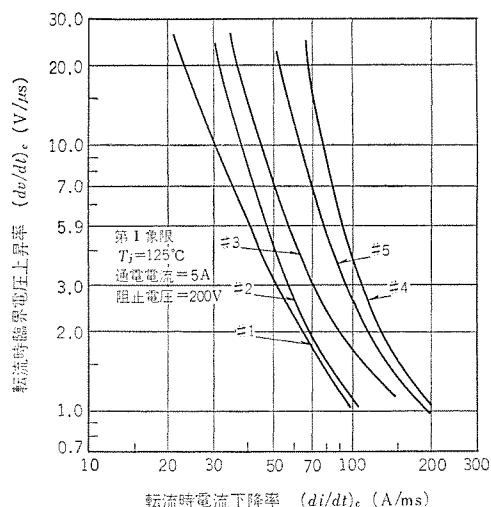


図 3.2 BCR 25 A の転流特性 (代表例)
Typical commutating characteristics of
type BCR 25 A.

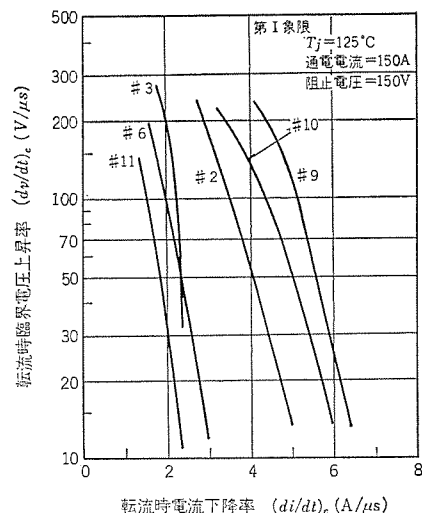


図 3.3 BCR 150 A の転流特性 (代表例)
Typical commutating characteristics
of type BCR 150 A.

係があって、転流特性を向上させるほどトリガモード II, III, IV の感度は悪くなる傾向にある。一方応用上、素子にはその制御電流容量で決まるある転流特性値が要求されている。この条件を満たしつつ各素子共トリガ感度をほぼ同じレベルにそろえるために、各トリガモードでのトリガ感度は素子の電流容量によって若干の相異が認められる。25 A 以下のトライアックではトリガ感度は I, III がほぼ同じで、II は少し悪くなる。一方 70 A 以上のトライアックでは、I, II に比べ III の感度は少し落ちる。IV はいっそう感度が落ちて通常 IV のモードでの使用は保証されていない。

3.3 転流特性

転流特性は接合部温度、通電電流、電流下降率 $(di/dt)_c$ 、転流時の阻止電圧上昇率 $(dv/dt)_c$ および転流直後の阻止電圧の大きさに関係する。なかでも、回路設計にあたり最も重要なデータの一つである $(dv/dt)_c$ と $(di/dt)_c$ との関係を、BCR 25 A, BCR 150 A を例にとり、それぞれ図 3.2 および図 3.3 に示す。両図は接合部温度・通電電流・阻止電圧などの条件を固定しておき、 $(di/dt)_c$ を一定とし、トライアックが再導通する臨界の $(dv/dt)_c$ を素子の第 I 象限について求めたものである。両図の示すこうばいはいずれも大きく、 $(dv/dt)_c$ は転流特性にあまり寄与していないといえる。この傾向は左右サイリスタの分離を完全に行なうほど顕著にみられる。

3.4 トライアックの熱抵抗

図 3.4 に BCR 25 A, BCR 70 A, BCR 150 A の過渡熱抵抗を示す。トライアックは双方向性素子であるため、従来の直流測定法を用いると、発熱領域は Si ウエハの片側半分になり、得られた値はトライ

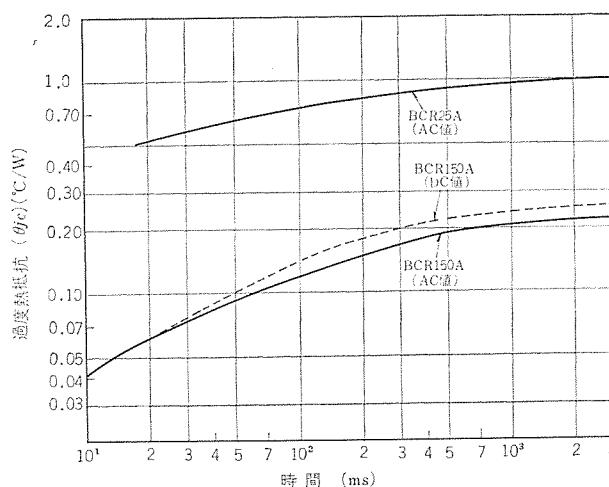


図 3.4 トライアックの過渡熱抵抗特性
Transient thermal impedances of Triacs.

ックを単方向サイリスタとして用いたときの熱抵抗に相当する。同図は当社にて新規開発された交流測定法による熱抵抗を示す。この値は交流により、Si ウエハ全面を加熱して得られたもので、この値に平均電力損失を乗じると即刻接合部温度が得られる。なお、参考までに BCR 150 A の直流熱抵抗を破線で示した。

4. 応 用

4.1 ヒータ制御応用

BCR 25 A による単相ヒータ制御回路の基本例を図 4.1 に、また

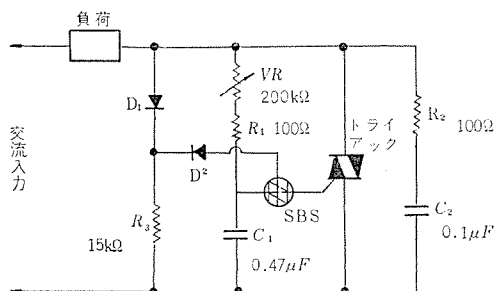


図 4.1 ヒータ制御回路 (BCR 25 A)
Temperature control circuit utilizing type BCR 25 A.

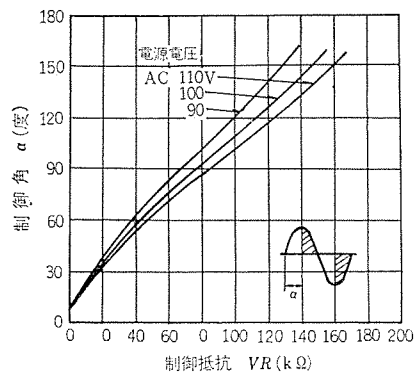


図 4.2 図 4.1 の制御特性
Phase control angle versus control resistor in Fig. 4.1.

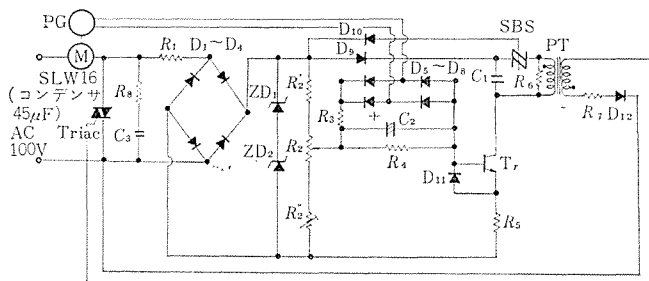


図 4.3 洗たく機用コンデンサモータ速度制御回路
Speed control of condenser motor for an electric washing machine.

その特性を図 4.2 に示す。図 4.1 の回路は、VR と C_1 よりなる CR 移相回路によって、トライアックのトリガ位相を制御するとともに、交流電源電圧が零になるごとに SBS (三菱名: BS 08 A) に C_1 , D_2 , R_3 の径路をへてゲート電流を流して SBS を導通させ、 C_1 の残留電荷を放電させることによりヒステリシス特性を軽減させたものである。

4.2 小形 AC モータ制御応用

小形 AC モータ制御応用の一例として、BCR 10 A を洗たく機などの単相コンデンサモータの速度制御回路に用いた例を図 4.3, またその制御特性を図 4.4 に示す。本回路はモータ M の速度をパイロット発電機 PG により検出し、いわゆる負帰還作用により定速度制御をおこなうものである。この種のモータ速度制御回路においては、トライアックのトリガ位相を交流電源に対して同期させないと、一般に乱調現象を呈することが知られているが、本回路は、SBS のゲート電極を利用して、トリガパルス进行交流電源に対して半サイクルごとに同期させ、上記の乱調現象を防止したものである。

4.3 溶接機制御応用

大電力トライアックは電気炉・調光装置・交流制御・交流スイッチ・抵抗溶接機など交流のライン制御に広く使用されているが、ここで

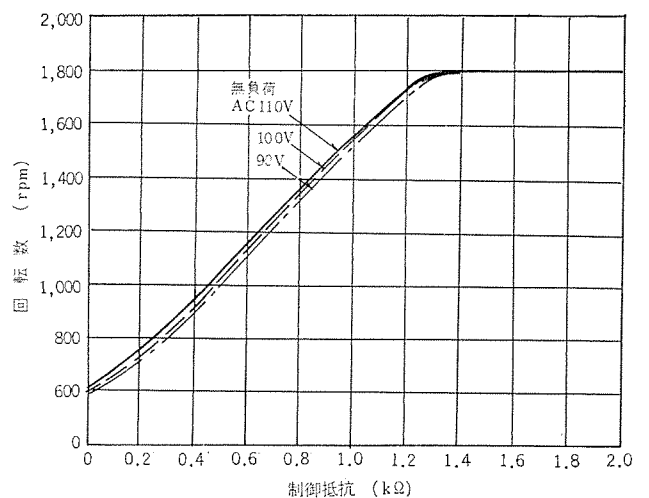


図 4.4 回転数対制御抵抗値 (R_2) (無負荷特性)
Motor speed versus control resistor in Fig. 4.3 (no load characteristics).

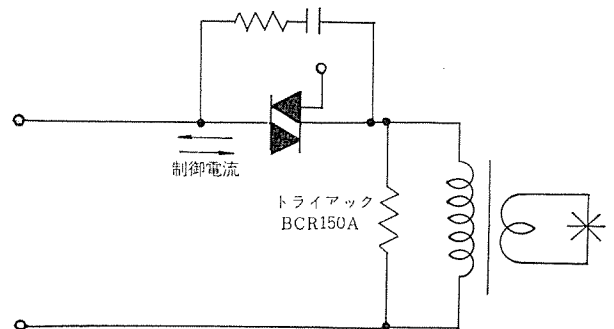


図 4.5 トライアック式溶接機の基本回路
Basic resistance welder circuit utilizing Triacs.

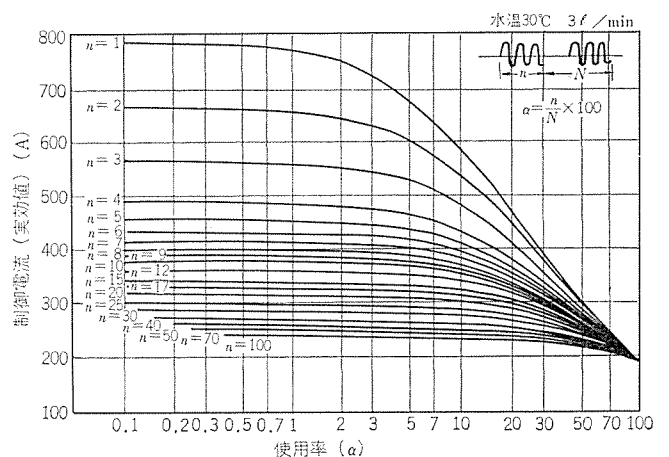


図 4.6 BCR 150 A の溶接機制御電流
Allowable control current versus duty factor in a resistance welder utilizing Triac type BCR 150 A.

は、その一例として溶接機への応用例を示す。トライアック式溶接機は従来のサイリスタ式溶接機に比べ、つぎのようなすぐれた特長を有している。

- (1) サイリスタ 2 個をトライアック 1 個で置き換えることができるため、逆並列接続用の結線が不要で、配線が簡素化される。
- (2) 冷却片が 1 個で済むため、サイリスタ式のように冷却片間を結ぶ水管 (またはホース管) が不要で、装置が小形化される。
- (3) 電力制御がサイリスタ式に比べより簡単に行なえるため、保守がいっそう容易になる。

(4) ゲートトリガモードの組み合わせが選択できるため、制御回路が簡単になる。

応用の一例として、図 4. 5 および図 4. 6 に、それぞれ、BCR 150 A を用いた溶接機の基本回路と許容制御電流を示した。BCR 150 A の冷却は、124×80×10 t の冷却片にコの字形に水穴をうがち、3 l/min の水を流して行なった。図 4. 6 の電流は WES サイリスタ規格 (WES-160-1970) の A サイズ すなわち、70 A サイリスタ 2 個分を十分満たしている。横軸の使用率は WES 規格と同様に、通電サイクル n と最小の溶接周期 N との比を百分率で示した。

5. む す び

10 A から 300 A までの系列化により、従来適当な電流容量のトライアックがなく、やむなくサイリスタを使用していたものがトライアックに統一することができるようになった。そのため、制御回路・冷却

片・装置の機構設計の点で、標準化が行ないやすくなり、交流の電力制御応用では、いっそうトライアック化が進むものと予想される。

参 考 文 献

- (1) John F. Essom : Bidirectional Triode Thyristor Applied Voltage Rate Effect Following Conduction, Proceedings of the IEEE, **55**, No. 8, (August, 1967).
- (2) 昭和 45 年電四連大会 602 : 大電力双方向サイリスタの溶接機への応用
- (3) F. E. Gentry : Semiconductor Controlled Rectifiers ; Principle and Application of p-n-p-n Device, p. 139 (1964)
- (4) F. E. Gentry : Bidirectional Triode p-n-p-n Switches, Proceedings of the IEEE, (April, 1965)

大電力シリコントランジスタ

中田 仗祐*・川岸 昭夫*・岩本 英雄*

High Power Silicon Transistors

Kitaitami Works Jōsuke NAKATA・Akio KAWAGISHI・Hideo IWAMOTO

High power silicon NPN diffused transistors type TR 250 A have been newly developed by Mitsubishi. They dissipate 650 watts and handle collector currents up to 250 A. Having features of high power ratings, low saturation voltage, and high reliability, they are suitable for use in amplification, power switching, regulators and the like.

Description is made in this article on the outline of their design, the ratings, the characteristics and several examples of their application.

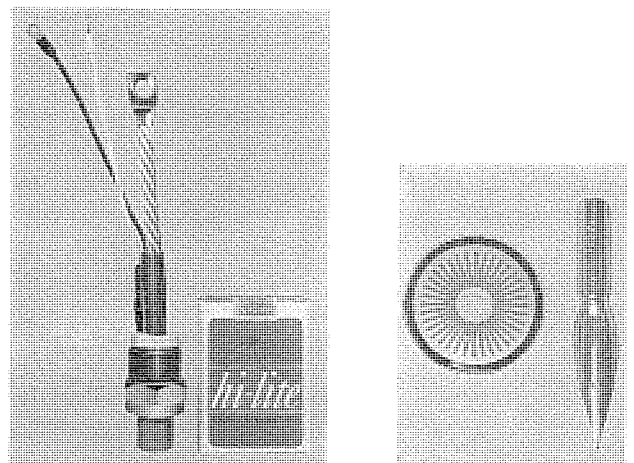
1. ま え が き

トランジスタはサイリスタと比較すると直線的な増幅作用があり、高速スイッチング性を備えているなどの面で、パワーエレクトロニクス分野でも欠かせない存在である。しかし電圧電流定格の面での進歩が遅れ、その大形化が強く期待されていた。

このたび、 V_{CE0} 140(V)、 I_C 250(A)、 $P_{C(max)}$ 650(W) の大電力シリコントランジスタ TR-250 A を開発し、すでに種々の装置に適用して所期の成果を収めつつあるので、本文で、TR-250 A の設計方針とその定格および電気的特性ならびに応用について概要を述べる。

2. 設計方針と概要

電力用トランジスタは高耐圧・大電流を扱うため、特に電気的な面では、(1)飽和電圧が小さい、(2)安全動作領域が広い、(3)電流増幅率が大電流領域でも十分確保されている、(4)スイッチング時間が短い、ことなどが要求され、熱的・機械的な面では、(1)熱抵抗が小さい、(2)溶ダの融点および表面保護物の耐熱性が高い、(3)熱ひずみや熱疲労が少ないなどであり、そして高信頼度と経済性が問われる。しかし高耐圧化に対して上記電気的特性の要求は相反する設計パラメータのために協調が必要であり、また基本構造および製作方法の選択もきわめて重要である。われわれはかような観点に立って、 V_{CE0} 100(V) クラスの大電力トランジスタについては、単一拡散構造 (Single Diffused Type) ・加圧接触構造 (C.B.E) を基本として設計した。単一拡散形は、高比抵抗シリコン (P 形) を基板にして高濃度の不純物 (N 形) を拡散し、両側にそれぞれエミッタ、コレクタを形成するもので、製作が比較的容易なタイプである。このタイプはコレクタ領域が高濃度にドーパされているため、飽和電圧が低くでき、電流増幅率 h_{FE} のコレクタ電流 I_C 依存性が良好である。またベース領域が基板シリコンで形成されているために、結晶の欠陥が少なく、比較的厚い。これは動作中での電流集中現象を少なくし、二次降伏に強い特性を与える長所である。トランジスタはベースの層抵抗によって電流がエミッタ周辺に集まる傾向があり、電流容量の点からエミッタ周辺長を大きくする必要はある。TR-250 A では図 2.1 (b) に示すように、中心から放射状に伸びる多数のストライプとこれに近接してかみ合うようなパターンを用い、エミッタ周辺長を大きく、ベース抵抗を小さくしている。エミッタおよびベース領域はアルミニウムを蒸着して低オーミックコンタクトを形成し、コレクタ側はアルミニウムによりモリブ



(a) 外 観

(b) 内部素子

図 2.1 三菱大電力トランジスタ TR-250 A の外観および内部素子

Mitsubishi high power transistor type TR-250 A and its basic element.

ン板を合金した。

またエミッタ接合およびコレクタ接合の表面に対し、それぞれ特別なパッシベーションを施し、接合部 200°C まで動作しうる安定した表面を確保するようにした。

このようなベーシックエレメントは、図 2.1 (a) に示すスタッド形のケースに収め、各電極体と加圧接触によって接続している。圧接面は、膨張係数の異なる金属が互いに滑動できるように設計しているために、負荷変動による激しいヒートサイクルに対しても、シリコンに過大なストレスがかかったり、溶ダ結合方式のような熱疲労を起こす心配がない。

3. 定格および電気的特性

大電力トランジスタ TR-250 A の最大定格および電気的特性の一覧表を、それぞれ表 3.1、3.2 に示す。最大コレクタ電流 $I_{C(max)}$ は、 h_{FE} によって分類した 150(A) ($V_{CE0(sus)}$ 最高 140(V) まで) および 200(A) と 250(A) ($V_{CE0(sus)}$ 最高 120(V)) の 3 種がある。

TR-250 A の $I_{C(max)}$ における電流密度は非常に高い (200 A/cm² 以上) が、コレクタ飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ がかなり小さく、低損失である。図 3.1 に TR-250 A の 250(A) 素子の飽和領域における代表的なコレクタ出力特性を示し、 I_C 250(A) で、 $V_{CE(sat)}$ 1.0 V 以下も可能

* 北伊丹製作所

表 3.1 TR-250 A 最大定格 ($T_C=25^\circ\text{C}$)
Maximum ratings.

項 目	記 号	定 格 値	単 位
コレクタ・ベース間電圧	V_{CBO}	60~180	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CEO}	50~150	V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CEO(sus)}$	40~140	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EBO}	5	V
コレクタ電流	I_C	250	A
ベース電流	I_B	35	A
保存温度・接合部温度	T_{stg}, T_J	-40~200	$^\circ\text{C}$
コレクタ損失 (図 4.1 参照)	P_C	650	W
熱抵抗	θ_{JC}	0.2	$^\circ\text{C/W}$

表 3.2 TR-250 A 電気的特性 ($T_C=25^\circ\text{C}$)
Electrical characteristics.

項 目	記 号	測 定 条 件	特 性 値		単 位
			最小	最大	
コレクタシャ断電流	I_{CEV}	$V_{CE}=\text{定格電圧}, V_{EB}=-2\text{ V}$		2	mA
エミッタシャ断電流	I_{EBO}	$V_{EB}=5\text{ V}, I_C=0$		2	mA
ターンオン時間	t_{on}	$I_C=100\text{ A}, I_B(\text{ON})=10\text{ A}$		5	μs
ターンオフ時間	t_{off}	$I_C=100\text{ A}, I_B(\text{OFF})=-2\text{ A}$		10	μs
利得帯域幅積	f_T	$V_{CE}=12\text{ V}, I_C=5.0\text{ A}$	0.5		MHz
電流クラス					
200 A クラス			250 A クラス		
直流電流増幅率	h_{FE}	$I_C=200\text{ A}, V_{CE}=4\text{ V}$ で 10 以上	$I_C=250\text{ A}, V_{CE}=4\text{ V}$ で 10 以上		
ベース・エミッタ間電圧	$V_{BE(sat)}$	$I_C=200\text{ A}, V_{CE}=4\text{ V}$ で 2.0 V 以下	$I_C=250\text{ A}, V_{CE}=4\text{ V}$ で 2.5 V 以下		
コレクタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=200\text{ A}, I_B=25\text{ A}$ で 1.5 V 以下	$I_C=250\text{ A}, I_B=30\text{ A}$ で 1.75 V 以下		

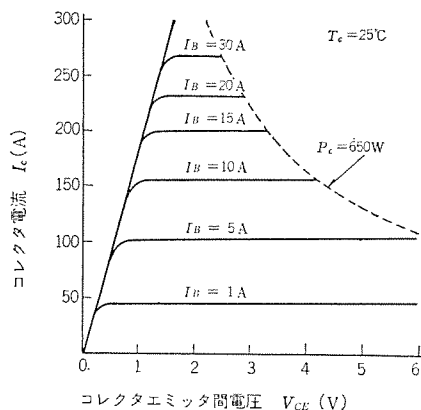


図 3.1 飽和領域出力特性
Typical output characteristics.

である。 h_{FE} は大電流領域においてエミッタの注入効率の低下、ベース領域における拡散長の減少およびベース拡張現象などを生じ、低下しやすい。しかし不純物プロファイルの合理的設計によって、TR-250 A では、図 3.2 に示すようにかなりの大電流でも h_{FE} 10 以上を保っている。

トランジスタのスイッチング時間は、トランジスタ自身の特性によって規制され、その使用回路条件・温度によって変化する。

TR-250 A のスイッチング時間は、図 3.3 に示す回路を用いて、トランジスタのベースに方形波のパルス入力を与え、コレクタ電流の応答波形を観測することによって求めている。なおターンオン時間 t_{on} ・遅れ時間 t_d ・立ち上がり時間 t_r ・ターンオフ時間 t_{off} ・蓄積時間 t_s ・立ち下がり時間 t_f を図示のように定義する。

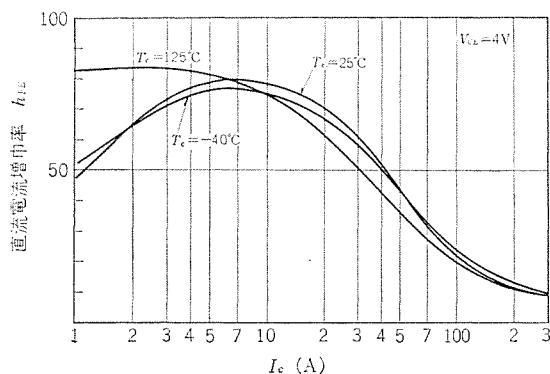


図 3.2 h_{FE} のコレクタ電流依存性
DC current gain versus I_C .

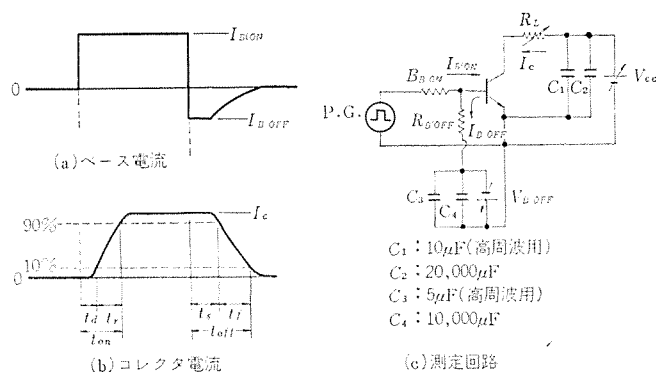


図 3.3 スwitchング時間の定義およびスウィッチング時間測定回路
Definition of switching time and circuit diagram in switching time measurement.

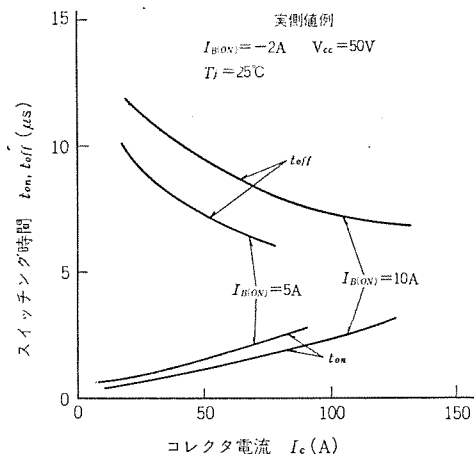


図 3.4 スwitchング時間対コレクタ電流
Switching time versus collector current.

スイッチング時間に関連する要素として、コレクタ電圧・電流、ベースのドライブ電圧・電流およびその波形、さらに負荷の種類があり、その関係をここですべてもうらすることはできないので、二三のデータを示すことにとどめる。

ベースオン電流 $I_{B(on)}$ をパラメータにして、 t_{on} ・ t_{off} の I_C 依存性を求めた結果が図 3.4 である。 t_{on} は I_C の増加とともに増加し、 t_{off} は逆に減少する。これは $I_{B(on)}/I_C$ が小さくなるため t_{on} は t_r の増加により、また t_{off} は t_s の減少によって生ずる結果である。次にコレクタ電流 I_C をパラメータにして、 t_{off} のベースオフ電流 $I_{B(off)}$ の依存性を測定した結果を図 3.5 に示す。これから t_{off} を短くすることに関して、ベース逆バイアスが有効であることがわかる。なお t_{on} ・ t_{off} は温度により変化し、 200°C では 25°C の約 2 倍に達するもの

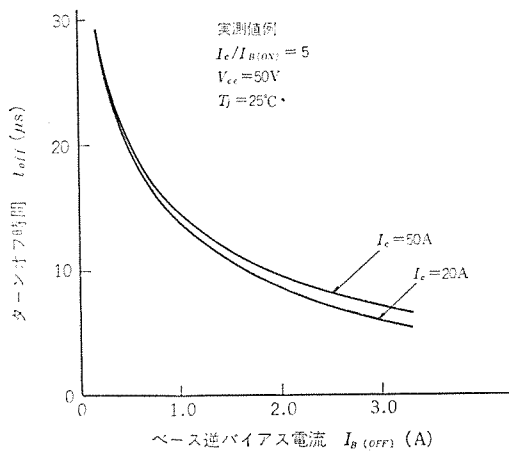


図 3.5 ターンオフ 時間対 ベース 逆電流
Turn off time versus base reverse current.

が見られた。

4. 大電力トランジスタの応用

4.1 応用上の問題点

電力用トランジスタを使用する場合は、トランジスタの電圧電流責務、サージ電圧保護、過負荷および負荷短絡時の保護、冷却法などに留意し使用することが大切である。コレクタ印加電圧および電流は最大定格を越えない範囲であり、さらに低電圧では電力損失と熱抵抗、そして高電圧では二次降伏により規制された安全動作領域 (A. S. O) 内で使用しなければならない。TR-250 A の安全動作領域は、直流およびパルス動作で図 4.1 のようになっている。これは接合部温度を 200°C として ΔV_{EB} 法により求めたものである。なお二次降伏は、ベース順バイアス、ベースオープン、ベース逆バイアスの順にきびしくなり、また誘導分を含む負荷では、回路的に何らかの対策が必要である。図 4.2 は直流電動機を負荷として一方方向運転制御する例であるが、トランジスタがターンオフするとき、負荷の誘導分によって電圧・電流の軌跡が過渡的に安全動作領域を越え、劣化あるいは破壊する危険があるため、負荷と並列にフリーホイールダイオードを接続して、トランジスタにかかる過大な電圧を電源電圧にクリップしたものである。

トランジスタのコレクタ・エミッタ間に逆電圧がかかる場合、たとえば図 4.3 に示すインバータ回路では、トランジスタと並列にダイオードを接続することにより、トランジスタの逆方向電流を側流し、保護することが必要である。

トランジスタの過負荷あるいは負荷短絡事故に対しては、過負荷電流を検出してトランジスタのベース電流を制御し、出力電流を制限あるいはシャ断することができる。さらに速動フューズおよび過電流リレーなどを付け加え、保護協調を図ることも必要である。

電力用トランジスタを 1 kHz 以上の高周波で使用する場合は、そのスイッチング損失を十分考慮しなければならない。一般にベース・エミッタ間に定格を越えない逆バイアスを加えることにより、ターンオフ時間がかなり短縮でき、スイッチング損失も少なくなる。

しかし、過度の逆バイアスを与えると、電流の局部集中が起こりやすくなり、二次降伏にもとづく安全動作領域が狭くなるので、逆バイアスは必要な程度に小さくすることが望ましい。

4.2 応用例

大電力トランジスタ TR-250 A は、その大容量性・高速スイッチング性・直線増幅性および制御の安易さなどの長所を利用して、表 4.1 に示すような多くの用途が考えられ、すでに実績を得ているものも

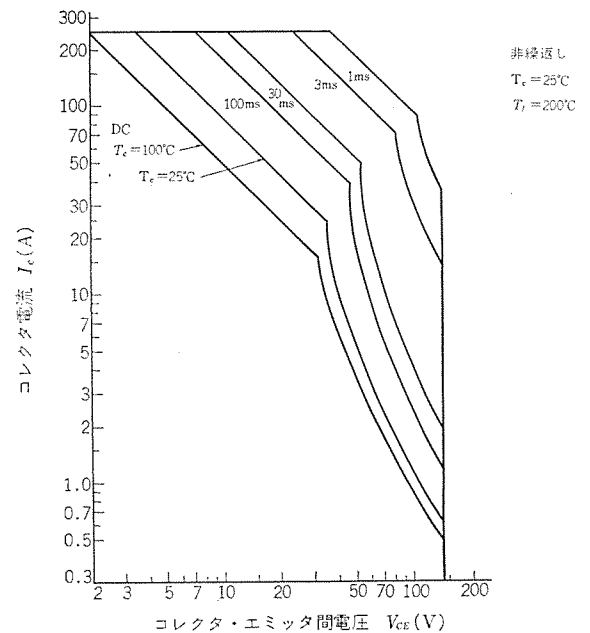


図 4.1 順 バイアス 安全動作領域
Forward bias safe operating area.

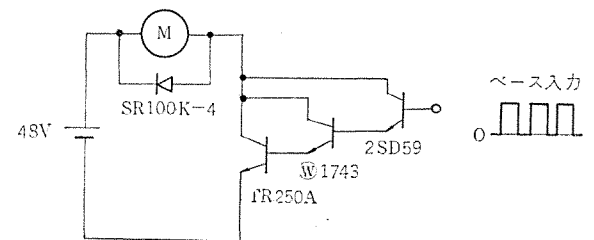


図 4.2 電気自動車速度制御主回路
Circuit diagram for speed control of electric car.

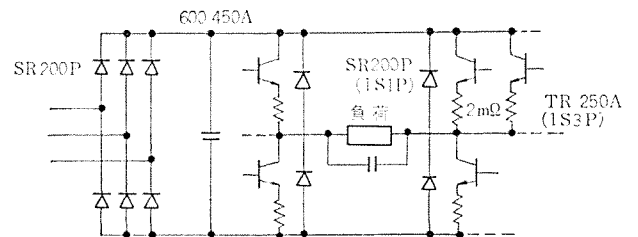


図 4.3 27 kVA インバータ 回路
Circuit diagram of 27 kVA inverter

表 4.1 大電力トランジスタの応用例
Application of high power transistors.

応 用 分 野	応 用 例
直 流 安 定 化 電 源 (数 100 VA ～ 数 10 kVA)	電子計算機用電源、放送および通信用電源、化学用直流電源
直 流 電 動 機 制 御 (オンオフまたは可変電圧制御)	電気自動車、バッテリー式フォークリフト、およびロコ車の速度制御産業機器の電動機制御、サーボモータ制御
低 周 波 イン バ ー タ	安定化無停電交流電源、誘導電動機速度制御
高 周 波 イン バ ー タ (数 100 VA ～ 数 10 kVA)	誘導加熱炉用電源、超音波発振器 (魚群探知機、超音波洗浄器など)
オ ー デ ィ オ 出 力 増 幅	構内放送、有線放送
そ の 他	電気炉の温度制御、放電加工機、大電力パルス発生器

ある。

図 4. 2 は電力用トランジスタをダーリントン接続し、オンオフ制御により電気自動車の速度制御を行なう主回路例を示す。

図 4. 3 はブリッジインバータへの応用例を示す。なおトランジスタを並列接続して使用する場合は、エミッタと直列に電流平衡用の小抵抗をそう入すればよい。

5. む す び

今回開発した大電力トランジスタ TR-250 A とその応用について概

要を述べた。電力用トランジスタは、サージに弱い欠点があるが素子の改良や回路技術の進歩により、その応用はますます広まるものと思われる。またより高耐圧や高速スイッチングが要求されるが、それらをすべて満足することはきわめてむずかしく経済的でもないので、要求される特性・信頼性・価格に応じた設計および製作方法を選択しなければならない。しかしその技術的進歩は早く、今後ますます高耐圧あるいは高速スイッチングのものが開発されるであろう。最後にこの開発に際し、多大のご指導とご援助をいただいた関係各位に対し、深謝の意を表します。
(昭和 46-1-8 受付)

CATV 用シリコントランジスタ

藤井 泰郎*・井上 功*・楠 和郎*
亘 善彦*・小山 正治*

Silicon Transistors for Application to CATV

Kitaitami Works Yasuo FUJII・Isao INOUE・Kazuo KUSUNOKI
Yoshihiko WATARI・Masaharu KOYAMA

In company with the advent of information society, a CATV (Community Antenna Television) has come in the lime light as powerful measures in the conveyance of the information. The CATV system, precisely speaking, is the equipment to be used for common viewing of TV at obscure places. The device is promised to foster industry on a great scale.

In this article is described the present state and the future of CATV and also performances of silicon transistors 2 SC 1223 (for VHF use) and 2 SC 1238 (for UHF use), which have been developed by Mitsubishi for use with CATV.

1. ま え が き

情報化社会の到来に伴って、従来、辺地の難視聴地区でテレビの共同視聴装置として使われていた CATV (Community Antenna Television) システムが、情報伝達の有力な手段として大きな脚光を浴びている。しかし、これが期待どおり大きな産業として成長するには、法律面の整備もさることながら、高性能の CATV 用シリコントランジスタの開発がそのかぎを握っていると言える。

ここでは、CATV の現状および将来について述べるとともに、CATV 用に開発したシリコントランジスタ 2 SC 1223 (VHF 用)、および 2 SC 1238 (UHF 用) の仕様と諸特性について概説する。

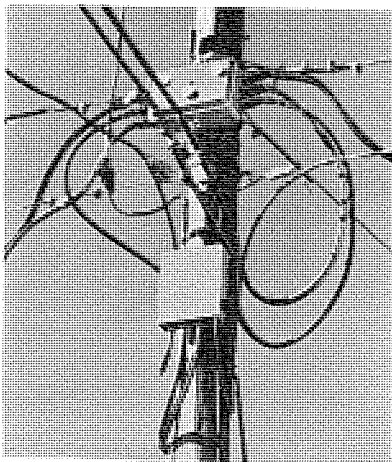


図 1.1 CATV

2. CATV の現状およびその将来

CATV は、辺地の難視聴地区でテレビの共同視聴装置として誕生し、難視聴地区の解消に大きな役割をはたしてきたが、昭和 43 年秋、メキシコオリンピックを機会に東京都新宿地域で都市 CATV の第 1 号が出現してから、一躍世間の注目を集めるようになった。都市 CATV は、放送波の再送信のほかにあきチャンネルを利用して自主放送番組を流すことを特長としており、将来は各種の情報の双方向通信系として大きな役割をはたすことが期待されている。

現在、わが国では、辺地共同視聴システムとして、約 9 千システム、

約 70 万世帯の規模に達しており、都市 CATV としては、東京・大阪に財団法人が設立されて、その建設・運営に当たるほか、今後開発されるニュータウンにも相次いで CATV 網の設置が計画されている。

すでに、アメリカでは会社数約 3 千、加入者 450 万戸の規模に達しており、その事業規模は 1969 年で年間総収入 3 億ドル、総支出 1.3 億ドルと言われ、さらに 1971 年には総収入 4.86 億ドル、支出 1.8 億ドルと推定され、完全に採算のとれる事業になっている。わが国でも、放送波の再送信および自主製作番組の伝送系としてのほか、数年先には双方向通信システムとして欠くことのできない情報伝達手段となることが予想され、各家庭において TV によるショッピング・教育・電送新聞が実現するのも夢ではない。

また、情報化社会の発展とともに、情報量の増加もさることながら、その質の多様化が進み、各個人が希望するときに、即座に所望の情報を入手したいという要求が強まる結果、各人がそれぞれの家庭において、そのような要求を満足できる手段となる CATV は、今後の社会において重要な地位を占めることになるだろう。

なお、CATV システムは、電子機器メーカーをはじめ電線・半導体メーカー・放送・新聞業界など、非常に広範囲の業種間の密接な協力関係を必要とする典型的なシステム産業であり、現在電子機器メーカーが中心となって多数の企業グループを形成しており、その成長を見込んで、今後とも新規参加が断えないものと思われる。

3. CATV 用シリコントランジスタに要求される特性

前章では、CATV 産業の興隆してきた社会的背景や、CATV システムのソフトウェアの面について述べた。

本章では、システムのハードウェアのうち、最も重要なものの一つであるシリコントランジスタに要求される特性について述べる。

CATV 用トランジスタに要求される特性は、つぎの四つに要約することができる。

- (1) 広帯域特性
- (2) 高利得
- (3) 低雑音性
- (4) 低混変調・相互変調ひずみ

上記、各項目について具体的に考えてみる。

(1)の広帯域特性については、わが国の TV 帯域、すなわち VH

F TV の 90 MHz~222 MHz や UHF TV の 470 MHz~770 MHz, (米国の場合には, VHF TV の 54 MHz~216 MHz, UHF TV の 470 MHz~884 MHz) などの帯域が, それぞれの用途に応じて容易に得られねばならない。

(2) の高利得については, 幹線増幅器の場合で 30 dB 以上, 分岐増幅器の場合で 40 dB 以上の利得が必要とされるので, これらの増幅器を 3~4 本以下の トランジスタ で構成するには, 前述の帯域のもとで 1 本当たり, 少なくとも 10 dB 以上の利得が必要である。

これらの特性を満たすためには, VHF 帯用で 1 GHz 程度, UHF 帯用では 1.5 GHz~2 GHz の f_T が必要である。

(3) の低雑音性については受信用トランジスタほどの低雑音性はいらないが, 増幅器として 10 dB 以下の雑音指数が要求される。このため, トップのトランジスタの雑音指数は, 使用周波数において 6~7 dB 以下が望ましい。

(4) の混変調・相互変調ひずみは, CATV 用トランジスタに要求される特性の中で, おそらく最も重要で, かつきびしいものである。今後, どのような低ひずみのトランジスタが開発されるかが, CATV 産業の発展のかぎをにぎっていると言っても過言ではない。これは周知のように, 人間の聴覚はひずみに対して割合鈍感であるが, 視覚はきわめて敏感であるため, 映像信号を増幅する CATV システムでは, ひずみがきわめて重要な問題となる。画像に影響を及ぼすほどの大きさのひずみは, 二次と三次のひずみであるが, これらのひずみの影響はチャンネル配置により大きく異なってくる。たとえば, 米国の場合は VHF TV, UHF TV とともに, 二次ひずみが問題とならないチャンネル配置のため, 比較的値の小さい三次ひずみのみを問題にすればよい。わが国でも, UHF TV 帯の場合は二次ひずみは問題とならない。しかし, VHF TV 帯では二次ひずみと三次ひずみの両方が問題となるチャンネル配置のため, ひずみに対して特にきびしくなっている。具体的には, 受像器のアンテナ端で映像信号レベルに対し, -40 dB 程度のひずみが目につくため, 普通 -50 dB 以下が要求される。周知のように, 二次ひずみは出力レベルの増大に対して 1 dB/dB μ の割合で低下し, 三次ひずみは 2 dB/dB μ の割合で低下する。そして, システムの規模が大きくなるほど増幅器の継続接続が行なわれるため, 一段当たりのひずみはきびしくなり, かつ出力レベルは大きいものが要求される。

今回紹介する 2SC1223 および 2SC1238 は前述のような各種要求特性を満足しつつ, かつ経済性も考慮したトランジスタで, それぞれ比較的小規模の VHF および UHF CATV 用として開発されたものである。

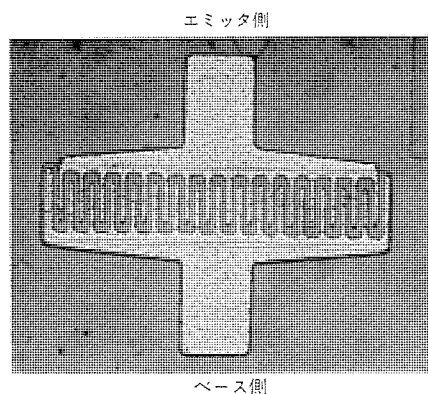


図 4.2 2SC1238 のパターン写真
Pattern structure of 2SC1238

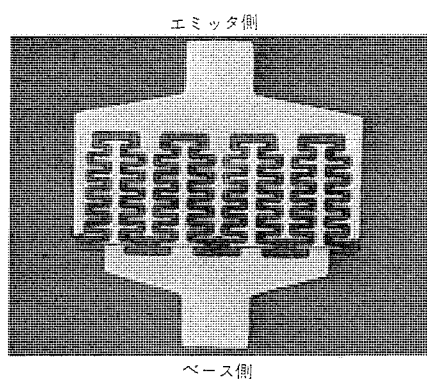


図 4.3 2SC1223 のパターン写真
Pattern structure of 2SC1223.

このような特性を満足するトランジスタを作り出すには, どのような設計・製作技術が必要とされるかを次章で解説し, 具体的な各種特性を 5 章で紹介する。

4. 素子の設計・製作

前章で述べた CATV トランジスタに要求される特性のうち, 最初に広帯域特性・高利得・低雑音性について触れ, つぎにひずみについて述べる。

4.1 広帯域特性

帯域幅 Δf は図 4.1 のような入力回路の等価回路の場合,

$$\Delta f = \gamma_{bb}' / 2\pi L_i \quad (4.1)$$

で表わされる。したがって, 帯域幅を広げるためには, ベース広がり抵抗 γ_{bb}' を大きくするか, 入力インダクタンス L_i を小さくする必要があるが, γ_{bb}' は利得・雑音にも影響するため, あまり大きくすることはできない。実際にはパッケージの入力インダクタンスを減少することによって帯域幅を広げている。

4.2 高利得

高周波における最大有能電力利得 G_P は次式で与えられる。

$$G_P = f_T / 8\pi f^2 \gamma_{bb}' C_c \quad (4.2)$$

上式から明らかなように, 高利得とするためには f_T を上げ, $\gamma_{bb}' C_c$ を小さくすることが必要である。

4.3 低雑音性

雑音指数 F は次式で与えられる。

$$F = 1 + \gamma_{bb}' / R_g + \gamma_e / 2R_g + \frac{(\gamma_{bb}' + \gamma_e + R_g)^2}{2\alpha_0 R_g \gamma_e} \times [1/h_{FE} + (f/f_a)^2 + I_{CO}/I_E] \quad (4.3)$$

トランジスタの雑音指数は, 低周波における $1/f$ 雑音, 高周波における分配雑音, およびその中間における白色雑音の三つに大別できる。CATV トランジスタで問題となる雑音は, 分配雑音と白色雑音である。式 (4.3) から雑音指数を下げるためには, γ_{bb}' を下げ f_a を大きくすることが必要である。

以上の三つの項目をまとめて考えてみると, 結局 f_T を高め, γ_{bb}' を下げ, C_c を下げ, 入力インダクタンスを下げるが必要となる。 f_T を高めるため, UHF 帯 CATV トランジスタ 2SC1238 では, コレク

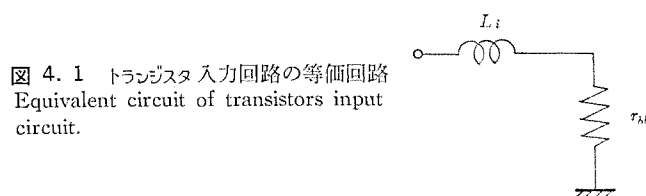


図 4.1 トランジスタ入力回路の等価回路
Equivalent circuit of transistors input circuit.

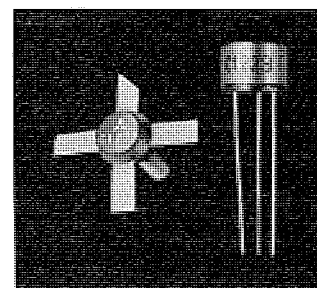


図 4.4 CATV 用シリコントランジスタ
2SC1238, 2SC1223
Silicon transistors for CATV application 2SC1238 and 2SC1223.

ベース接合を 0.4μ 程度、VHF 帯 CATV トランジスタ 2SC1223 では 0.6μ 程度としている。 $\gamma_{bb'}$ を下げるためには、上記の浅いベース層を十分高濃度にするとともに、エミッタ領域とベース電極の間隔を狭くするようパターン設計がなされている。この結果、エミッタ周辺長に対してベース面積を小さくできるため、 C_c の減少にもなっている。図 4.2 に 2SC1238 のパターン写真を示す。このパターンは、最小線幅 3μ のくし形構造である。図 4.3 に 2SC1223 のパターン写真を示す。このパターンは、最小線幅 4μ の二重くし形構造を採用することによって、ストライプを短くし、ストライプ全長が一様に動作するよう、かつチップ面積を有効に使用できるように設計したものである。UHF 帯ではとくに入力インダクタンスの影響が大きいため、2SC1238 では、図 4.4 で示されるモールドストリッパインパッケージが U-3 形パッケージとして新しく設計された。U-3 形パッケージではエミッタリードインダクタンスが 0.334 nH ときわめて小さくなっている。

4.4 ひずみ

ひずみの問題は CATV トランジスタにとって非常に重要であり、かつ要求される特性はきびしい。前章で述べたように、国内ではチャネル配置の関係で、UHF 帯では二次の相互変調ひずみはチャネル内に影響を与えないため、混変調ひずみおよび三次の相互変調ひずみ等を考慮すればよいが、VHF 帯では二次の相互変調ひずみがチャネル内に影響を及ぼすため、ひずみとして最もレベルの大きい二次の相互変調ひずみを考慮することが必要となる。

ひずみの発生は、トランジスタの入出力特性の非直線性に由来するものである。入力信号を x 、出力信号を y として、トランジスタの伝達関数を $y=f(x)$ とする。 $x=x_0$ をバイアス点として $y=f(x)$ をテーラー展開すれば

$$y=f(x_0)+\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \cdot f^{(n)}(x_0)(x-x_0)^n \cdots \cdots (4.4)$$

となる。一方、入力信号は多数の信号が同時に入る場合には

$$x=x_0+\sum_j a_j \cos \omega_j t \cdots \cdots (4.5)$$

となる。ここで式 (4.4) において $n=3$ までに近似し、式 (4.5) において、 $j=2$ の 2 波入力信号の場合に限定すると、

$$\begin{aligned} y=f(x_0)+1/4 \cdot f''(x_0)(a_1^2+a_2^2) \\ +[f'(x_0)a_1+1/8 \cdot f'''(x_0)a_1(a_1^2+2a_2^2)]\cos \omega_1 t \\ +[f'(x_0)a_2+1/8 \cdot f'''(x_0)a_2(a_2^2+2a_1^2)]\cos \omega_2 t \\ +1/4 \cdot f''(x_0)(a_1^2\cos 2\omega_1 t+a_2^2\cos 2\omega_2 t) \\ +1/2 \cdot f''(x_0)(a_1a_2\cos(\omega_1\pm\omega_2)t) \\ +1/8 \cdot f'''(x_0)[a_1^2a_2\cos(2\omega_1\pm\omega_2)t+a_1a_2^2\cos(2\omega_2\pm\omega_1)t] \end{aligned} \cdots \cdots (4.6)$$

となる。

トランジスタで増幅する場合、ひずみ発生の最も大きな要因は入力での非直線性にあると考えられる。今、入出力特性を

$$f(x)=K[\exp(qx/nkT)-1] \cdots \cdots (4.7)$$

とすると、ひずみ成分として最も大きい二次の相互変調ひずみは

$$1/2 \cdot f''(x_0)a_1a_2=K/2 \cdot (q/nkT)^2 \exp(qx_0/nkT) \cdot a^2 \cdots \cdots (4.8)$$

となる。ここで簡単のため $a_1=a_2=a$ とした。

今、式 (4.6) の ω_1 および ω_2 の成分を一定にする、すなわち出力信号を一定とした場合、

$$f'(x_0)a=Kq/nkT \cdot \exp(qx_0/nkT) \cdot a=\text{一定} \cdots \cdots (4.9)$$

となる。ただし、三次微係数は省略した。式 (4.9) の条件のもとで式 (4.8) の値を小さくするためには、 K, q, n, k, T はそれぞれ一定とすると、 x_0 をできるだけ大きくして a を小さくすればよいことがわかる。すなわち、入力のひずみに関しては、バイアス点の高いところで使用するのがひずみを減少するのに効果的である。しかし、電流レベルを上げすぎると高周波特性が低下するため、実際には、トランジスタに固有の最適電流レベルが観察される。電流レベルを上げたとき、高周波特性を低下させないためには、直流特性の許す範囲内でコレクタの比抵抗を下げる可以考虑される。また、 K および n を操作して、ひずみを減少できることも式 (4.8) は示唆している。

5. 特性

本章では、当社 CATV 用エピタキシャルプレーナ形シリコントランジスタ 2SC1223 および 2SC1238 の諸特性について紹介する。

2SC1223 は VHF 帯 CATV 用として、2SC1238 は UHF 帯 CATV 用として設計・製造されたものである。

表 5.1 におおののトランジスタの最大定格および電気的特性の規格を示す。

以下、これらのトランジスタについて各種電気的特性を紹介する。

5.1 2SC1223 の電気的特性

図 5.1 に 220 MHz での電力利得のコレクタ電流特性を示す。利得が最大となるのは、70 mA~100 mA の範囲である。

図 5.2 に 220 MHz での電力利得のコレクタ供給電圧特性を示す。コレクタ電流は 30 mA である。

図 5.3 に 220 MHz での電力利得のケース温度特性を示す。コレクタ電流を 30 mA に保ち、 $-40^\circ\text{C} \sim +90^\circ\text{C}$ の範囲で変化させたが、この範囲での利得の変化は 0.5 dB 以内できわめて良好である。

図 5.4 に利得帯域幅積のコレクタ電流特性を示す。電力利得の場合と同様、50 mA~100 mA の電流範囲で平たんな特性が得られている。これは、出力側で生ずるひずみが 80 mA のバイアス点付近で最適になることを示している。

表 5.1 2SC1223, 2SC1238 の電気的特性
Electrical characteristics of 2SC1223 and 2SC1238.

形 名	最 大 定 格 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)						電 気 的 特 性 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)									
	V_{CBO}	V_{CEO}	V_{EBO}	I_C	P_C	T_j	電 力 利 得			利 得 帯 域 幅 積		混 変 調 ひ ず み				
	V	V	V	A	W	$^{\circ}\text{C}$	dB		条 件	GHz		条 件	dB	条 件		
2 SC 1223	30	16	3.0	0.5	0.8	+175	12.3 (最小)	13.3 (標準)	$V_{CC}=13.5\text{ V}$, $I_C=30\text{ mA}$ $f=220\text{ MHz}$		1.2 (最小)	1.5 (標準)	$V_{CC}=13.5\text{ V}$ $I_C=30\text{ mA}$		-51	$V_{CC}=13.5\text{ V}$, $I_C=80\text{ mA}$ VHF・TV 帯二次出力 108 dB μ
2 SC 1238	35	25	3.0	0.15	3.0*	+175	10 (最小)	11 (標準)	$V_{CC}=15\text{ V}$, $I_C=40\text{ mA}$ $f=770\text{ MHz}$		1.5 (最小)	1.8 (標準)	$V_{CC}=15\text{ V}$ $I_C=40\text{ mA}$		-67	$V_{CC}=15\text{ V}$, $I_C=50\text{ mA}$ 700 MHz 帯三次出力 108 dB μ

* $T_C=25^\circ\text{C}$

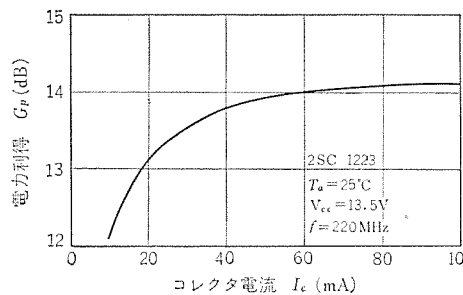


図 5.1 電力利得-コレクタ電流特性
Power gain vs. collector current characteristics.

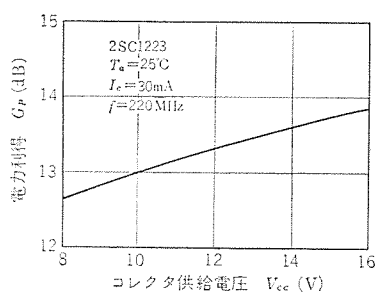


図 5.2 電力利得-コレクタ供給電圧特性
Power gain vs. collector supply voltage characteristics.

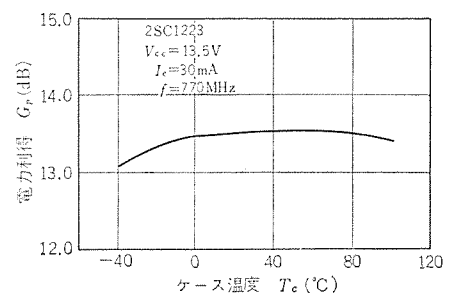


図 5.3 電力利得-ケース温度特性
Power gain vs. case temperature characteristics.

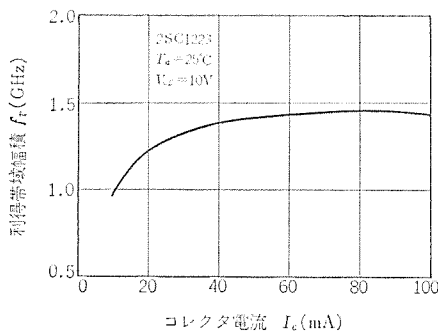


図 5.4 利得帯域幅積-コレクタ電流特性
Gain bandwidth product vs. collector current characteristics.

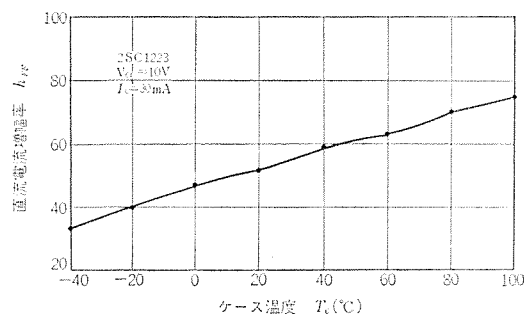


図 5.5 直流電流増幅率-ケース温度特性
DC current transfer ratio vs. case temperature characteristics.

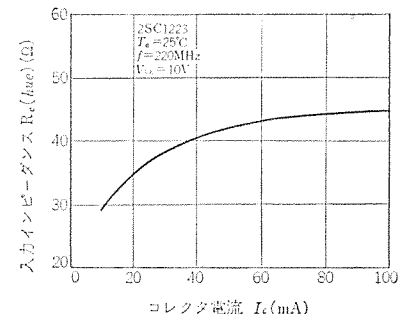


図 5.6 入力インピーダンス-コレクタ電流特性
Input impedance vs. collector current characteristics.

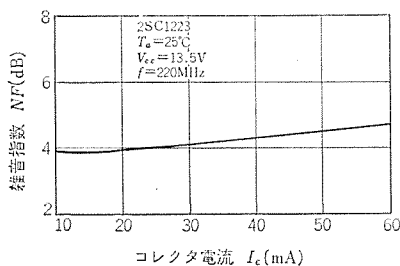


図 5.7 雑音指数-コレクタ電流特性
Noise figure vs. collector current characteristics.

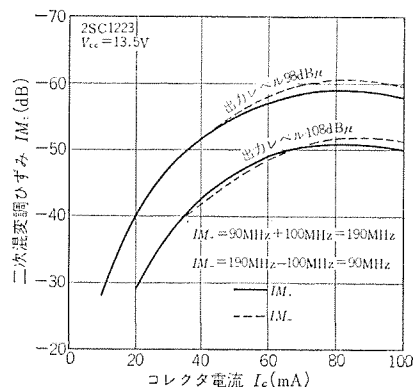


図 5.8 二次混変調ひずみ-コレクタ電流特性
Second order intermodulation distortion vs. collector current characteristics.

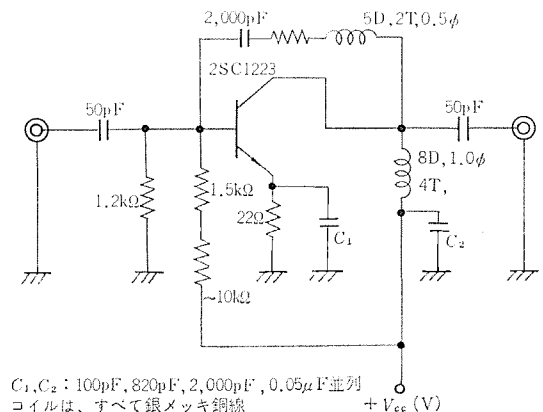


図 5.9 負帰還形広帯域増幅器
Negative feed back wideband amplifier

図 5.5 に直流電流増幅率のケース温度特性を示す。温度範囲は、 $-40^{\circ}\text{C} \sim +100^{\circ}\text{C}$ で、全体の変化はほぼ直線的であり、 30°C のときの値に対して上記の温度範囲で約 35 % 増減する。

図 5.6 に 220 MHz での入力インピーダンスのコレクタ電流特性を示す。これも、70 mA ~ 100 mA でほぼ平坦で約 45 Ω である。

図 5.7 に 220 MHz での雑音指数のコレクタ電流特性を示す。10 mA ~ 20 mA で最小で 3.9 dB である。

図 5.8 に二次混変調ひずみのコレクタ電流特性を示す。本図から、電力利得や利得帯域幅積が最高となる 70 mA ~ 100 mA で、ひずみが最良となることが明らかである。 $I_c = 80 \text{ mA}$ のときに、出力レベル 98 dB μ (以下の出力レベルは、すべて負荷 75 Ω) で -59 dB, 108 dB μ で -51 dB となっている。三次混変調ひずみは、108 dB μ で二次より 20 dB 以上低い値であったので表示していない。なお、この混変調ひずみの測定は、2 波等信号で測定したものであるため、11 波同時送信の場合には上記の値より約 6 dB 低下する。測定増幅器

は、図 5.9 に示すような負帰還形である。

以上、2SC1223 の電気的特性を紹介したが、このトランジスタは、出力 100 dB μ 程度の比較的低レベルの VHF CATV 用として最適である。

5.2 2SC1238 の電気的特性

図 5.10 に 770 MHz での電力利得のコレクタ電流特性を示す。 $V_{CC} = 15 \text{ V}$ の場合、30 mA ~ 50 mA で平坦となっており、ほぼ 12 dB である。 $V_{CC} = 24 \text{ V}$ の場合、平坦部分は少し狭く、30 mA ~ 40 mA で最高で 12.2 dB である。なお、このグラフを含め、以下の利得の測定は、図 5.11 に示す広帯域増幅器で行なった。本増幅器は、750 MHz を中心として 1 dB 低下の帯域幅が 100 MHz 以上の特性をもっている。

図 5.12 に 770 MHz での電力利得のコレクタ供給電圧特性を示す。本図から 10 V ~ 25 V の範囲で利得の変化は、わずかに 0.6 dB であ

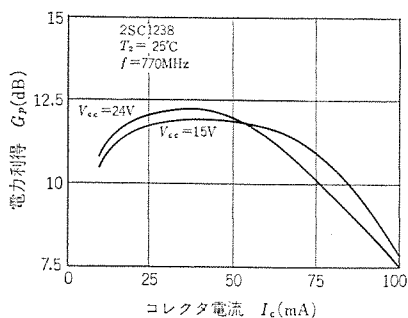


図 5.10 電力利得-コレクタ電流特性
Power gain vs. collector current characteristics.

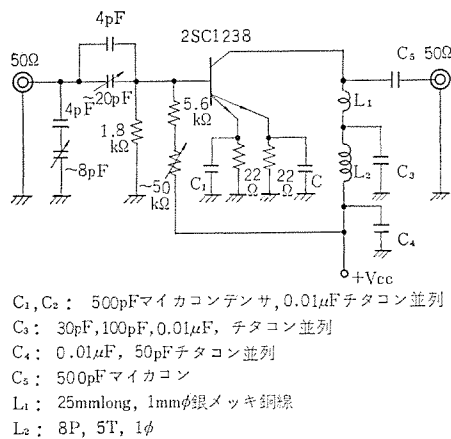


図 5.11 700 MHz 帯広帯域増幅器回路図
700 MHz wideband amplifier.

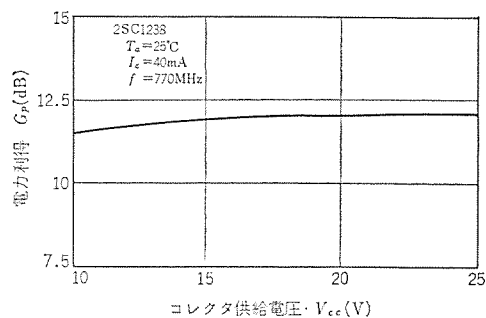


図 5.12 電力利得-コレクタ供給電圧特性
Power gain vs. collector supply voltage characteristics.

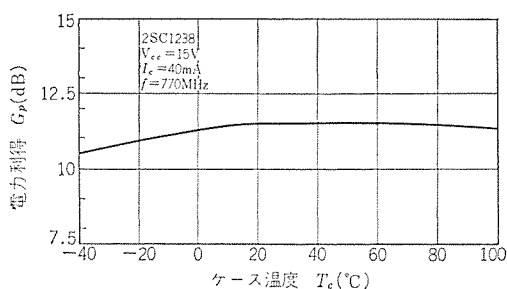


図 5.13 電力利得-ケース温度特性
Power gain vs. case temperature characteristics.

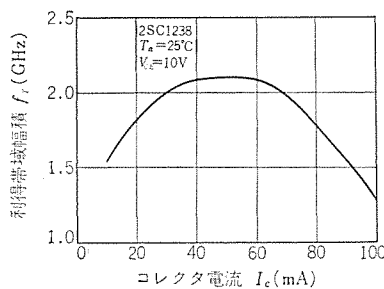


図 5.14 利得帯域幅積-コレクタ電流特性
Gain bandwidth product vs. collector current characteristics.

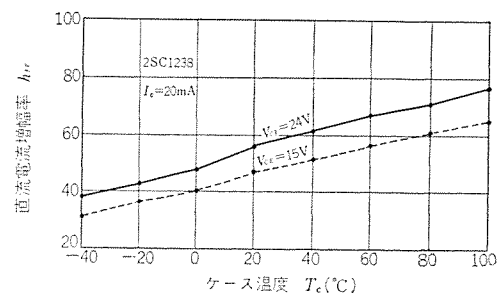


図 5.15 直流電流増幅率-ケース温度特性
DC current transfer ratio vs. case temperature characteristics.

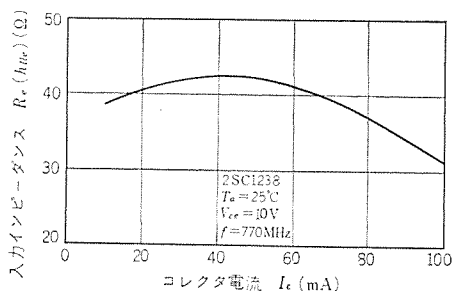


図 5.16 入力インピーダンス-コレクタ電流特性
Input impedance vs. collector current characteristics.

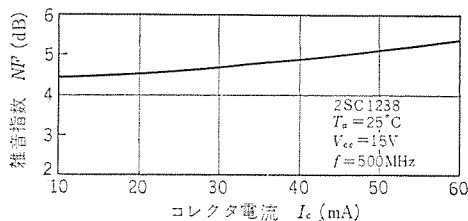


図 5.17 雑音指数-コレクタ電流特性
Noise figure vs. collector current characteristics.

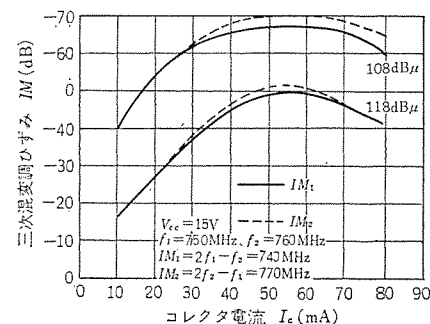


図 5.18 三次混変調ひずみ-コレクタ電流特性
Third order intermodulation distortion vs. collector current characteristics.

る。このため、まず利得に関するかぎり 15 V 程度の低電圧動作が、妥当である。

図 5.13 に 770 MHz での電力利得のケース温度特性を示す。コレクタ電流は常に 40 mA に保ち、 -40°C ～ $+100^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で測定を行なった。 $+20^{\circ}\text{C}$ ～ $+70^{\circ}\text{C}$ でほとんど平たんで、 -40°C のときで約 10 %、 $+100^{\circ}\text{C}$ のときで約 2 % ほど低下するにすぎず、きわめて良好な特性を示している。

図 5.14 に利得帯域幅積のコレクタ電流特性を示す。利得の場合と同様に 40 mA～60 mA で平たんとなっている。

図 5.15 に直流電流増幅率のケース温度特性を示す。 -40°C ～ $+100^{\circ}\text{C}$ の範囲で測定を行なった。変化はほぼ直線的で、2SC1223 と同様、 30°C を中心として上記範囲で約 ± 35 % 変化する。

図 5.16 に 220 MHz での入力インピーダンスのコレクタ電流特性を示す。30 mA～50 mA で平たんとなり、約 40 Ω の値である。

図 5.17 に 500 MHz での雑音指数のコレクタ電流特性を示す。最

小値は、20 mA 以下で 4.4 dB ほどであるが、最適動作点の 40 mA～50 mA では、5 dB ぐらいの値である。

図 5.18 に UHF TV 帯上限付近での三次混変調ひずみのコレクタ電流特性を示す。ひずみが最小となるのは、利得や利得帯域幅積が最大となるところと一致し、50 mA～60 mA である。108 dBμ の出力レベルで -67 dB である。

図 5.19 に、上記と同様の周波数条件での三次混変調ひずみのコレクタ供給電圧特性を示す。電流に対してはかなり大きな依存性をもっているが、電圧に対しては 10 V～25 V の範囲で 3 % ほどしか変化しない。この傾向は、VHF TV 帯の二次混変調ひずみについても同様の結果であった。このため、ひずみに関しても利得の場合と同様、高電圧動作の必要はなく、15 V 程度で十分である。かつ、ひずみに関しては、電圧変動はほとんど問題になくてよい。

以上、2SC1238 の電気的特性を示したが、本トランジスタは、UHF CATV 用としては 110 dBμ の出力レベルで十分使用可能である。

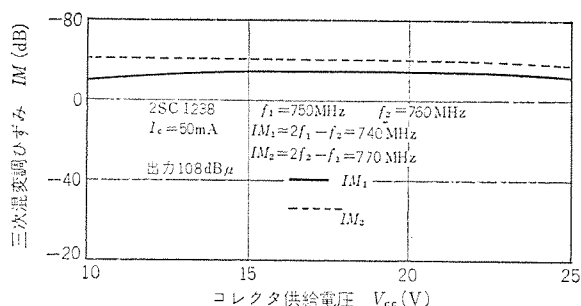


図 5.19 三次混変調ひずみ-コレクタ 供給電圧特性
Third order intermodulation distortion vs. collector supply voltage characteristics.

5.3 特性のまとめ

前節で、2SC1223 および 2SC1238 の各種電気的特性を紹介したが、これらの諸特性の結果をまとめてみると、

(1) 2SC1223 の最適動作点は、 $V_{CC}=12\text{ V}\sim 14\text{ V}$ 、 $I_C=70\text{ mA}\sim 80\text{ mA}$ である。このバイアス点で電力利得・利得帯域幅積・混変調ひずみ・消費電力などの総合特性が最適となる。

(2) 2SC1238 の最適動作点は、 $V_{CC}=12\text{ V}\sim 15\text{ V}$ 、 $I_C=40\text{ mA}\sim 50\text{ mA}$ である。このバイアス点で(1)と同様、総合特性が最良となる。

(3) 電力利得および利得帯域幅積が最大となる電流値と、混変調ひずみが最小となる電流値は、ほぼ一致する。

(4) 混変調ひずみの電流依存性はかなり大きい、電圧依存性はきわめて小さい。

(5) 電力利得のケース温度特性は、コレクタ電流を一定に保つと、 $-40^{\circ}\text{C}\sim +100^{\circ}\text{C}$ の範囲で、変化分は最大値の 10% 以内で安定である。

(6) 直流電流増幅率のケース温度特性は、 $-40^{\circ}\text{C}\sim +100^{\circ}\text{C}$ の範囲でほぼ直線的であって、 30°C の値から $\pm 35\%$ ほど増減する。

(7) 雑音指数の最小となる電流値は、(1)や(2)の最適値よりはかなり小さく 10 mA ほどであるが、最適バイアス点でも、最小値と 1 dB も差がないので問題はない。

6. む す び

今後発展するとみられる都市 CATV は、まだ緒についたばかりであるため、今後それに使用される CATV 用シリコントランジスタに要求される仕様は、システムの大規模化・複雑化に伴ってますます高度なものとなるであろう。これにこたえるためには、従来の高周波出力トランジスタの設計方針から独立した新しい指針を確立するとともに、素子のもつ特性を最大限に発揮させる回路技術の開発が急務となる。

終わりに、素子の製作および測定に協力いただいた関係者各位に対し、深謝する。

参 考 文 献

- (1) Helmut K. V. Lotch : Theory of nonlinear distortion produced in a semiconductor diode, IEEE trans., ED.15, No. 5 (May, 1968)

UHF 帯 高出力シリコントランジスタ

土佐 雅宣*・井上 功*・楠 和 郎*・亘 善 彦*

High Power Transistors for UHF TV Sets

Kitaitami Works

Masanobu TOSA・Isao INOUE・Kazuo KUSUNOKI・Yoshihiko WATARI

It has been for some time since the satellite stations were set up for overcoming difficulty met with by TV viewers in mountainous districts and out of the way places. Along the trend that TV broadcast waves are changed from VHF to UHF and the wave reaching distance is shortened in consequence, the satellite station is becoming increasingly necessary. Now that the station up to the output of 3 W in UHF, the equipment has been all transistorized and has come to serve well the purpose of eliminating obscure areas for the TV broadcast. Nevertheless, the demand is becoming very active to turn the satellite station to solid state in the class of 10 W-30 W. Under the circumstances Mitsubishi has developed high power silicon transistors 2 SC 1206 of 10 W and 2 SC 1207 of 20 W to realize the demands. The article describes their characteristics and application.

1. ま え が き

山間へき地のテレビの難視聴解決策として、サテライト局が設置され出してから久しいが、テレビ放送波のVHFからUHFへの移行に伴って、電波の到達距離が短くなる結果、ますますその増設の必要性が高まっている。すでに、UHFで出力3 Wまでの局は全トランジスタ化されて難視聴地区解消に大きな役割をはたしているが、さらに出力の大きい10 W・30 WクラスのUHFサテライト局の全トランジスタ化の要求が強くなっており、当社ではこれにこたえて、その実現を可能にしたUHF 10 Wおよび20 W出力の高出力シリコントランジスタ2 SC 1206, 2 SC 1207を開発したので、その特性・応用例などについて述べる。

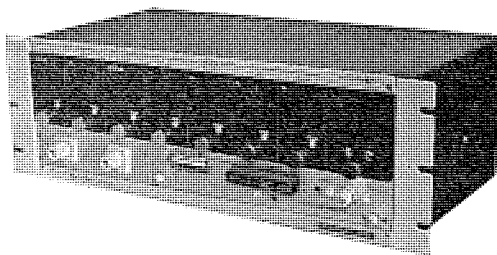


図 1.1 30 W-UHF TV サテライト局 電力増幅部
Power amplifier equipment of 30 W-UHF・TV
satellite station.

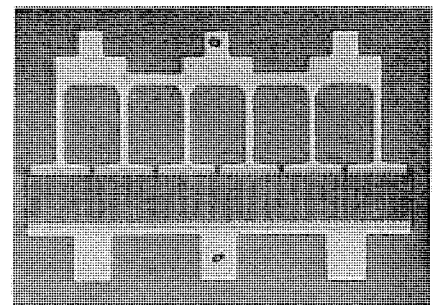
2. 素子の設計・製作

当社では、従来1 GHz-5 W トランジスタを量産してきたが、次の点で改良を加えることにより、2 SC 1206, 2 SC 1207 の開発に成功した。

2.1 パターン

当社は、くし形構造により高出力シリコントランジスタを量産しており、上記トランジスタでは従来よりくし形構造が一段と微細な、図 2.1 で示されるパターン形状となっている。このパターンは、最小線幅3.5 μ m、エミッタ周辺長とベース面積との比を $0.12 \times 10^{-4} \text{cm}^{-1}$ とし、ストライプは短く、本数を多くしてあるため、熱抵抗が改善され、ストライプ全長にわたって均一に動作するよう設計されている。図 2.1 から明らかなように、エミッタ領域を細分化し、そのおのおのがメタライズ層の

エミッタ側



ベース側

図 2.1 2 SC 1206 のパターン写真
Pattern structure of 2 SC 1206.

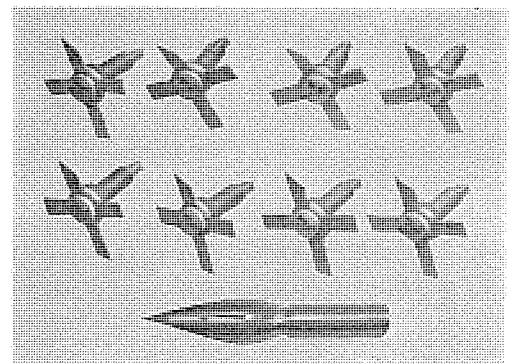


図 2.2 UHF 帯高出力シリコントランジスタ 2 SC 1206,
2 SC 1207

UHF high power silicon transistors 2 SC 1206 and
2 SC 1207.

バランス抵抗によって接続されているので、破壊耐量は増大し、さらにボンディング本数を増加してリードインダクタンスの減小を図っている。

2.2 外装

高周波高出力トランジスタでは、外装の特性に及ぼす影響はきわめて大きく、上記トランジスタ用に、図 2.2 に示すセラミックストリップラインパッケージが、L-5 形パッケージとして新しく設計された。L-5 形パッケージでは、エミッタリードインダクタンスが 0.275 nH ときわめて小さく、1 GHz の場合でも 1.73 Ω にしかならない。この結果、素子の広帯域化が可能となった。

2.3 製造技術

トランジスタ技術の進歩は、製造技術の進歩に負うところが大きい。上記トランジスタでは、ベース-コレクタ接合に 0.6μ 程度の高濃度ベース拡散を実現し、エミッタ拡散では、特殊な技術を用いてエミッタ押し出し量を減少することに成功している。電極層は、ニクロムアルミニウムの二層構造を開発したことにより、オーミック抵抗が减小し、一様性も向上するとともに、酸化膜との付着力が大きくなり、信頼性の向上に寄与している。

3. 特性

本章では、2SC1206 および 2SC1207 の諸特性について紹介する。表 3.1 に最大定格および電気的特性の規格を示す。

次におのおののトランジスタについて高周波特性の測定例を示す。

3.1 2SC1206 の高周波特性

図 3.1 に出力電力およびコレクタ効率の入力電力特性を示す。本図から 2SC1206 の飽和出力は約 11 W である。

図 3.2 に出力電力のコレクタ供給電圧変動特性を示す。この特性は $V_{CC}=28\text{ V}$ の条件で整合を取り、その状態でコレクタ供給電圧を変化せしめたものである。

図 3.3 に出力電力およびコレクタ効率のケース温度特性を示す。常温で 10.5 W 出力の整合状態にしておき、ケース温度を -40°C から $+90^{\circ}\text{C}$ まで変化させた。出力電力はケース温度 $10^{\circ}\text{C}\sim 20^{\circ}\text{C}$ の付近で最大で 10.8 W となり、 -40°C ではこれより 20 %ほど、 $+90^{\circ}\text{C}$ ではこれより 30 %ほど出力は低下する。コレクタ効率は $-10^{\circ}\text{C}\sim -20^{\circ}\text{C}$ で最高で 65 %となり、 -40°C でも 62 %でこれとあまり変化はない。

図 3.4 は上記の出力電力を測定した 770 MHz の C 級増幅器の回路図である。なお、2SC1207 も同一の回路で測定できる。

3.2 2SC1207 の高周波特性

図 3.5 に 2SC1207 の出力電力およびコレクタ効率の入力電力特性を示す。このグラフから飽和出力は 20 W である。測定周波数は以下も同様に 770 MHz である。

図 3.6 に出力電力のコレクタ供給電圧変動特性を示す。ただし、整合点は $V_{CC}=28\text{ V}$ である。

図 3.7 は出力電力およびコレクタ効率のケース温度特性を示す。常温で 16.4 W 出力の整合状態に調整しておき、ケース温度を $-40^{\circ}\text{C}\sim +80^{\circ}\text{C}$ まで変化させた。出力電力は $+20^{\circ}\text{C}\sim +30^{\circ}\text{C}$ で最高となり、 -40°C では約 50 %、 $+80^{\circ}\text{C}$ では約 30 %出力が低下する。コレ

表 3.1 2SC1206, 2SC1207 の電気的特性
Electrical characteristics of 2SC1206 and 2SC1207.

形 名	最 大 定 格 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)						電 氣 的 特 性 ($T_a=250^{\circ}\text{C}$)				
	V_{CBO}	V_{CEO}	V_{EBO}	I_C	P_C	T_J	P_o		nc		条 件
	V	V	V	A	W	$^{\circ}\text{C}$	W		%		
2 SC 1206	45	30	4.5	1.7	25	+175	9.0 (最 小)	10.0 (標 準)	40 (最 小)	55 (標 準)	$V_{CC}=28\text{ V}$, $f=770\text{ MHz}$ $P_{in}=4\text{ W}$
2 SC 1207	45	30	4.5	3.0	40	+175	15.0 (最 小)	16.0 (標 準)	40 (最 小)	50 (標 準)	$V_{CC}=28\text{ V}$, $f=770\text{ MHz}$ $P_{in}=7\text{ W}$

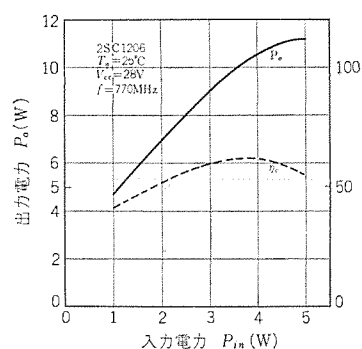


図 3.1 出力電力・コレクタ効率—入力電力特性
Output power and collector efficiency vs. input power characteristics.

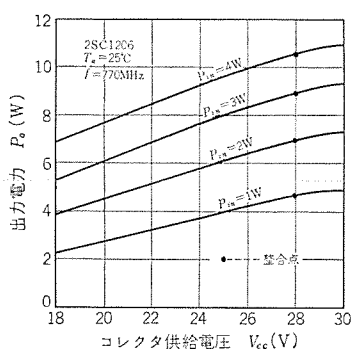


図 3.2 出力電力—コレクタ供給電圧変動特性
Output power vs. collector supply voltage characteristics.

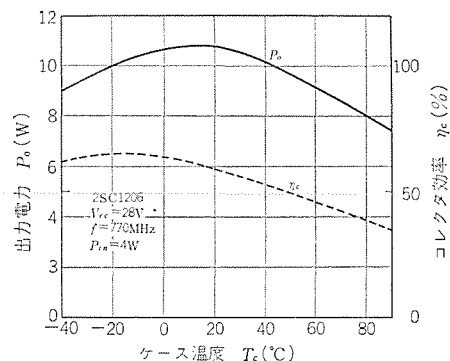


図 3.3 出力電力・コレクタ効率—ケース温度特性
Output power and collector efficiency vs. case temperature characteristics.

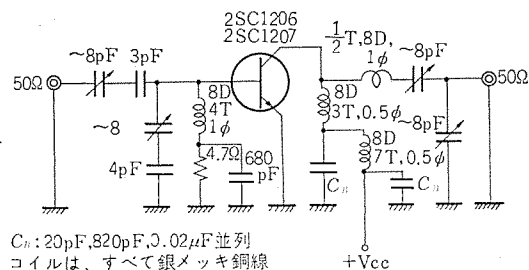


図 3.4 770 MHz 出力電力測定回路
770 MHz output power test amplifier.

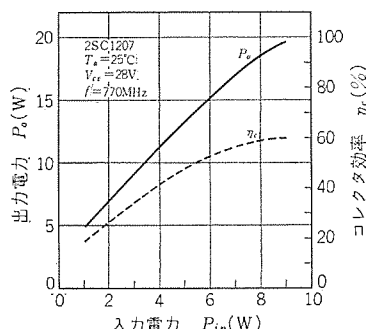


図 3.5 出力電力・コレクタ効率—入力電力特性
Output power and collector efficiency vs. input power characteristics.

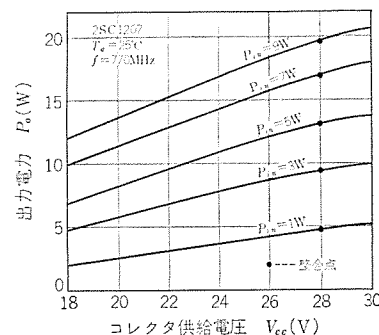


図 3.6 出力電力—コレクタ供給電圧変動特性
Output power vs. collector supply voltage characteristics.

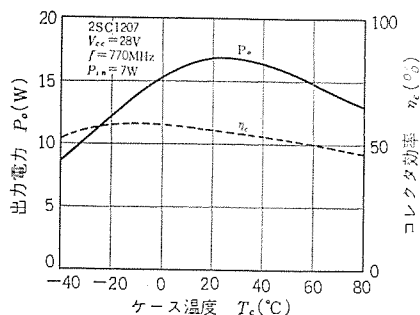


図 3.7 出力電力・コレクタ効率—ケース温度特性

Output power and collector efficiency vs case temperature characteristics.

クタ効率は $-10^{\circ}\text{C} \sim 0^{\circ}\text{C}$ で最高で 58%， -40°C では 52%， $+80^{\circ}\text{C}$ では 46% となっている。ケース温度に対する出力電力の変動は 2SC1206 より多少大きいようである。

以上 2SC1206 および 2SC1207 の高周波特性を 770 MHz の場合について紹介したが、本素子は 1 GHz においても、ほぼ同等の利得および出力の伸びを示す。

4. 応 用 例

本章では 2SC1206 や 2SC1207 を使用して、全トランジスタ化された 30 W-UHF TV サテライト 局を試作した例を紹介する。

まず、図 4.1 は本放送機の電力増幅部のブロックダイアグラムである。本図から明らかなように、電力増幅部は励振増幅ユニット (EX) と電力増幅ユニット (PA) の 2 種類のユニットから構成されている。励振増幅ユニットは 2SC978 (三菱 1 GHz, 5 W) と 2SC1206 とが使用され、電力増幅ユニットには 2SC1207 が使用されている。本放送機は、カラー混変調、音声混変調および 250 kHz ビート障害の飛躍的改善のため、映像・音声分離方式が採用されている。映像系は、最終段に 2SC1207 を用いた電力増幅ユニットを 3 個並列にハイブリッド合成することにより約 45 W まで直線増幅し、系全体として 2SC978 を 1 本、2SC1206 を 1 本、2SC1207 を 4 本使用している。音声系は必ずしも直線増幅とする必要はないが、映像系との設計・製品の共通性を得るため、同一ユニットを流用しており、系全体として 2SC978 を 1 本、2SC1206 を 1 本、2SC1207 を 1 本使用している。各ユニットには、出力端にサーキュレータを入れて互換性および反作用防止を行なっている。

なお、本電力増幅部の前には 1 WIC 化 サテライト 広帯域電力増幅器⁽¹⁾が使用されている。

図 4.2 に映像系増幅部の入出力電力特性のグラフを示す。1 dB 圧縮点 46.5 dBm で、約 45 W まで直線性が得られている。

その他、本増幅部の定格や性能は下記のとおりである。

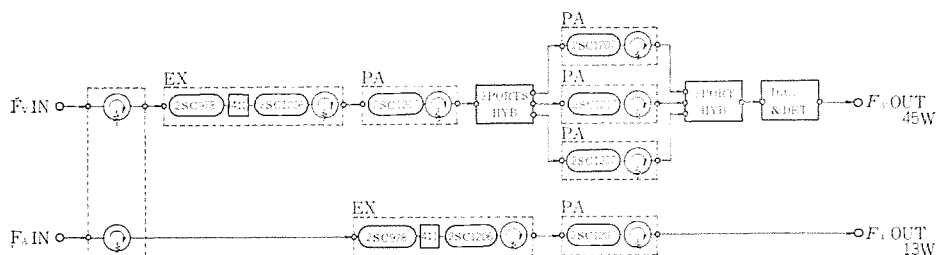


図 4.1 30 W 電力増幅部 ブロックダイアグラム
30 W power amplifier block diagram.

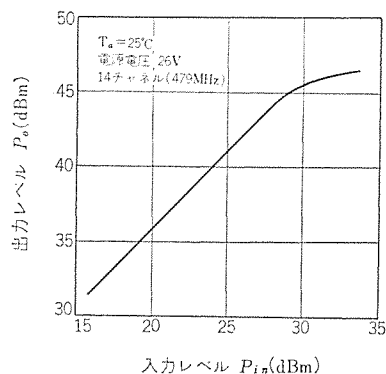


図 4.2 30 W 電力増幅部直線性
Output power vs. input power characteristic of 30 W power amplifier.

- | | |
|--------------|---|
| (1) 送信 チャンネル | 13～62 CH の指定 チャンネル |
| (2) 出力電力 | 映像せん頭電力 30 W
音声平均電力 7.5 W |
| (3) 混変調 | −40 dB 以上 |
| (4) 消費電力 | CW 定格 DC 270 W 以下
プログラム 平均 DC 180 W 以下 |

5. む す び

UHF 帯高出力シリコントランジスタ 2SC1206, 2SC1207 の特性および応用例などについて述べた。今後もさらに高出力の素子を目標に開発を進める予定である。

終わりに、回路技術の開発に当たって一方ならずご指導、ご助言を賜った日本放送協会をはじめ、測定データを提供された通信機製作所に対し、深謝する。

参 考 文 献

- (1) 井上, 楠, 亘ほか: 高周波高出力シリコントランジスタ, 三菱電機技報, 43, No. 6 (昭 44)

モールド形中電力シリコントランジスタ

半谷 公弘*・堀内 宏*・嶋 貫 誠*・新村 義彦*

Mold Type Silicon Transistors for Application to AF Medium Power Amplifiers

Kitaitami Works Masahiro HANGAI・Hiroshi HORIUCHI
Makoto SHIMANUKI・Yoshihiko SHIMURA

The production of silicon transistors has made a great stride for these years. Along with the trend silicon-transistorization of apparatus for general use has been rapidly developed. However, as for such apparatus as tape recorders and desk top stereo sets having low frequency outputs of about 1~2 W silicon transistors to suit them are not yet available in the market and only those made of germanium are in use for the present. Mitsubishi has now developed complementary silicon transistors in a class of $P_c=500$ mW to meet the purpose of the above devices and also driving a power amplifier having a 15~25 W power output capability. They are produced in a quantity scale.

The article describes the history of development, the features of cells, the characteristics and their applied circuits.

1. ま え が き

最近、3~4年間のシリコントランジスタの生産の増加はめざましいものがあり、これに伴う民生用機器のシリコントランジスタ化は急速に進展してきた。しかし、一方、低周波出力が1~2 W程度のテープレコーダ・卓上ステレオなどの出力用には、特性的・価格的に適したシリコントランジスタが市販されていないため、いまだ、ゲルマニウムトランジスタが使用されている。

このたび、当社では、上記の用途および15~25 W出力の駆動用に適した、 $P_c=500$ mW級のPNP-NPNコンプリメンタリシリコントランジスタ2 SA 695~697および2 SC 1209~1211を開発し、量産を開始した。ここでは、開発の経過、素子の特長、特性、応用回路などについて紹介する。

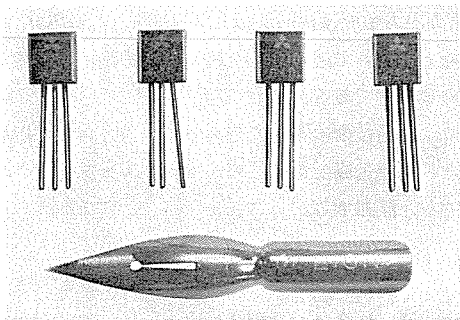


図 1.1 モールド形中電力シリコントランジスタの外観
Exterior view of mold type silicon transistors for AF medium power application.

2. 構造と製造方法

当社の民生機器用トランジスタの基本的構造は、図 2.1 に示されるように、TO-92 類似の樹脂モールド形である。トランジスタの高出力化をはかるためには、半導体素子（ペレット）自体の安全動作領域を広げることと、コレクタ消費電力により発生した熱を有効に放熱させることなどが必要とされるが、われわれは後者に着目した。

動作中のコレクタ消費電力と接合部温度との関係は、式 (2.1) であらわされる。

$$\theta_{j-a} \cdot P_c = T_j - T_a \quad (2.1)$$

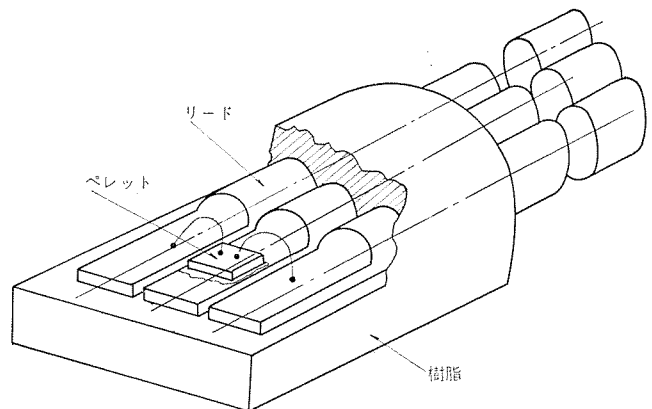


図 2.1 トランジスタの構造
Structure of transistor.

ここに P_c : コレクタ消費電力

T_j : 接合部温度

T_a : 周囲温度

θ_{j-a} : 接合部周囲間の熱抵抗

T_a は通常 25°C 、 T_j は最大定格の接合部温度で、モールド形のため 125°C としているので、最大許容消費電力 $P_{c\max}$ は

$$P_{c\max} = \frac{100}{\theta_{j-a}} \quad (2.2)$$

となる。したがって、トランジスタの高出力化をはかるには、 θ_{j-a} をいかに小さくするかが最大の問題となる。

図 2.1 のトランジスタの熱抵抗は、リード線および樹脂の材質と大ききで決まるが、経験的にそのほとんどがリード線により決まると考えられる。なぜなら表 2.1 に示すように、一般の樹脂は金属にくらべ熱伝導率が1~2けた低いからである。

従来われわれは、民生機器用トランジスタのリードとして、加工性、作業性、樹脂との適合性などを考えて、鉄ニッケル合金線を使用してきた。しかし表 2.1 から明らかなように、この材料では熱伝導率すなわち熱抵抗の点で、高出力化にはきわめて不利である。したがって、それに代わるものとして、加工性、コスト、品質の安定性などを考慮し、銅線の採用を決め、さらに直径も従来よりやや太くした。

表 2.1 物質の熱伝導率
Thermal conductivity of materials.

物 質	熱伝導率 Cal/cm·s·°C
Au	7.1×10^{-1}
Ag	9.98×10^{-1}
Cu	9.2×10^{-1}
Fe	$1.0 \sim 1.5 \times 10^{-1}$
Fe·Ni	3.4×10^{-2}
Epoxy Resin	$10^{-4} \sim 10^{-3}$
Silicon Resin	$\sim 10^{-3}$

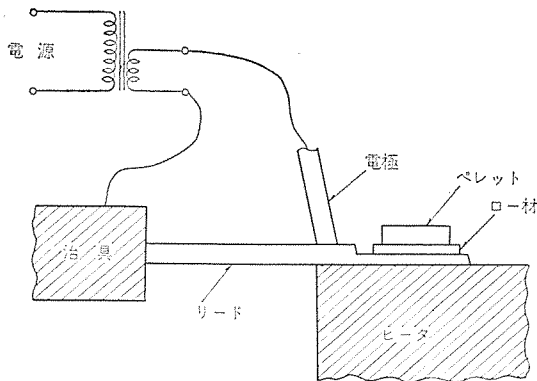


図 2.2 組立略図 (特許出願中)
Simplified die bonder.

また樹脂についても、その熱伝導率を 20 % 程度あげると、 θ_{j-a} を 8 % 程度下げることがわかり、樹脂もできるだけ熱伝導率の大きなものを使用することにした。

一方、リード線を従来の鉄ニッケル合金から銅に変更した場合、銅の熱伝導率が大きいため、トランジスタペレットをリード線にマウントするとき特別な考慮をはらう必要がある。このためにわれわれは、図 2.2 に示すように銅リード線に電極をあてて通電し、接触部での発熱によりリード線を加熱し、ペレットのボンドを容易にする装置を開発、実用化した。

このような方法で、 θ_{j-a} を従来の約半分にすることに成功し、コレクタ出力が最大定格 500 mW という、小信号用では最大級のトランジスタをつくることができた。

3. 熱抵抗測定結果

リード線の材質を鉄ニッケル合金 (Fe-Ni) から銅 (Cu) にしたとき、リード線径を 0.45 mmφ から 0.5 mmφ、0.8 mmφ にしたとき、および熱伝導率の改良された樹脂を使用したとき、それぞれの熱抵抗 θ_{j-a} の測定結果を表 3.1 に示す。

ここで最大許容コレクタ損失 $P_{C \max}$ は θ_{j-a} の測定値と式 (2.2) より算出したものである。

この結果、 θ_{j-a} はリード線を鉄ニッケル合金から銅に換えることにより約 20 %、熱伝導率の改良された樹脂を使用することにより約 8 %、さらにリード線径を 0.45 mmφ より 0.5 mmφ にすることにより約 10 % 改善されることがわかる。したがって、最終的に No. 4 にすると、従来品の No. 1 に比較して θ_{j-a} の平均値は約 40 % 向上する。この結果、 $P_{C \max} = 500 \text{ mW}$ を熱的に余裕をもって保証できることが確認された。

なお、実験の段階でコレクタリードのみを 0.5 mmφ の銅線とし、ベースおよびエミッタリードは従来の 0.45 mmφ の鉄ニッケル合金としたものを試作したが、 θ_{j-a} 測定の結果、No. 4 にくらべ 15 % 程度劣る。

表 3.1 熱抵抗測定結果
Thermal resistance of samples.

測定条件: $T_a = 25^\circ\text{C}$, $P_C = 400 \text{ mW}$ ($V_{CE} = 8 \text{ V}$, $I_C = 50 \text{ mA}$)
ただし、No. 1 については $P_C = 200 \text{ mW}$ にて測定

No.	リード線 材 質	リード線 径	資料数 n	$\theta_{j-a} (^\circ\text{C/W})$		$P_{C \max} (\text{mW})$		樹 脂
				\bar{x}	$\bar{x} + 3\sigma$	\bar{x}	min	
1	Fe-Ni	0.45 mmφ	10	221	257	452	389	従来品
2	Cu	0.45 mmφ	10	154	172	650	581	従来品
3	Cu	0.45 mmφ	10	142	159	704	629	改良品
4	Cu	0.5 mmφ	10	129	141	775	709	改良品
5	Cu	0.8 mmφ	10	97	109	1,031	917	改良品

注 (1) No. 1 は従来の小信号モールドトランジスタ (2 SC 904)
(2) No. 5 の線径 0.8 mmφ はコレクタリードのみであり、ベースおよびエミッタリードは 0.5 mmφ 銅線

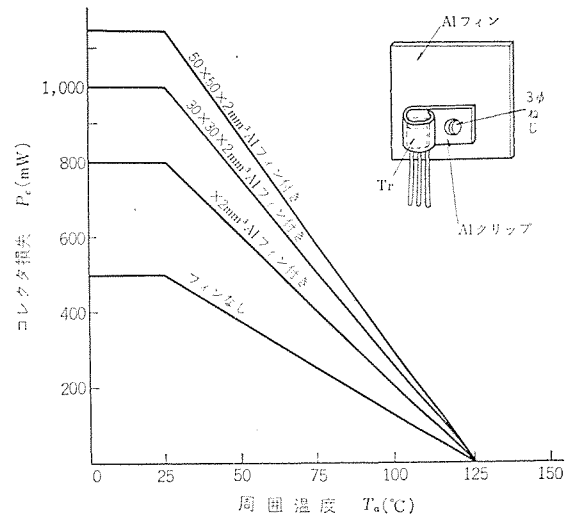


図 3.1 コレクタ損失—周囲温度特性 (1)
Collector dissipation vs. ambient temperature characteristics (1).

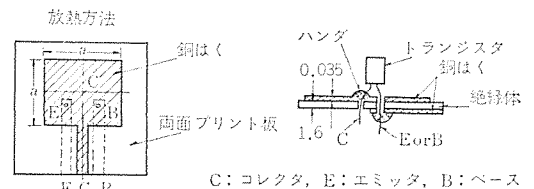
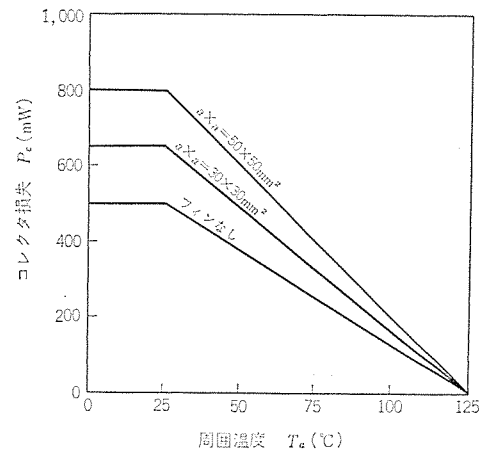


図 3.2 コレクタ損失—周囲温度特性 (2)
Collector dissipation vs. ambient temperature characteristics (2).

当初、リード線からの放熱はペレットをボンディングするコレクタリードからの放熱が大部分であると考えられたが、ベースおよびエミッタリードからの放熱も熱抵抗に大きく寄与していることが実証された。

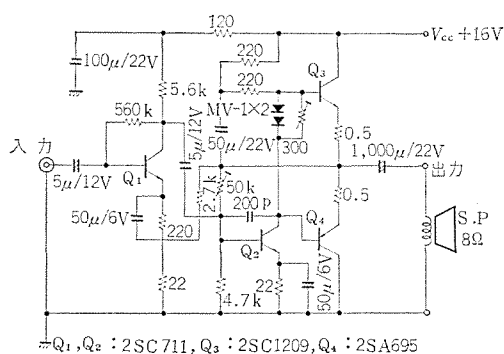


図 5.1 2W 出力低周波増幅器
2 W power output AF amplifier.

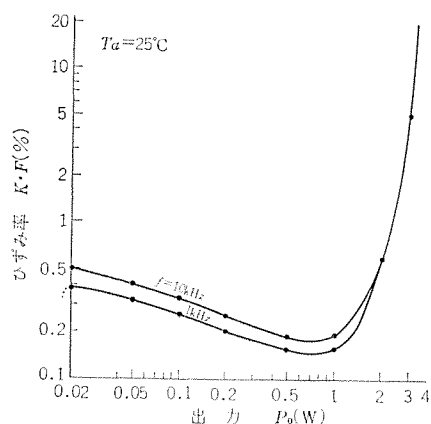


図 5.2 ひずみ率—出力特性
Distortions vs. power output characteristics.

目的から考えて h_{FE} の直線性が良くなければならないのはもちろんであるが、特に、飽和状態に近い低電圧、大電流でも h_{FE} の低下率が小さくなければならない。すなわち、knee 特性の良いものが要求される。したがって、低電圧 ($V_{CE}=1$ V)、大電流 ($I_C=500$ mA) で h_{FE} を保証し、かつ、大電流 ($I_C=500$ mA)、低ドライブ電流 ($I_B=25$ mA) で $V_{CE(sat)}$ を保証している。 $V_{CE(sat)}$ を規定する場合、 $I_C/I_B=10$ 程度が普通であるが、この場合、 $I_C/I_B=20$ のきびしい条件で、その値も 0.5 V 以下におさえているところに最大の特長がある。

2 SA 696, 2 SA 697, 2 SC 1210, 2 SC 1211 は駆動段用を目的としており、電源電圧を比較的自由に選べること、あまり大きな電流を流さないの、上記のようなきびしい要求はなく、普通の条件で各項目を規定している。なお、表 4. 2 において PNP 形に必要な「一」記号は省略し、絶対値のみを記入してあるので注意されたい。

5. 応用回路例

5.1 2 W 低周波電力増幅器

テープレコーダおよび卓上ステレオ用増幅器の回路例を図 5. 1 に示す。この回路では、出力段から初段に約 18 dB の負帰還をかけ、ひずみ率を改善することによって 2 W 出力ではひずみ率が 1 % 以下、無ひずみ最大出力 (ひずみ率 10 %) は 3 W を得ている (図 5. 2 参照)。電圧利得は、40 dB ($f=1$ kHz) であり、2 W 出力を得るには 40 mV の入力が必要である。またこの回路は ITL, OTL となってい

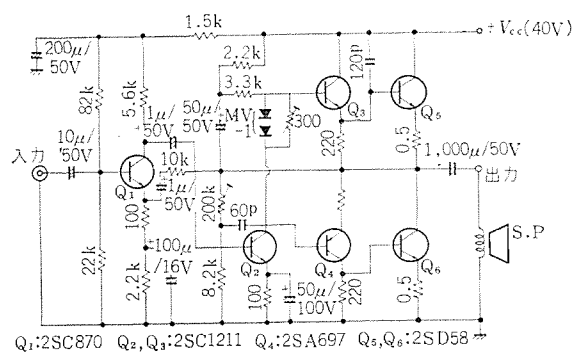


図 5.3 20 W 出力低周波増幅器
20 W power output AF amplifier.

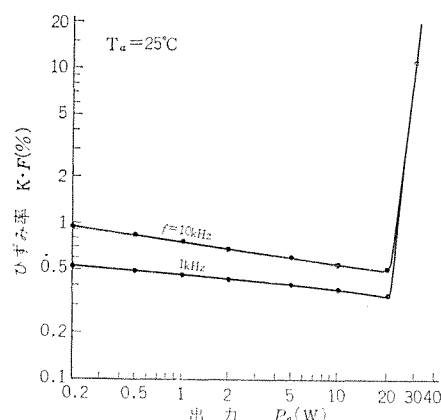


図 5.4 ひずみ率—出力特性
Distortions vs. power output characteristics.

るので良好な周波数特性 (30 Hz~50 kHz) が得られる。

なお $f=100$ Hz にて 2 W の出力を出した状態で、出力端を 5 分間短絡してもトランジスタは破壊しない。

出力段トランジスタ Q_3 , Q_4 のそれぞれに加わるコレクタ損失 P_C の最大値 $P_{C\max}$ は次式によって求められる。

$$P_{C\max} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} \times 0.203 \quad (5.1)$$

この式より算出すると Q_3 , Q_4 のそれぞれに加わる $P_{C\max}$ は 700 mW となる、したがって、 $T_a=60^\circ\text{C}$ を保証するには図 3. 2 より $50 \times 50 \times 2$ mm³ の Al 放熱板が必要である。

5.2 20 W 低周波電力増幅器

20 W 出力低周波電力増幅器のドライバ用に使用したときの回路例を図 5. 3 に示す。2 SA 697 と 2 SC 1211 とを 2 SD 58 にダーリントン接続し、準コンプリメンタリ OTL 増幅器を形成して出力 20 W (ひずみ率 1 % 以下) を得ている (図 5. 4 参照)。出力 20 W を得る入力電圧は、120 mV であり、ITL, OTL で十分な負帰還がかかっているため周波数特性として 20 Hz~50 kHz (± 3 dB) が得られた。

6. むすび

以上、モールド形中電力シリコントランジスタについてのべたが、これによりシリコントランジスタの使用分野が著しく拡大される。今後、さらに、小形かつ大電力のモールドトランジスタを開発していく予定である。

最後に素子の開発および量産に協力された関係各位に、感謝の意を表したい。

大電力半導体素子の電子計算機による品質管理

多田 昭晴*・溝口 忠顕*・三浦 孝夫*
山本 武夫*・大槻 貞二郎*

Quality Control of High Power Semiconductors with Computers

Kitaitami Works

Akiharu TADA・Tadaaki MIZOGUCHI・Takao MIURA

Takeo YAMAMOTO・Teijirō ÔTSUKI

Generally speaking, high power semiconductors (high power diodes and thyristors), for which a quality level of high reliability is demanded, are to be produced under quality control from the viewpoint of no-faults in every respect.

It has been contemplated in the aspect of the quality control to realize the concentration on the quality in the control of the lot and the characteristics by a data processing system with computers from the purchase of parts to the shipment of products.

As a result, analysis of information, speed-up of feedback, multifariousness of devices, reduction of costs and improvement of performance have been brought into effect. The article describes the system in brief.

1. ま え が き

総合的な品質管理活動は、図 1. 1 のジェネラル システム フロー チャートに示されるごとく、製品の試験・検査工程のみでなく部品の調達より既出荷品の品質調査に至るまでの、企業の品質管理活動のすべてを対象範囲とし、これは各部門で得られる情報を品質管理担当部門に集約し一元化され、有機的な活用をはかって初めて効果を現わすものである。

量産プロセスにおける大電力半導体素子（大電力用 ダイオード サイリスタ）は、一般に機器用として信頼性の高い品質水準が要求され、その品質の保証方法はロット単位だけでなく素子個々についても十分に行なう必要がある。このためわれわれは、素子の品質に寄与する

多数の特性項目・管理項目などを素子一品一葉に対応して記入された大量のデータに基づいて品質保証を行ない、このデータ処理に電子計算機の特長を活用している。

今日、電子計算機の利用分野の発展はめざましく、当社においても「情報の一元化」による経営の近代化を目的として SIGMA 計画 (Single Information Systems for General Management Activities) が全社的規模で企画実施されている。われわれは、「大電力半導体素子の電子計算機による品質管理」システムを、前記 SIGMA 計画中の製作所システムの一環として開発し、大電力半導体素子の品質管理・工程管理活動に電子計算機を導入したものである。その目的は下記に要約される。

- (1) 品質管理・工程管理情報の一元化
- (2) 情報の伝達および処置行動の迅速化
- (3) 情報の質的量的向上
- (4) 間接部門の効率化

2. システムの概要

図 1. 1 の総合的な品質管理活動のうち、試験・検査工程の品質管理、工程管理活動を電子計算機サイドより細分化したものが図 2. 1 のシステムフローチャートである。以下これに基づきシステムの概略を列記する。なお電子計算機は当所設置の MELCOM-3100/2OT を使用している。

(1) 検査標準に定められた手続き・方法に従って、素子個々について試験・検査を行なう。

(2) その結果は直接現場検査員により磁性体を含んだ特殊鉛筆で所定のマークセンスカード (FT カード) に記入され、磁気読取せん孔装置 (ULP-ML) で自動パンチされる。パンチされた FT カードは直接電子計算機のインプット媒体となる。

(3) インプットされたデータは、電子計算機で厳密なエラーチェックがなされ、定格・特性判定表、検査日報、管理表などの品質情報が得られる。

(4) 定格・特性判定表に基づいて現品は倉入れされ、データは最終検査、在庫または不良の各ファイルに累積される。

(5) 品質特性の照会があった場合、在庫ファイルが検索され、要

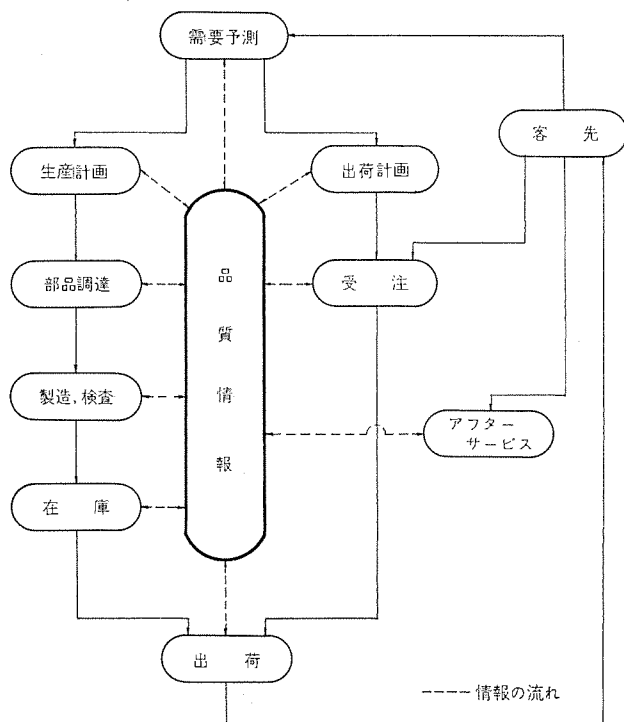


図 1. 1 量産プロセスの品質管理活動
Quality control activities for mass production process.

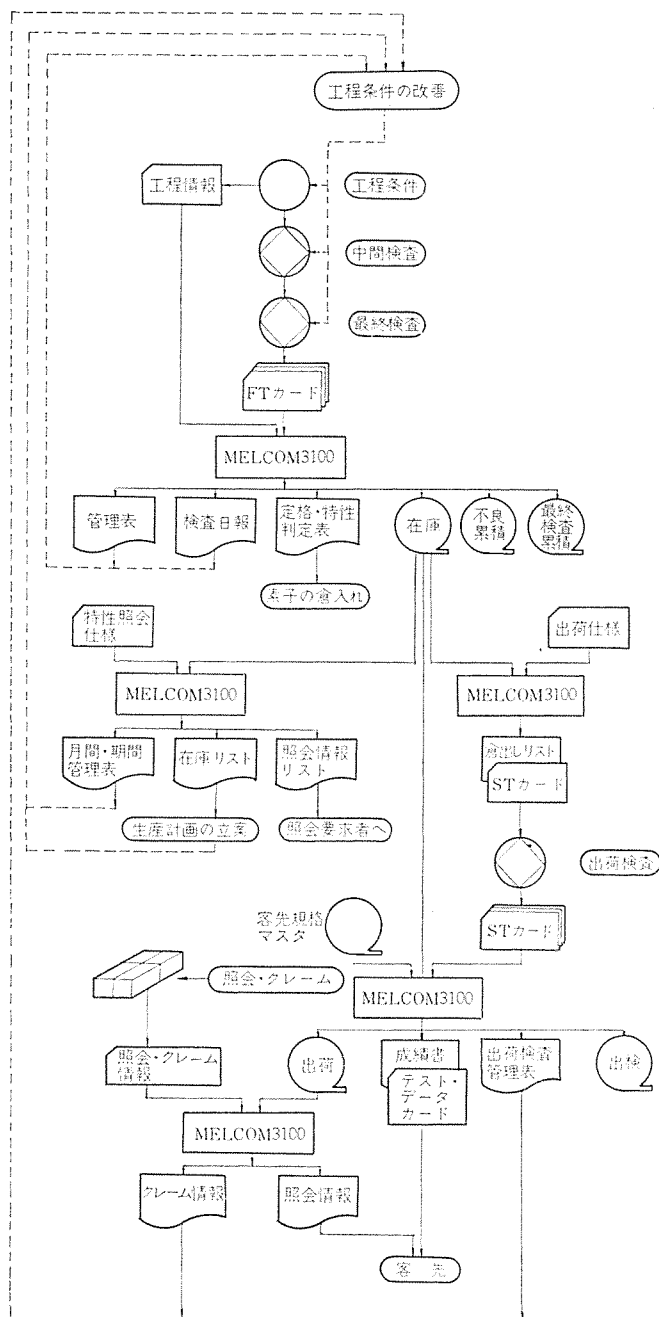


図 2.1 大電力半導体素子の品質管理システムフローチャート
System flow chart of quality control of high power semiconductor.

求品質にマッチした素子のデータがリストアップされる。出荷引当があった場合、在庫ファイルより要求品質にマッチした素子のデータが抽出され、リストとマークセンスカード(STカード)がアウトプットされる。

(6) このリストにより現品は倉出しされ出荷検査が行なわれ、その結果はSTカードに記入されFTカードとどのように自動パンチされて、電子計算機にインプットされる。

(7) インプットされた出荷データは客先規格マスターファイルとコンペアされたのち、試験成績書またはテストデータカードおよび出荷検査管理表がアウトプットされ、同時にデータは出検・出荷の各ファイルに累積される。

(8) クレームで返却された場合、その現品の素性は出荷累積ファイルより検索され必要情報が得られる。

3 アウトプットされる情報

FTカードやSTカードなどでインプットされたデータは、電子計算機で処理されたのち品質情報としてアウトプットされる。以下その主要項目につきアウトラインをのべる。

3.1 最終検査情報

(1) 定格・特性判定表

素子個々について定格・特性を判定したもので、この結果に従って現品は倉入れされる。このため現場検査員は複雑な判定論理から解放され検査作業に専念できるとともに判定のミスは皆無となる。

(2) 検査日報

最終検査工程中の投入数、歩どまりなど数量的は握を行なう。

(3) 最終検査管理表

検査日報が数量的情報を、判定表が素子個々の品質情報を提供しているのに対して、管理表はロット単位の計量・計数的品質管理情報を提供する。管理表には目的に応じて日ごと・月ごと・期ごとに作成される3種類のものがある。図3.1は毎日作成される管理表の一例である。

3.2 出荷検査情報

(1) 要求品質に適合する素子の検索

客先より要求される素子の特性項目は多く、また相関々係をもつ項目も少なくない。通常適合素子の選別は大きな工数を必要とするが、これを電子計算機で処理することにより短時間に、かつ精度よく行なえる。

(2) 出荷品の特性チェック

出荷検査されたのちそのデータは客先規格マスターファイルとコンペアされたのち、初めて出荷引当となる。

(3) 出荷検査管理表

1 出荷ロットに対して計量管理的な出荷検査管理表が作成され、適正な素子が出荷されているか確認する。

(4) 試験成績書

要求された特性項目について、素子個々のデータを記載した試験成績書が客先に提出される。要求によってはこの試験成績書の代わりに図3.2に示されるテストデータカードを提出している。この場合は客先で電子計算機処理することによりユーザとして有効な素子の使用が期待できる。

R-Q1S400					
SR400C		カブリノシマコフキヨフ		DATE 45-01-20	
* クイック コリ コレクマイ					
	アタイ	L.C.L	U.C.L	ハッパイ	
****VF*	ハイキンは 1.413 V	1.300	1.550	OK	
	ハッパイ = 0.041 V	0.030	0.050	OK	
	サイタキ = 1.500 V		1.600	OK	
****RJC*	ハイキンは 0.081 C/W	0.040	0.090	OK	
	ハッパイ = 0.009 C/W	0.007	0.010	OK	
	サイタキ = 0.090 C/W		0.090	OK	
***IRC4*	ハイキンは 0.332 MA		30.000	OK	
	サイタキ = 5.000 MA			OK	
***IRH1*	ハイキンは 10.701 MA	8.000	11.000	OK	
	ハッパイ = 4.082 MA	1.000	5.000	OK	
	サイタキ = 20.000 MA		30.000	OK	
* クイック コリ コレクマイ					
	アタイ	L.C.L	U.C.L	ハッパイ	
****VF*	P = 2.400		5.000	OK	
ISURGE	P = 0.000		4.000	OK	
****RJC*	P = 0.000		2.000	OK	
****VRC*	P = 2.400		3.000	OK	
****VRH*	P = 0.000		1.000	OK	

図 3.1 最終検査管理表 (毎日作成)
Daily control chart for final test.

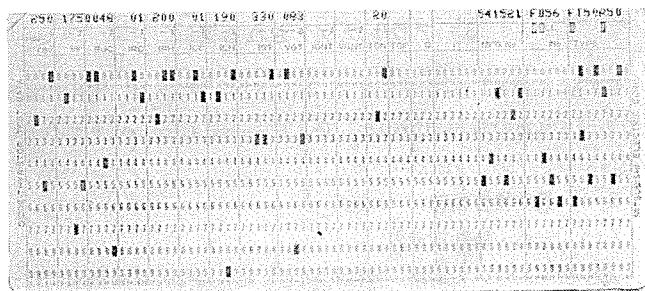


図 3.2 客先向けテストデータカード
Test data card for customer.

3.3 アフター サービス

(1) 客先 サービス

客先より素子のいろいろな特性の照会があった場合、在庫 ファイルを検索することにより、その時点での在庫品について、客先から要求されている資料を短期日のうちに提出することが可能である。

(2) クレーム 処理

万一出荷された素子が客先で品質上のクレームを生じた場合、クレーム素子の素性に関する情報は出荷 ファイルを検索することにより得られ、クレーム処理迅速化の一助となっている。

4. システム採用による効果

4.1 直接的効果

本システムの採用により品質情報の一元化、情報伝達の迅速化、間接部門の効率化など本システム開発のときに意図した事項はいずれも達成され、得られた情報は有機的な活用がはかられ、大電力半導体素子の品質水準の向上・維持に大きな貢献をなしている。

4.2 間接的效果

(1) 在庫品の質的量的把握

在庫品の量的把握は、すでに業務担当部門が採用した在庫管理システムによって従来より行なわれている。「大電力半導体素子の電子計算機による品質管理」システムは在庫品を質・量ともに把握する機能があり、本システムよりアウトプットされる情報は素子に対する市場の要求とあいまって、生産計画の立案に活用される効果は顕著になってきた。

(2) サービス業務の迅速化

客先からの在庫品の特性に関する照会や出荷に関する照会は、いずれも在庫 ファイル・出荷 ファイルを検索することにより迅速な応答が可能である。またこれは所内のサービス業務としても適用され、能率的なサービス業務を達成しつつある。

(3) 標準化

従来、作業標準・検査標準などの標準類およびそれに伴う作業は各機種ごとに設定され、細部にわたって十分には統一されていなかった。本システムの採用にあたって、これらの標準類および作業を統一化・単純化し、標準化による間接的效果が大きく現われてきた。

(4) 市場追跡調査システムへの連結

品質管理活動にとって、市場における出荷品の追跡調査は重要な一事項である。本システムはこの市場追跡調査システムに基礎的情報を提供する。

5. む す び

総合的品質管理活動の中で製造工程管理、試験・検査管理活動に電子計算機を活用した例を述べ、当製作所における大電力半導体素子に関する品質保証システムの一端を紹介した。

本システムより得られる各種の情報は客先を含めた各関係部門に活用され、有機的な品質管理活動が運営されている。

一般に一つの電子計算機システムの採用は自部門だけでなく、他部門にも大きな変革を迫るものであり、これは管理的効果として期待される。本システムの採用にもその現象は認められ、管理的効果についても相応して成果があったものと確信する。

現在、当社北伊丹製作所では各部門において、業務の EDP 化が急速に進められている。これらサブシステムが総合され、当所全体としての電子計算機処理システムが完成するのも近いものと思われる。

参 考 文 献

- (1) 嶋村, 首藤, 藤井, 中山: MELCOM-3100(1) モデル 10T プログラムの概要, 三菱電機技報, 41, 530 (昭 42)
- (2) 小林, 大沢, 田中: 電気化学用整流装置の進歩, 三菱電機技報, 44, 1493 (昭 45)

半導体 IC の信頼性データ解析

石 田 進*・酒 井 敏 夫*

Analysis of Reliability Test Data of Integrated Circuits

Kitaitami Works Susumu ISHIDA・Toshio SAKAI

Technique of semiconductor integrated circuits has made marked advancement of late among the electronics industry. In the aspect of reliability, the IC surpasses the individual components, not to mention that of the performance.

Mitsubishi has made various tests with an aim of studying the reliability of the IC produced through a number of processes and passed into the hand of the users, and further finding what steps to be taken to improve it. The reliability test is roughly divided into the life test and the environment test.

This article describes the kinds of test made by the Company in a concrete form together with reliability test data collected. It also explains failure analysis forming the most important activity in the elevation of the reliability.

1. ま え が き

数年来、エレクトロニクス産業の中でも、半導体 IC の進歩はめざましく、性能はもちろんのこと信頼性の点でも従来の個別部品をしのぐ勢いにある。

本文は、半導体 IC の信頼性評価試験方法について簡単に説明し、収集された信頼性データのの一部を紹介する。また最後に、信頼性保証の問題にいかに関与しているかについても触れる。

2. 半導体 IC の信頼性試験

安定した製造プロセスで作られた IC が、ユーザーの手に渡って使用された場合どの程度の信頼性を有するか、また、さらに信頼性の向上を図るにはいかなるアクションをとったら良いかなど、いろいろな目的を持って各種の信頼性試験が実施される。

信頼性試験は、寿命試験と各種の環境試験に大別される。以下順を追って試験方法と信頼性データについて説明する。これらの大半の試験方法は、MIL-STD-750 A, MIL-STD-202 C, MIL-STD-883 に従っている。

2.1 動作寿命試験

動作寿命試験は IC の故障率の推定、あるいは IC のある条件下での品質・信頼性を知る上で最も重要である。

IC の場合、トランジスタなどの個別部品と異なり、動作状況の設定がむずかしく、かつ温度以外の加速手段は困難なケースが多い。したがって、実際の試験実施については各種のテクニックを駆使している。動作寿命試験は、次の2種類に大別される。

(a) 連続動作寿命試験

電圧、電流、あるいは電力を連続的に印加した状態での試験である。温度と電力との交互作用を評価し、通常は最大定格で高温、常温、場合によっては低温において行なう。

(b) 断続動作寿命試験

断続的に電圧、電流、あるいは電力を印加する試験で、IC が使用される実際の条件に近い試験といえる。

表 2.1 は、各種の温度条件下で実施された動作寿命試験結果の一部であり、周囲温度 (Ta) としては、+75°C, +100°C, +125°C が選ばれている。上記データは、いずれも a) の連続動作寿命試験

表 2.1 動作寿命試験結果
Results of operating life test.

周囲温度	シリーズ	試料数	故障数	総試験時間	故障率	
					CL 60%	CL 90%
+75°C	M 5300 P M 54000 P	944	0	2,384,000	5.26×10^{-7}	8.45×10^{-7}
	M 53200 P	1,250	0	1,300,000		
	M 5930 P	1,090	1	2,569,520		
	M 5100	500	1	499,048		
	M 5800 P M 58200 P	1,016	1	1,167,760		
+100°C	M 5300 P	40	0	400,000	1.15×10^{-6}	2.88×10^{-6}
	M 5930 P	40	0	400,000		
+125°C	M 5300 P	40	1	400,000	2.53×10^{-6}	4.86×10^{-6}
	M 5930 P	40	0	400,000		

表 2.2 保存寿命試験結果
Results of storage life test.

周囲温度	シリーズ	試料数	故障数	総試験時間	故障率	
					CL 60%	CL 90%
+100°C	M 5300 P	855	1	1,934,000	6.2×10^{-7}	1.06×10^{-6}
	M 5930 P	1,269	1	3,059,048		
+125°C	M 5300 P M 5930 P	239	1	990,500	1.05×10^{-6}	1.67×10^{-6}
	M 53200 P	1,252	1	1,303,096		
	M 5100	450	0	450,000		
	M 5800 P M 58200 P	1,000	1	1,249,048		

に相当する。

2.2 保存寿命試験

この試験の目的は、電気的ストレスを印加せずに、高温あるいは低温に保管された場合の IC の信頼性を保証するものであり、温度条件としては最大保存周囲温度が一般的である。表 2.2 は、周囲温度、+100°C, +125°C の条件下で実施された試験データの一部である。

2.3 故障率 (Failure Rate) に関する一考察

半導体 IC の市場品質を示す指標として、故障率 (単位時間当たりの故障数) を取り上げ、いかに故障率を推定し IC ユーザーに保証しているかについての一例を紹介する。

* 北伊丹製作所

半導体 IC の、時間に対する故障分布 $f(t)$ は、指数分布に従うことが経験的に得られている。つまり故障率 $\lambda(t)$ が、時間 t に無関係に一定である。指数分布の場合、故障率は次の基本式をもとに算出される。

$$\lambda = \frac{r}{T} \dots\dots\dots (2.1)$$

ここに、 T : 総試験時間あるいはコンポーネントアワーと呼ばれ、試料数と試験時間の積

r : T 時間内に発生した故障数

ところで、 T 時間中に発生する故障数が、 C 個以下である確率は

$$P(c) = \sum_{i=0}^c e^{-\lambda T} \cdot \frac{(\lambda T)^i}{i!} \dots\dots\dots (2.2)$$

$1-\alpha$ の信頼水準 (Confidence level) での、 λ の上限値は、式 (2.2) で $P=\alpha$ を代入することにより求められる。表 2.1 では、信頼水準 60 %, 90 % での故障率を求めている。

つぎに半導体部品の故障メカニズムを考察すると、半導体 IC は半導体、絶縁体、金属などから構成されており、外部から加えられるストレス、とくに熱ストレスによってなんらかの物理化学反応が起こり、その結果、電気的または機械的特性の劣化となって表われ、結果的に IC の故障に結び付く。化学反応の変化の割合を f とすれば、 f は経験的に次式で与えられる。

$$f = A \exp\left(-\frac{B}{kT}\right) \dots\dots\dots (2.3)$$

ここで、 A : 定数

B : 定数 (反応の活性化エネルギー)

k : ボルツマン定数

T : 絶対温度

これは、アレニウス (Arrhenius) により導かれた経験式である。ここで故障数を F とすれば

$$f = C \frac{dF}{dt}$$

ここで、 C : 定数

ゆえに、

$$F = \int_0^t \frac{f}{C} dt = \int_0^t \frac{A}{C} \exp\left(-\frac{B}{kT}\right) dt = \frac{A}{C} \exp\left(-\frac{B}{kT}\right) \cdot t \dots\dots (2.4)$$

したがって、故障率 λ は、 $\exp\left(-\frac{B}{kT}\right)$ に従って決定される。(2.4) より、ある温度 T_0 をベースとした場合の、ある温度 T での加速係数 A_a は

$$A_a = \frac{\lambda}{\lambda_0} = e^{-\frac{B}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \dots\dots\dots (2.5)$$

ここで B/k は、縦軸に $\log \lambda$ 、横軸に $\frac{1}{T}$ としてデータをプロットして得られる直線のこう配として求められる。

表 2.1 に示した動作寿命試験データと、表 2.2 に示した保存寿命試験データを、次の仮定に基づき 1 枚のグラフ上にプロットした結果が図 2.1 である。つまり、試験されたほとんどの機種は、消費される電力がデバイス温度を顕著に上昇させることはないことから、保存と動作状態での故障率の相違は無視されとの仮定を用いた。

アレニウスの経験式を用いて求めた、+25°C をベースとしての各温度での故障率、および +25°C、+75°C をベースとした加速係数の値を、表 2.3、図 2.2 に示す。

今までの説明の過程でも明白なとおり、故障率を推定するには、多大の試験時間と試料が必要とされる。したがって、フィールドでの

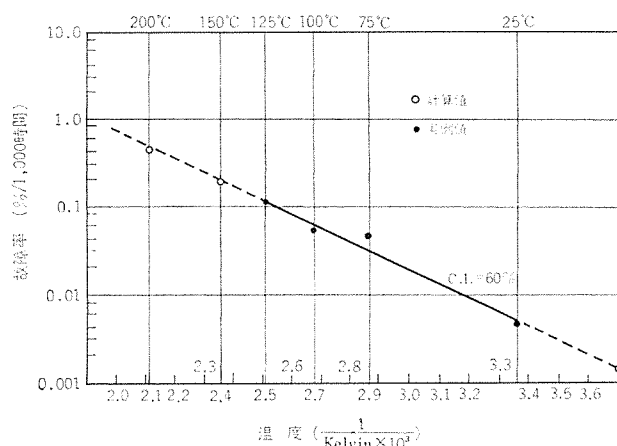


図 2.1 故障率デレーティングカーブ
Derating curve of failure rates.

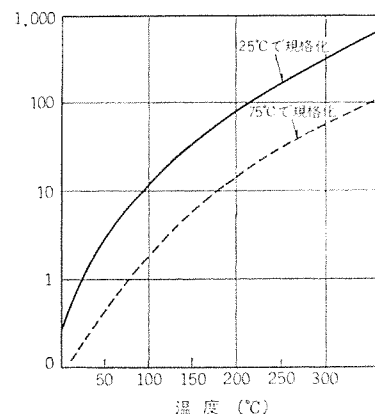


図 2.2 加速係数
Acceleration factor.

表 2.3 アレニウスモデルによる故障率計算値
Estimated failure rates based on Arrhenius model.

温 度 °C	故 障 率 %/1000 時間
0	0.0016
25	0.0050
75	0.0287
100	0.059
125	0.109
150	0.186
200	0.427
250	0.984
300	1.851
350	3.013

故障率を IC メーカー内の実験室段階で推定するのは非常に困難であった。図 2.2 で明らかなように、実験データはアレニウスの式でよく近似することが可能であり、求められた加速係数を用いて実験室データによる市場品質の推定が以前に比べ容易になった。

厳密には、フィールドでの使用環境条件 (温度、湿度、電力消費、回路条件…) の差、トランジスタ構造 (MOS, Bipolar) および機種による差、製造プロセス、パッケージ形態等々を考慮したデータ解析を行なう必要がある。また精度を高めるにはさらに大量のデータの積み重ねが必要で、現在進行中である。

加速寿命が可能なのは、ストレス (ここでは温度) を増大することにより故障メカニズムが変化しないこと、また故障時間の分布・故障率などが温度とともに規則的に変化することが必要とされる。ここに収集されたデータは、99 % 以上がプラスチック封止の IC であるが、その故障モードに材料の熱膨張係数の差が起因するボンディングワイヤーの断線故障が含まれており、故障率曲線は +200°C 付近を境に理論

曲線からずれてくる。この領域においては、故障モードメカニズムのうえで実使用状態と大きな差がでてくる。

2.4 環境試験

環境試験は、評価目的によりストレスの選び方、加え方、およびそ

表 2.4 熱的ストレス試験結果
Results of thermostability evaluation test.

試験項目	試験条件	シリーズ	試料数	故障数
はんだ耐熱	260°C, 10 秒	M 53200 P	255	0
温度サイクル	$-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$, 各 30 分, 5 サイクル (M 53200 P) $-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$, 各 30 分, 5 サイクル (M 5800 P, M 58200 P) $-20^{\circ}\text{C} \sim +100^{\circ}\text{C}$, 各 30 分, 5 サイクル (M 5300 P, M 5930 P)	M 5800 P M 58200 P	380	0
		M 5300 P M 5930 P	510	1
熱衝撃	$0^{\circ}\text{C} \sim +100^{\circ}\text{C}$, 各 1 分, 5 サイクル			
はんだ耐熱	260°C, 10 秒	M 5930 P	50	0
温度サイクル	$-20^{\circ}\text{C} \sim +100^{\circ}\text{C}$, 各 30 分, 50 サイクル	M 54000 P	50	0
はんだ耐熱	260°C, 10 秒, 50 サイクル	M 5930 P	20	0
		M 58200 P	20	0
温度サイクル	$-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$, 各 30 分, 100 サイクル	M 58200 P	22	0
	$-40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$, 各 30 分, 100 サイクル	M 58200 P	22	0
熱衝撃	$0^{\circ}\text{C} \sim +100^{\circ}\text{C}$, 各 1 分, 100 サイクル	M 5300 P	22	0
		M 5930 P	22	0

表 2.5 機械的ストレス試験
Program of mechanical test evaluations.

試験項目	試験条件
定加速	20,000 G, 1 min, (X ₁ , X ₂ , Y ₁ , Y ₂ , Z ₁ , Z ₂) 方向
振動疲労	20 G, 32±8 hr, (X, Y, Z) 方向
可変周波数振動	20 G, 100~2,000 Hz, Sweep 時間 4 min, 各方向 4 回 (X, Y, Z) 方向
衝撃	1,500 G, 0.5 ms, 各方向 5 回 (X ₁ , Y ₁ , Y ₂ , Z ₁) 方向
落下	2 m, 3 回, かえで板上

のレベルに違いはあるが、一般的には MIL-STD-750 A, MIL-STD-883 を標準として実施している。

(1) 熱的ストレス試験

(a) はんだ耐熱

はんだ付け工程におけるリード線部への急激な温度変化が与えられた場合の IC の強度を評価する。

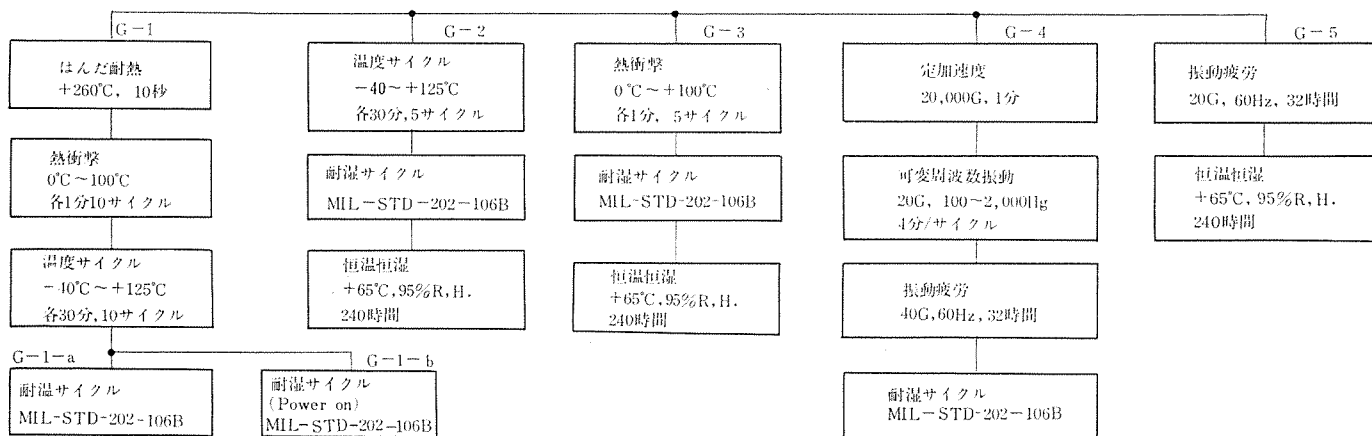
(b) 温度サイクル

IC の温度変化による故障の割合を評価する試験であり、Crack, Poor Bonding などの検出に有効である。

表 2.6 耐湿試験結果
Results of hermeticity test evaluations.

試験項目	試験条件	シリーズ	試料数	故障数
恒温恒湿	65°C, 95% RH, 240 時間	M 5300 P M 54000 P	304	0
		M 5930 P	152	0
		M 53200 P	650	0
		M 5100 P	342	1
		M 5800 P M 58200 P	1,005	2
恒温恒湿	65°C, 95% RH, 10,000 時間	M 5300 P	30	1
		M 5930 P	100	2
恒温恒湿	85°C, 95% RH, 240 時間	M 5800 P	91	0
耐湿サイクル	MIL-STD-202 C-106 B	M 5300 P M 5930 P	95	0
		M 53200 P	76	0
		M 5101	50	0
		M 5800 P M 58200 P	110	0
煮沸試験	100°C, 96 時間	M 5930 P	20	0
		M 58200 P	17	1

表 2.7 耐湿試験 Results of hermeticity test evaluations.



グループ	シリーズ	試料数	故障数
G-1-a	M5100	20	0
	M58200P	20	0
G-1-b	M5930P	20	0
G-2	M5100	22	0
	M5930P	22	0
	M58200P	22	0
G-3	M5100	22	0
	M5930P	22	0
	M58200P	22	0
G-4	M5100	22	0
	M5930P	22	0
	M58200P	25	0
G-5	M5100	22	0
	M5930P	22	0
	M58200P	25	0

(c) 熱衝撃

温度の急激な変化下に置かれた場合の信頼性評価であり、特に熱膨張係数の差による故障をみるためのパッケージ評価に用いられる。

以上のデータのの一部を表 2. 4 に示す。以上はいずれも MIL-STD に準拠した標準的な試験であるが、評価目的によっては、1, 2, 3 の条件を種々変更したもの、あるいは 1, 2, 3 を適当に組み合わせた試験も必要である。一例として、パッケージの評価には、温度サイクル試験でサイクル数、温度範囲などをパラメータとして限界強度を調べることもある。

(2) 機械的ストレス試験

プラスチック封止 IC の場合には、その構造上、機械的ストレスには非常に高信頼性である。試験データは省略するが、一般的に用いられる試験方法を表 2. 5 に示した。

(3) 耐湿試験

パッケージの、湿気に対する信頼性を評価する一連の試験は重要である。とくにプラスチック封止 IC においては、従来耐湿性に疑いをいだくユーザーもあったが、多量の試験データよりハーメチック IC と同レベルの信頼性が確認されている。耐湿評価を目的として実施された試験内容は次のとおりである。

(a) 恒温恒湿

温度と湿度の交互作用を評価するために行なわれる。評価目的によっては電気的ストレスを加える場合がある。条件としては、+65°C、95 % RH を基準にした。

(b) 耐湿サイクル

MIL-STD-202 C-106 B Moisture, Resistance に従って行なわれる。試験結果を表 2. 6 に示す。

耐湿評価としては、(a)、(b) の試験で、時間・サイクル数を評価目的に応じて延長して実施するものや、表 2. 7 に示されたような複合環境下での信頼性を評価する場合がある。この場合、前処理として、はんだ耐熱試験・温度サイクル試験・熱衝撃試験・振動疲労試験・可変周波数振動・定加速度試験を行なっているため、パッケージに欠陥のあるデバイスは、以後の恒温恒湿あるいは耐湿サイクル試験において、短時間のうちに検出される。

この試験では、評価目的にマッチした電気的パラメータを代用特性として選択する必要があり、データの解析には注意が必要である。

3. 半導体 IC の信頼性保証

今までは、信頼性試験方法と実際に得られたデータを例に取り上

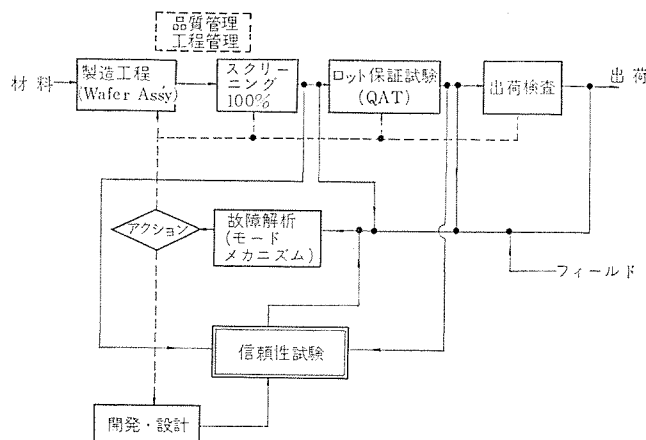


図 3.1 信頼性保証システム
Reliability qualification system.

げて説明してきたが、実際に IC の信頼性保証を行なうには、設計段階から始まり量産段階での信頼性保証に至る広範囲の活動が必要である。つまり、図 3. 1 に示すようなサイクルを通しての一貫したシステムがとられている。開発段階での信頼性試験では、新製品の開発、新技術の開発などにあたっては、特に設計上・製造上の問題点を短期間には握するため、各種の寿命試験・環境試験・ステップストレス試験などが行なわれる。ここで発見された設計・製造上の欠陥は、直ちに関連部門にフィードバックされ改善のアクションがとられる。この開発段階で行なわれる認定試験に合格した IC は量産へと移行される。

量産段階での IC の信頼性は、徹底した工程管理・品質管理下での製造ラインで組み込まれていく。組立完了後の製品に対しては初期故障率を小さく、かつ初期故障期間をできるだけ短くするためにデバッキングが行なわれる。量産段階での信頼性試験としては、定期的実施する試験により、少なくとも開発段階で得られたと同等あるいはそれ以上の信頼性を有することをチェックする必要がある。

4. 故障解析

信頼性向上への最も有効な手段として故障 IC の解析がある。故障原因が何かを理解することにより、設計面へ、材料面へ、また製造プロセス上へ、あるいは最終製品のスクリーニング面へフィードバックが行なわれ、品質・信頼性の向上が可能となる。このように故障解析からは重要な情報が得られるので、あらゆる手段を駆使して実施される。図 4. 1 に故障解析のフローの例を示し、この解析から得られる故障モードについて説明する。

※ 1. 分解調査

ここではおもにワイヤボンディングに関する状態を解析する、特にボンディングのワイヤ (金あるいはアルミニウム) がどこで切断しているか調査する。この調査結果により、いわゆる組立工程の欠陥やデバッキング工程の不備などの情報が的確に得られる。

また、たまにはボンディングパットの近傍での Al インターコネクションの断線もこの調査でわかる。この場合過電流過電圧により破壊した場合と、引っかけ傷のような作業ミス、あるいはエッチング不良などにより起こる場合もある。

※ 2. 分解調査

機能テストは良品であり、DC パラメータ値に大きな異常値を示す場合もある。通常この種の素子は機能テストの高温、あるいは低温で検出されるものであるが、テスターの仕様あるいはファンクションテストの

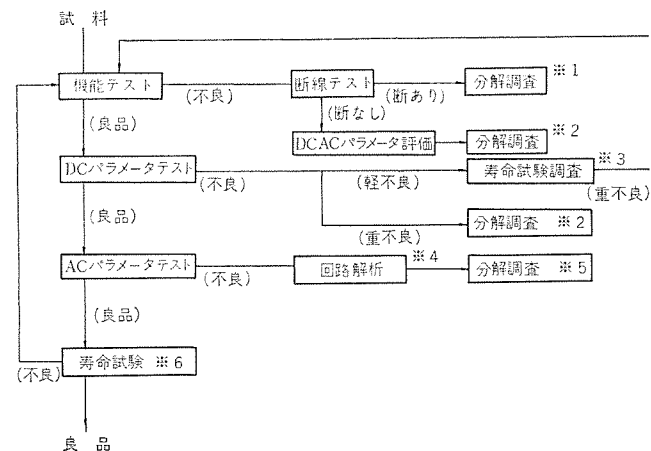


図 4.1 故障解析フローチャート
Failure analysis flow chart.

仕様により検出されない場合がある。ここでの解析は、まずカーブトレーサでリード端子間特性、あるいは可能なら直流端子電圧チェックなどを行なって不良個所を推定したうえで分解する。

倍率の高い金属顕微鏡での目視検査、プローブを使つての各構成素子の電気的特性チェック、さらに場合によっては走査電子顕微鏡での観察が行なわれる。この段階での解析結果としては異物付着、Al引っかけ傷、Al断線、拡散異常、ピンホール、酸化膜異常、Alコンタクト不十分、パッケージ内の雰囲気汚れなどがある。

※3. 寿命試験調査

規格値近くで不良とされた試料は、原因としてスクリーニングに用いられたテストの精度、測定精度の問題で不良となったものと、パラメータがドリフトしたものとが考えられ、両面からの検討が必要である。この段階での寿命試験はパラメータ値のドリフトについて特に注目し加速寿命試験を行なう。

※4. 回路解析

機能テスト、DCパラメータテストで良品となり、ACパラメータで不良となった場合、特に回路解析を行なわねばその不良モードはつかみ難い。この場合、写真製版、拡散パラメータなどを加味して行なう必要がある。またファンクションテスト不良であるが、断線テストでは異常がない場合には、このACパラメータテストの結果は回路解析にとって重要なファクターになる。

※5. 分解調査

ここでの分解調査はおもに“回路”として行なわねばならない、解析としては分解調査(2)と同様ダイスをとり出しプローブを適当にあてて局所的な解析を行なうか、最近では走査電子顕微鏡などを利用し、各構成素子のバイアス状態を観察することにより異常点を発見する。この異常点について回路解析テストと総合しACパラメータ不良あるいは断線ファンクション不良の原因をつかむ。その一例を図4.2に示す。

※6. 寿命テスト

最後に寿命試験を行ない、時間、環境のファクターを加味して不良かどうかを調べる。この結果不良となったものは、フローチャートの最初にもどりそのメカニズムを調査するが、特に時間というファクターがはいって不良となったことに注目して、慎重に解析を進めねばならない。

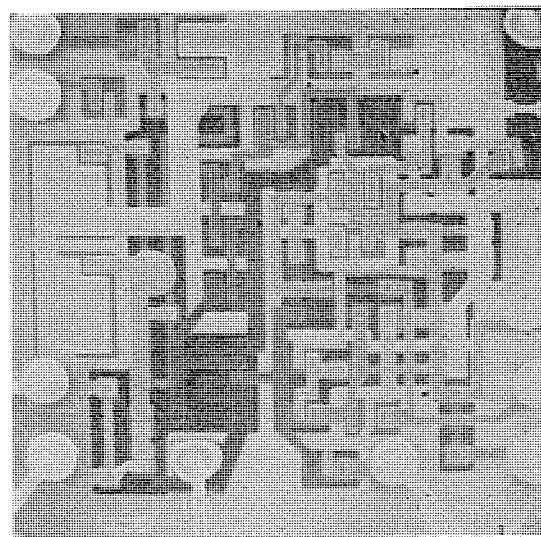


図 4.2 走査電子顕微鏡写真
Photograph by scanning electronic microscope.

以上簡単に故障解析とその結果について解説したが、今後 MSI、LSI と集積度がますます高くなり、チップ上に多くの機能をもつ素子についての故障解析については分解調査、回路解析調査、寿命試験のおおのほは、その調査内容がますます複雑多岐になり故障モードと故障メカニズムの追求はますます高度な解析技術を要求されるであろう。

5. む す び

以上簡単に半導体 IC の信頼性データの一部を紹介したが、刻々技術は進歩しており、同時に IC の信頼度も向上している。日々累積されていくデータを基に、最新のデータを迅速に収集解析する手法が要求されているが、それは今後とも地味な努力を一步一步重ねることによってのみ達成されるだろう。

参 考 文 献

- (1) 三菱電機：Mitsubishi Monolithic Integrated Circuits Reliability Test Report, April 1 (1970)
- (2) 塩見：信頼性工学入門(昭42)丸善
- (3) 山下：半導体集積回路(昭45)日刊工業新聞社

名 称	登 録 日	登 録 番 号	考 案 者	関 係 場 所
シャーシ 保持装置	44- 7- 4	877009	山崎明彦・上岡章男	通信機製作所
開閉装置	44- 7- 4	877010	田中稔己	伊丹製作所
母線保護装置	44- 7- 4	877011	阪上正幸	神戸製作所
自動消磁回路	44- 7- 4	877012	瀬辺国昭	京都製作所
電気連結器	44- 7- 4	877013	{山田三男・土井昭二 {植田幸雄	伊丹製作所
半導体装置	44- 7- 4	877014	福西常夫	北伊丹製作所
温度調節器	44- 7- 4	877029	岡部 勇	群馬製作所
電気かみそり	44- 7- 4	877032	藤本孝信	商品研究所
FM, AM, バンド 切換装置	44- 7- 4	877016	岸 博 武	京都製作所
表示装置	44- 7- 4	877020	立石俊夫	神戸製作所
継電器の互錠装置	44- 7- 4	877021	新谷範夫	神戸製作所
機関点火用配電器装置	44- 7- 4	877022	荒川利弘	姫路製作所
開閉装置	44- 7- 4	877024	{木村雅夫・長尾良章 {服部卓也	名古屋製作所
テレビジョン 受像機	44- 7- 4	877030	植竹勝人	京都製作所
突極回転電機の制動巻線短絡装置	44- 7- 4	877031	吉岡信正	神戸製作所
打点印刷装置	44- 7-10	877080	磯 崎 真	鎌倉製作所
電気鍋	44- 7-10	878081	長谷川 清	群馬製作所
換気扇取付装置	44- 7-10	878082	入沢淳三	中津川製作所
照明具を備えた電気毛布の温度調節器	44- 7-10	878083	佐々木武敏	本 社
碍子形変流器	44- 7-10	878084	長野光佑・藤岡泰治	伊丹製作所
変流器	44- 7-10	878085	長野光佑	伊丹製作所
電動工具用電動機の支持装置	44- 7-23	879632	{関口由紀夫・近藤信幸 {堀田晴久	商品研究所
圧力制御弁	44- 7-23	879631	沢井昭雄	鎌倉製作所
ウォーキングトースタ	44- 7-23	879633	高沢正二・古屋芳明	商品研究所
自動 トースタ の パン 供給装置	44- 7-23	879635	高沢正二・古屋芳明	商品研究所
扇風機	44- 7-23	879636	糸魚川佐富	中津川製作所
防水形照明用 ランプカバー	44- 7-23	879638	山崎 肇・井上員成	大船製作所
ジュース の ジュース 容器位置決め装置	44- 7-23	879639	武井久夫・服部信道	群馬製作所
コード 拔止め装置	44- 7-23	879640	小沢永一	群馬製作所
冷風機の除湿装置	44- 7-23	879641	安田光男	静岡製作所
室内用冷温風機	44- 7-23	879642	安田光男・鈴木太八郎	静岡製作所
小型回転電機	44- 7-23	879643	{武井久夫・服部信道 {岩田尚之	群馬製作所
耐圧防爆形回転電機	44- 7-23	879634	藤山辰之・古川俊幸	長崎製作所
クラッチ 装置	44- 7-23	879637	岩田年勝	福山製作所
ガス シャ断器	44- 7-23	879644	森岡昭二	伊丹製作所
空間 ダイバシティ 受信装置	44- 7-23	879645	渡部 優・山内信治	通信機製作所
トランジスタ 回路	44- 7-23	879646	高田信治	神戸製作所
トランジスタスイッチング 装置	44- 7-23	879648	島田政代士	神戸製作所
対数増幅器	44- 7-23	879649	川島克彦	中央研究所
電磁接触器	44- 7-23	879650	茂手木良夫・河村紀一	名古屋製作所
帰零 カウンター 装置	44- 7-23	879653	高橋賢治	福山製作所
パルス 発生装置	44- 7-23	879654	武田克己・佐藤安俊	福山製作所
送風機の取付装置	44- 7-23	879647	牛越 諒	中津川製作所
密閉形電動圧縮機の保持装置	44- 7-23	879651	越桐喜一・新井毅博	静岡製作所
磁気変換器支持装置	44- 7-23	879652	{東山 昇・志賀正明 {菊池清秋	鎌倉製作所
ステレオ などの インジケータ	44- 7-23	879655	五十嵐 進	郡山製作所
レンジフード	44- 7-23	879656	今井 進	中津川製作所
換気扇	44- 7-23	879659	今井 進	中津川製作所
換気扇の シャッタ 連動 スイッチ	44- 7-23	879662	入沢淳三	中津川製作所
高層建築物用救助避難器具格納投下装置	44- 7-23	879663	宇川 彰	相模製作所
ヒューズ 筒装着装置	44- 7-23	879657	立石俊夫	神戸製作所
可変速電動工具	44- 7-23	879658	佐々静男・小井川 茂	福岡製作所
自動車 ラジオ を利用した警報音発生装置	44- 7-23	879660	岩本康雄・久保紀一	京都製作所



特許と新案

温度補償回路を備えたマルチバイブレータ

発明者 亀田 享

この発明はマルチバイブレータの温度補償回路を、MOS型電界効果トランジスタを使用して改良するものである。

図において、Aは温度補償回路、Bはマルチバイブレータで、温度補償回路Aは、マルチバイブレータBに対する変調電圧の増幅回路を兼用して構成されている。温度補償回路Aは、MOS型電界効果トランジスタ Q_1 およびそのドレイン電流を調整する可変抵抗器 R_S を持っている。マルチバイブレータBは、温度補償回路Aから与えられる変調電圧 V_B の大きさに比例した周波数で発振する。

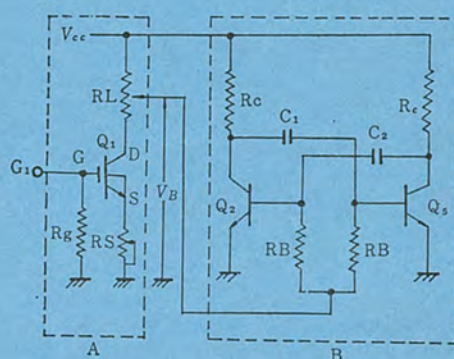
温度補償回路Aのトランジスタ Q_1 のドレイン電流は、その値に応じて異なる温度特性を示す。ドレイン電流が所定値より大きい場合には、温度上昇に応じてドレイン電流が減少する負の温度特性が現われる。ドレイン電流が上記所定値より小さい場合には、温度上昇に応じてドレイン電流が増大する正の温度特性が現われる。

この発明は上記温度特性を有効に利用する。マルチバイブレータの発振周波数が温度上昇によって増大する場合には、上記正の温度特性が利用される。この場合、温度上昇によりトランジスタ Q_1 のドレイン

電流が増大する結果、マルチバイブレータに対する変調電圧 V_B が減少して温度補償が達成される。マルチバイブレータの発振周波数が温度上昇によって減少する場合には、上記負の温度特性が利用される。

この発明によれば、簡単な温度補償回路で、有効な温度補償を達成することができる。

(特許第539392号)(中林記)



二進化十進減算計数回路

発明者 茂木 充

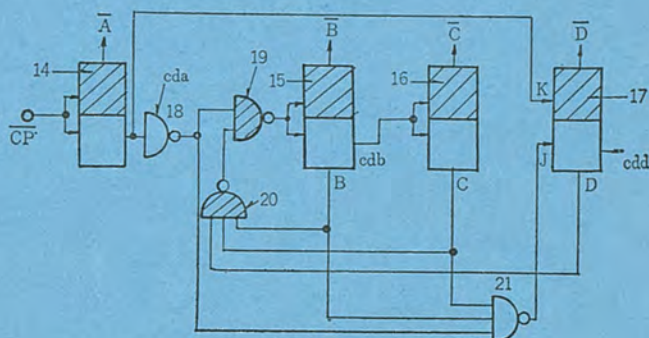
この発明は、半導体または集積回路により構成可能な非同期形二進化十進減算計数回路に関するもので、その要旨は図から明らかのように、直流結合論理接続によって構成された直列駆動形二進化十進計数回路において1けたの計数素子として四つの2安定論理要素(14)・(15)・(16)・(17)を用い、第1・第2・第3の計数素子(14)・(15)・(16)は1個の計数入力端子を、第4の計数素子(17)は2個の計数入力端子を有し、計数入力を選択するために、上記第2の計数素子(15)の計数入力端子および第4の計数素子(17)の一方の計数入力端子に制御ゲート(19)・(21)を設け、計数素子(16)・(17)の反転動作によって開閉制御を行なわせ、さらに上記第4の計数素子(17)の他方計数入力端子には、上記第1の計数素子(14)のけた下げ信号を加えるように構成した二進化十進減算計数回路である。

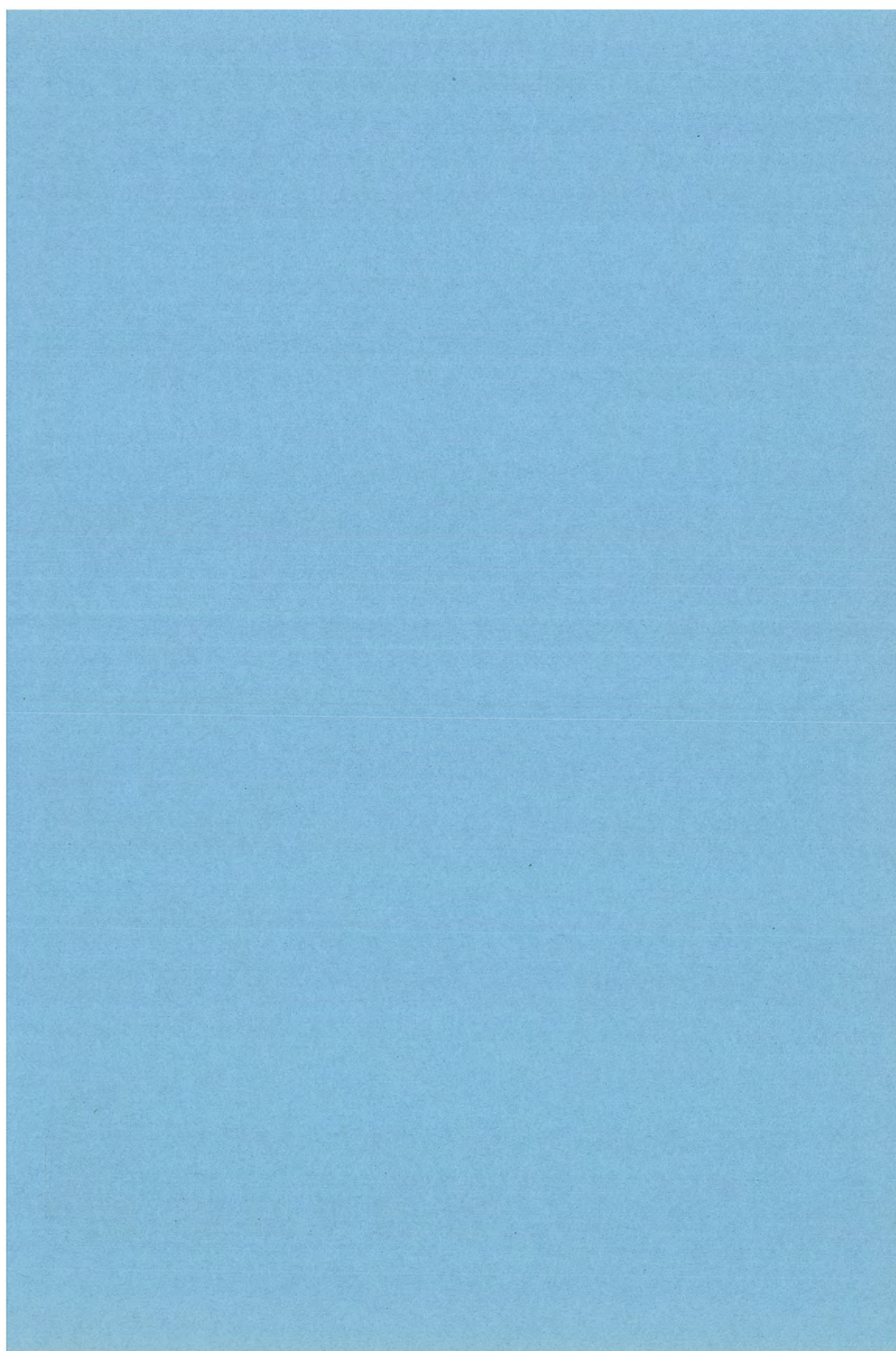
この発明は多入力ナンドゲート素子を用いた6ゲート2安定論理要素を計数素子とし4素子で1けた分を構成し、第2および第4の計数素子の計数入力端子に制御ゲートを設けることにより、8・4・2・1符号による0~9までの減算計数動作を行なわせるようにしたもので、制御ゲートによって必要時以外には計数素子の反転を阻止する方式であるため、同じ出力符号を持つ従来の加算計数回路に使用される制御計数表示などの符号変換回路を、そのまま使用でき、また数値制御などのプリセット計数回路に用いれば、従来の加算計数の場合に要する補数選択を必要としない構成にでき、また可逆計数回路

を構成させる場合でも、計数出力とけた上げ出力が独立しているので、出力符号を変更することなく、容易に高いノイズマージンで分解能の高い計数回路を構成でき、さらにはHTL・DTLなどの集積回路素子による直流結合LSIにも適し、NC装置などで回路の簡略化・標準化が行なえるなどの効果がある。

なお、実用新案登録第884828号の直流結合論理回路と組み合わせ可逆計数回路を構成すれば、公知回路の欠点である切り換えおよび縦続接続の大幅な簡易化が容易となる。

(特許第517881号)(高本記)





質量分析器による酸化物粉末の分析

甲斐潤二郎*・渡部 勁二**・西山 京子**・尾形 善弘**

Mass Spectrographic Analysis of Oxide Powder

Central Research Laboratory

Junjiro KAI・Keiji WATANABE・Kyoko NISHIYAMA・Yoshihiro OGATA

Samples of oxide powder mixed with highly pure graphite powder are packed into rubber tubes and made into rod electrodes through hydrostatic pressure. Adequate electrode strength is obtained with graphite powder of only 9 wt % relative to the oxide powder, while sensitivity loss and interfering carbide spectra are minimized. Calibration curves described by using several standard samples manifest linearity between the concentration of element and its ion intensity measured on a photographic plate in the concentration range of 10^{-4} ~ 10^{-2} atomic fraction.

The relative sensitivity coefficients are obtained with Be, B, V, Cr, Mn, Mo, Co, Cu, Zn, Pb and several rare earth by using Fe as the standard element. The discrepancy observed between the values of coefficients and those obtained from samples using metallic standard samples is likely due to the difference in their vaporization process.

It is also found that the matrix effect brings about some changes.

1. ま え が き

スパーク放電質量分析法による粉末試料の分析については、すでにいくつかの報告がある^{(1)~(3)}。このうちプレス電極法については Owens が詳しく検討しており⁽²⁾、それによると SnO_2 粉末の分析に黒鉛粉末を重量比で SnO_2 の 3 倍、したがって原子分率にすると 38 倍も加えないと十分な強度の電極が得られなかったとしている。このように粉末試料に対して多量の黒鉛を加えることは、それだけ全イオンに対する試料からのイオンの割合を低くして感度を低下させ、また黒鉛中の不純物元素にもとづくバックスペクトルを増加させる。さらに炭化物イオンの生成による妨害イオンの問題も生ずる。導電性物質として黒鉛粉末の代わりに金属粉末を用いる試みもあるが、黒鉛粉末のほうが高純度で、一定した品質のものが得られる点で、金属粉末より適している。

Socha と Leipold はセラミックの粉末に静水圧プレスあるいはホットプレスを行なって試料電極とし、対極に高純度導電性物質のプローブを用いてスパークさせ分析している⁽³⁾。

一方われわれは試料粉末をゴムチューブに入れて静水圧プレスを行う方法を開発した。これは酸化物粉末を試料電極に仕立てるのに、従来よりも添加する黒鉛粉末の割合が少なくてすみ、かつ少量の試料しか要さない簡便な方法である。

さらに酸化物微粉末で内部標準法を用いた場合の検量線の直線性を検討し、相対感度係数 RSC (relative sensitivity coefficient) について物理化学的な考察を行なった。

2. 実験と結果

2.1 試料電極の作製

試料電極は Y_2O_3 , V_2O_5 , ZnO , Fe_2O_3 および Al_2O_3 粉末中に金属酸化物が金属成分の原子分率で 10^{-4} から 10^{-2} の範囲で混合されたものを、静水圧プレスして作製した。導電性を与えるために黒鉛粉末 (日本カーボン SP-1) を酸化物粉末に混合した。粉末粒子の大きさは黒鉛が $2.5\sim 5\mu$, 酸化物が $0.1\sim 7\mu$ で、粉末の混合はミキサーミルで 20 分、乳鉢で 40 分行った。

- (1) 粉末の混合
ミキサーミル 20 分,
乳鉢 40 分
- (2) 粉末をゴムチューブ
につめる
ゴムチューブ
内径 1.9 mm
外径 3.0 mm
- (3) 静水圧プレス
 4 t/cm^2
媒体: グリセリン

- (4) チューブの外周を洗
って乾燥する
- (5) チューブを切開して
試料棒を取り出す

- (6) 試料棒を電極に仕立
てる

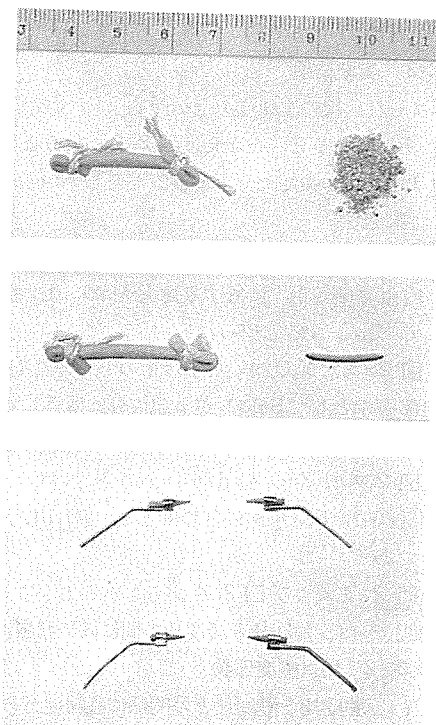


図 2.1 試料電極の作製
Preparation of the sample electrode.

次に試料粉末をゴムのチューブに入れて図 2.1 のようにゴムの両端を糸でしばる。用いたゴムチューブは内径 1.9 mm, 外径 3.0 mm のいわゆる虫ゴムで、粉末の所要量はわずか 90 mg である。これを静水圧プレスする。プレス媒体はグリセリンで、圧力は 4 t/cm^2 である。こうして直径 $1\sim 1.5\text{ mm}$ 、長さは 15 mm 程度の試料棒ができ、これを図 2.1 に示すような 1 対の電極に仕上げる。

このプレス法の場合、酸化物粉末の 9 wt % の黒鉛粉末を加えるだけで十分な強度の電極が得られることがわかった。 Al_2O_3 粉末の場合は 30 wt % の黒鉛粉末を加えないと、スパークを持続させるに十分な導電性が得られなかった。

2.2 装置

使用した装置は当所製で、高周波スパーク型イオン源を備えた Ma-

* 中央研究所(理博)・** 中央研究所

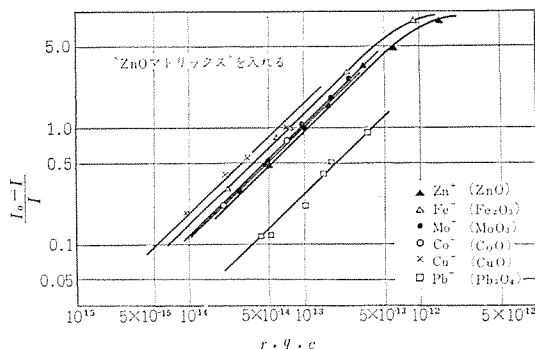


図 2.2 検量線 (「黒化度— $r \cdot q \cdot c$ 」形)
Calibration curve (Line density vs. $r \cdot q \cdot c$)

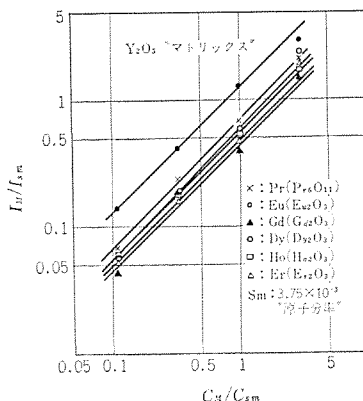


図 2.3 検量線 (Y_2O_3 マトリックス)
Calibration curve (Y_2O_3 matrix)

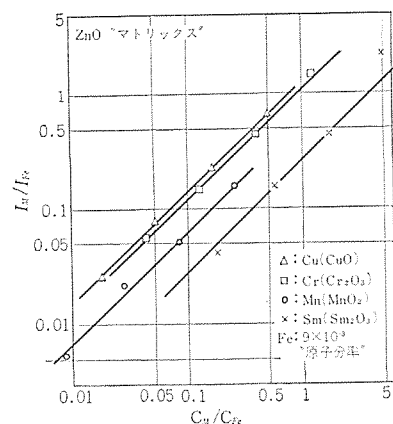


図 2.4 検量線 (ZnO マトリックス)
Calibration curve (ZnO matrix)

ttauch-Horzog 形の質量分析器である。エネルギー 選択器の半径は 150 mm であり、1 回の露出で $M \sim 16 M$ の質量範囲が撮影される。試料電極間に 20~30 kV、周波数 4 MHz、パルス幅 300 μs 、くり返し 60 pps の高周波を印加してスパークさせ、13.5 kV で加速した。イオンの検出には Ilbord Q 2 乾板を用いた。

2. 3 実験結果

スペクトル線の黒化度をマイクロフォトメータで測定して、 $r \cdot q \cdot c$ に対してプロットすると、たとえば図 2.2 のような検量線が得られる。これよりイオン強度比を求める。ただし r : 同位体存在率, q : 露出量, c : 濃度。

2. 3. 1 「イオン強度比—濃度比」形検量線

内部標準元素 I に対する元素 M のイオン強度比 $\frac{I_M}{I_I}$ を濃度比に対してプロットすると得られる。

図 2.3 は Y_2O_3 がマトリックスのときの希土類元素の検量線である。内部標準として Sm_2O_3 が金属成分に換算して 3.8×10^{-3} 原子分率加えられている。

図 2.4 は ZnO がマトリックスのときの Cr, Mn, Cu および Sm の検量線で、 Fe_2O_3 が内部標準として 9×10^{-3} 原子分率加えられたものである。

図 2.3 および図 2.4 からわかるように $10^{-4} \sim 10^{-2}$ 原子分率の範囲でイオン強度比と濃度比の間にほぼ直線性が得られている。

2. 3. 2 相対感度係数

イオン強度比と濃度比との関係に直線性があれば、相対感度係数をきめて分析に利用することができる。酸化物粉末の場合、これらの検量線の傾斜は対数座標では 45° になっているので、かなりよい近似で相対感度係数法が成立する。この傾向は水溶液の場合と同様である⁽⁵⁾。われわれは相対感度係数 RSC を次の式で定義する⁽⁶⁾。

$$RSC = \left(\frac{S}{A} \right)_A = \frac{r_B q_B c_B}{r_A q_A c_A} \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし

S : 感度

A : スペクトル面積

r_A : 不純物元素 A のある同位体の存在率

r_B : 内部標準元素 B のある同位体の存在率

q_A : 元素 A の同位体にある黒化度を与える露出量

表 2.1 相対感度係数 ($Fe=1.0$)
Relative sensitivity coefficients ($Fe=1.0$)

元 素	酸 化 物	マトリックス				
		Fe_2O_3	ZnO	Al_2O_3	Fe	Al
Be	BeO	9.3	7.3			
B	B_2O_3		7.5			
Mg	MgO	2.3		10		11
V	V_2O_5	1.1	1.1		1.5	
Cr	Cr_2O_3	1.1	1.2		1.5	1.5
Mn	MnO_2	0.86	0.65	0.78	3.2	1.7
Co	CoO		0.85		1.2	
	Co_3O_4		0.54			
Ni	NiO	0.92			0.85	0.66
Cu	CuO	3.7	1.5	1.1	1.9	0.85
	Cu_2O		1.6			
Zn	ZnO	4.0	1.1	2.7		3.2
Mo	MoO_3	1.0	0.83	0.23	0.51	
Ag	Ag_2O	2.7	0.59	1.2	2.6	
Sn	SnO	2.4	0.59	0.79	3.8	
Sm	Sm_2O_3	0.23	0.26			
Pb	PbO	0.92	0.52	0.95	1.9	
	Pb_3O_4		0.26	0.53		

q_B : 元素 B の同位体に 元素 A と同一の黒化度を与える露出量

c_A : 元素 A の濃度

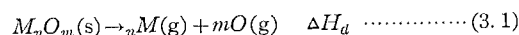
c_B : 元素 B の濃度

表 2.1 に得られた RSC を示す。内部標準元素には Fe を用いた。鉄合金とアルミニウム合金の標準試料で求めた RSC⁽⁶⁾ も合わせて記載した。

3. 考 察

こうして求めた相対感度係数は表 2.1 に見るごとく、マトリックスが酸化物か金属かによって異なる場合が多い。この差異は、スパークによって試料電極から金属原子が遊離する過程の差に由来すると考えられる。われわれは、金属の場合に式 (2.1) で定義する RSC と $(\phi \cdot \Delta H \cdot M)^{-1}$ の間に相関関係が認められることをすでに発表した⁽⁶⁾。ただし、 ϕ はイオン化ポテンシャル、 ΔH は昇華熱、 M はイオンの質量である。

酸化物の場合、RSC はイオン化ポテンシャルと 1 原子当たりの解離熱、 $\frac{\Delta H_d}{n}$ あるいは 1 原子当たりの黒鉛との反応熱 $\frac{\Delta H_r}{n}$ と相関があると考えられる。ここに ΔH_d , ΔH_r などは次式で与えられる。



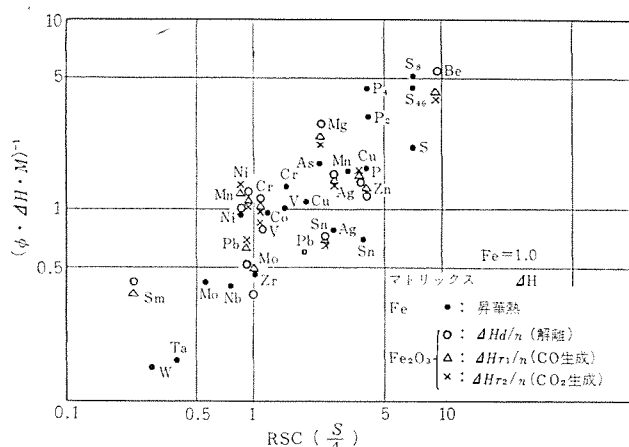


図 3.1 RSC と $(\phi \cdot \Delta H \cdot M)^{-1}$ との相関関係
Correlation between RSC and $(\phi \cdot \Delta H \cdot M)^{-1}$

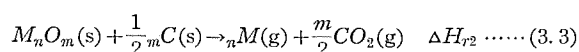
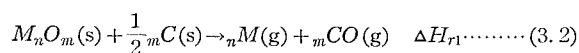


図 3.1 に、 ΔH を $\frac{\Delta H_d}{n}$, $\frac{\Delta H_{r1}}{n}$ および $\frac{\Delta H_{r2}}{n}$ としたときの $(\phi \cdot \Delta H \cdot M)^{-1}$ と、 Fe_2O_3 マトリックスの試料で得られた RSC との相関を示した。なお同図には、鉄合金の試料で得られた RSC も比較のため示したが、この場合の ΔH としては上述のように昇華熱をとっている。

このように、酸化物の RSC についても $(\phi \cdot \Delta H \cdot M)^{-1}$ との相関は認められるが、他方表 2.1 から酸化物の RSC はマトリックスにも依存しているように見受けられる。また ZnO マトリックスと Al_2O_3 マトリックスの場合の測定値の 2, 3 の例にみられるように、酸化物の RSC は化合物の形にも依存するようである。

化合物の相対感度係数と物理化学的定数との相関についてはいろいろな提案がなされている。たとえば小西によれば⁽⁴⁾、相対感度係数はイオン化ポテンシャルの 2 乗と、MO (M: 金属, O: 酸素) あたり

の結合エネルギーとの積と相関を示す。しかし当所の RSC をそのように計算し直したところ、あまりよい相関は示さなかった。このことは、小西も指摘しているように⁽⁷⁾、相対感度係数がスパーク条件その他の装置条件にかなり影響されることを示唆している。

4. む す び

(1) ここに報告した方法によれば、90 mg 以下の粉末試料をプレスして試料電極を作ることができる。また黒鉛粉末の添加量が少なくすむので、従来問題になっていた炭化物イオンによる妨害はほとんど認められなかった。

(2) イオン強度比—濃度比検量線は、酸化物試料の場合にもほぼ 45° の傾きを示す。したがって、試料と近似の標準試料 1 個の使用によっていわゆる相対感度係数法を用いて定量分析することができる。

(3) 相対感度係数 RSC は、金属の場合、イオン化ポテンシャル、昇華熱とイオンの質量の関数 $(\phi \cdot \Delta H \cdot M)^{-1}$ と相関を示すことは以前に発表した⁽⁶⁾。酸化物の場合、RSC は、上記関数の ΔH として 1 原子当たりの解離熱、あるいは 1 原子当たりの黒鉛との反応熱をとった場合にほぼ相関関係が認められた。(昭和 46-1-8 受付)

参 考 文 献

- (1) A. J. Ahearn: Mass Spectro Analysis of Solids, Elsevier Pub. Co., Amsterdam-London-New York (1966)
- (2) E. B. Owens: Advance in Mass Spectrometry, The Inst. Petroleum, London, 3, p. 197 (1966)
- (3) A. J. Socha and M. H. Leipold: J. Am. Chem. Soc., 48, 463 (1965)
- (4) 小西: 質量分析, 18, No. 1, 878 (昭 45)
- (5) 甲斐, 三木, 渡部: 三菱電機技報, 40, No. 8, 1320 (昭 41)
- (6) 甲斐, 三木: 質量分析, 12, No. 26, 81 (昭 39)
- (7) 小西: 質量分析, 16, No. 42, 251 (昭 43)

MELDAS-3340 パイプベンダ用数値制御装置

山崎 宣典*・青木 正夫*・杉田 一男*

Numerical Control Apparatus for Pipe Benders, MELDAS-3340

Nagoya Works Nobuyoshi YAMAZAKI・Masao AOKI・Kazuo SUGITA

Remarkable is the recent development of numerically controlled machine tools. A pipe bender is the one with the numerical control apparatus, and it has now come into practical operation. MELDAS-3340 is a numerical control apparatus for exclusive use with the pipe bender worked out under the circumstances. It is provided with specially devised hardwares to fulfil its purpose; that is, it comprises various kinds of automatic correctors, operation circuits and a canned circuit for the bending operation.

Through the variety of automatic correctors the programming has become so simple that it can be made by anybody with ease.

The article describes the construction of the apparatus, the specification, the method of correction, the operating circuits and the programming.

1. ま え が き

最近ますます数値制御工作機械が普及し、省力化に役立っているが、そのほとんどは切削や穴あけなどの機械加工が主である。従来、パイプの曲げ加工に関しては完全に自動化されたものはなく、せいぜい曲げ角度をいくつかプリセットして半自動で曲げ加工を行っていた。

近年の人手不足と生産性向上のため、ようやくパイプの曲げ加工にも数値制御を導入して、省力化と均一な製品の加工が要求されるようになった。パイプ曲げ加工用の機械、いわゆるパイプベンダの数値制御化は国内においては最近になって行なわれ、数社が発表している。当社でも、パイプベンダ用数値制御装置 MELDAS-3340 を開発し、先年開催された国際見本市と第5回日本国際工作機械見本市に出品した。

以下、本装置の構成・仕様などの概要を説明する。

2. 概 要

MELDAS-3340 はパイプベンダ専用開発されたものであり、特有のハードウェアをもっている。これは曲げ動作をキャンドサイクルにしたもので、これによりプログラムが容易になっている。すなわち、曲げ動作は固定したシーケンスであり、このシーケンスを曲げシーケンサを使ってひとつの曲げ指令により行なわせるようにした。また、パイプベンダ特有のもので、パイプ抜きストロークといわれるものがあり、これも曲げ動作に含まれ、ダイヤル設定によりストローク量を指令し、かつ、次の送り動作時にストローク量を補正するパイプ抜きストローク補正を有している。

一般にパイプを曲げると、パイプは材料の弾性により少し曲げ戻る。これをスプリングバックと称するが、このスプリングバック量をあらかじめダイヤルに設定しておき、指令された曲げ角度と演算して実際の曲げ角度を決めている。これをスプリングバック補正といい、補正には曲げ角度に比例する比例値補正と、一定の角度を加算する絶対値補正があり、スプリングバック量を見込んだ正確な曲げ角度を決めることができる。

本装置の運転モードとしてテープによる全自動およびブロック運転、ダイヤル運転、押しボタンによる手動運転があり、特に標準仕様とし

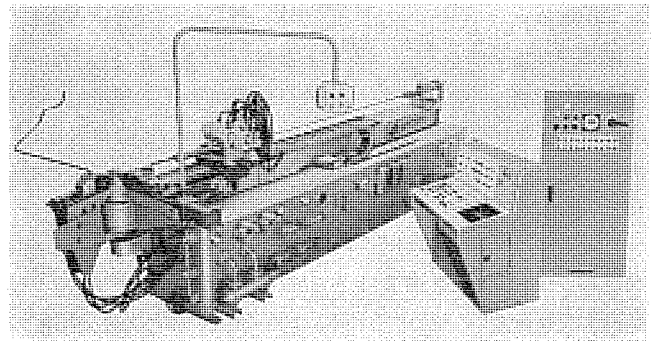


図 2.1 数値制御パイプベンダ
Numerically controlled pipe bender.

てダイヤル運転を入れてある。これはパイプ曲げ加工においてはためし曲げがあるからである。

プログラムはうえに説明したように、各種の補正値はテープで与える必要がなくダイヤル設定により自動的に行なわれ、だれにでもできるように簡素化されている。

本装置のN/Cロジック部は全IC化しプリント基板となっているため、信頼性が向上し、保守点検も容易である。

図 2.1 にパイプベンダ機械本体と制御装置一式の写真を示す。

3. 構 成

本装置は操作盤・制御箱・ペンダント操作盤から構成されるが、操作盤と制御箱はユーザからの要求があればひとつにまとめることも可能である。

3.1 操作盤

図 3.1 が操作盤の写真で、N/C 本体が格納され、次のようなものから構成されている。

- (1) ロジック部プリント基板
- (2) テープリーダー
- (3) 表示器

指令値

現在値

スプリングバック量

シーケンス番号



図 3.1 操作盤
Control console.

位置決め誤差

警 報

運転モード

(4) 手動データ入力ダイヤル

指令値

スプリングバック 比例値

スプリングバック 絶対値

パイプ抜きストローク量

送り軸バックラッシュ量

回転軸バックラッシュ量

(5) 手動操作用押しボタン

(6) 直流電源

構造は図 3.1 でわかるようにデスク形で、前面の見やすい場所に各表示器を設け、手前の操作しやすい場所に各ダイヤルと手動操作用押しボタンを設けてある。

テープリーダーは右端にあり、ふたを上げてテープを簡単に装着できるようにしてある。

ロジック部のプリント基板は下部のとびらを開けることにより、チェックや取換えができる。

3.2 制御箱

図 3.2 が制御箱の写真で、パイプンダ本体のソレノイド駆動リレーおよびリミットスイッチ用リレー、ノーヒューズブレーカなどが格納されている。

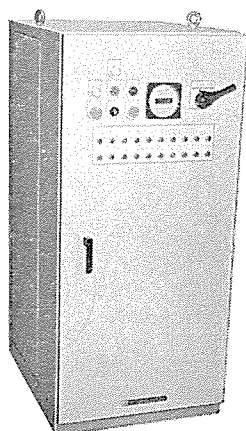


図 3.2 制御箱
Control box.

前面には起動停止関係の押しボタンとともに、リミットスイッチの ON-OFF 状態を示すためのランプが設けてある。これは機械の動作状態を知るとともに、故障発見や保守を容易にするために設けたものである。

機械本体・制御箱・操作盤間の各接続はケーブルで行なう。

3.3 ペンダント操作盤

ペンダント操作盤は機械本体に取付けて使用するもので、N/C の起動、停止および非常時の停止押しボタンを設けてある。

4. 仕 様

(1) 入力指令	8 単位紙テープ EIA 標準コード ワードアドレス
(2) 制御軸数	3 軸同時 1 軸 送り Y 回転 B 曲げ C
(3) 座標方式	Y, B 相対座標 C 絶対座標
(4) テープリーダー	メカニカル式 読取速度 25 文字/秒 リールなし
(5) 最小指令単位	Y 0.1 mm B 0.1° C 0.1°
(6) 最大指令値	Y ±9999.9 mm B ±399.9° C 199.9°
(7) 位置決め速度	油圧回路による
(8) 位置決め精度	±0.2 mm または ±0.2°
(9) 位置検出器	発光ダイオード式パルス発信機 Y, B 100 P/R C 600 P/R
(10) 制御方式	パルス発信機検出による閉ループ ON-OFF 制御
(11) 駆動方式	各軸とも油圧駆動 2 速度切換両方向停止
(12) ダイヤル入力	各軸切換 1 チャンネル 位置決め指令(5), (6)項による
(13) 運転モード	テープ運転 全自動 ブロック ダイヤル運転 手動運転
(14) 補 正	パイプ抜きストローク補正 0~99.9 mm スプリングバック補正 比例値 0~9.9 % 絶対値 0~9.9° バックラッシュ補正 Y 軸 0~1.9 mm B 軸 0~1.9°

- | | |
|-------------|---|
| (15) おもな表示 | 指令値 } 10 進 5 けた
実行値 } 制御軸, 方向も表示
スプリングバック 補正值
10 進 3 けた
シーケンス 番号
10 進 2 けた
誤差 各軸とも
10 進 2 けた |
| (16) 演算回路構成 | IC を主体とする プリント 基板 |
| (17) 電 源 | 220 V \pm 10 % 50/60 Hz 3 ϕ |
| (18) 使用周囲温度 | 0 \sim +45 $^{\circ}$ C |

5. 動 作

5.1 ブロックダイアグラム

N/C 部のブロックダイアグラムを図 5.1 に示す。

5.2 N/C の基本動作

テープリーダーまたは指令値ダイヤルから読み込んだ指令は、入力制御回路で位置指令や補助機能などに振り分けられ、各レジスタに記憶する。ついで、指令値の読み取り終了後補正值ダイヤルを読み取り、その数値を各補正值レジスタに記憶する。

指令値と補正值の読み取り終了後、必要な補正を行なう。補正は指令値レジスタの指令値とそのときに必要な補正值レジスタの補正值を演算回路のレジスタに転送して演算を行ない、その結果をプリセットできる減算カウンタに転送する。演算については 5.4 節を参照されたい。

減算カウンタに演算結果をプリセットし、機械が位置決め動作を開始するとパルス発信機から帰還パルスがゲートを通してフィードバックされ、減算カウンタの内容を減算する。フィードバックパルスの 1 パルスは最小指令単位となっている。

減算カウンタの内容は残数判別回路で判別され、あらかじめプリセットされていた減速点に達すると減速指令を出す。また同様に、惰

行点に達すると駆動リレーを OFF し位置決めを停止させる。このとき、惰行点から送り機構が惰行して目標点で停止するように惰行点を決めてプリセットしてあるが、目標点からずれるとその方向とずれの量、すなわち誤差を誤差レジスタに記憶し、表示を行なう。

曲げ指令の場合は、スプリングバック補正を行なうとともに曲げシーケンスを動作させ、順次曲げのシーケンスを実行する。シーケンスの内容については 6.1.3 項を参照されたい。

各表示は図 5.1 のようにそれぞれのレジスタから出力を取り出し行なう。実行値表示は減算カウンタの内容表示で、位置決めとともに減少し、位置決め完了で 0 となる。指令値とスプリングバック補正值の表示は位置決め完了で消し、誤差表示は次の指令値を読み取ると消す。シーケンス番号表示は次に新しい番号が指令されたときに入れ替わる。

5.3 補 正

5.3.1 スプリングバック補正

スプリングバック補正は C 軸指令、すなわち曲げ角度に対して行なう。この補正には比例値補正と絶対値補正があり、補正值はあらかじめダイヤルに設定しておく。

指令値を C_i° 、比例値を $\alpha\%$ 、絶対値を β° とすると、実際の曲げ角度が $C_i + \alpha C_i + \beta^{\circ}$ となるように演算を行なう。このうち、 $\alpha C_i + \beta^{\circ}$ をスプリングバック補正量と称し、この値を表示する。

一般に、曲げ角度が大きいほどスプリングバック量も大きいと考えられるので、比例値補正を行えば曲げ角度に比例した補正ができ、好都合である。これに絶対値補正を行なうことにより幅広い補正が可能となり、正確な曲げ加工ができることになる。

5.3.2 バックラッシュ補正

この補正は Y、B 軸について行ない、C 軸にはない。つまり、C 軸は絶対座標で、曲げ完了で必ず原点に復帰するので補正は不用である。

バックラッシュ補正は機械の送り機構のバックラッシュを補正するもので、前回の移動方向と指令された移動方向が異なる場合に補正を行なう。具体的には、バックラッシュ量を計測してその量をあらかじめダイヤルに設定しておき、補正が必要になった場合に、指令値と補正值を加算して実際の位置決め量を決める。

5.3.3 パイプ抜きストローク補正

パイプ抜きとはパイプベンダ特有のもので、図 5.2 により説明する。パイプの曲げ中および曲げ終了時は図 5.2 (a) のようになっている。金型はパイプの曲げ半径を決めるための型で、クランプでパイプを金型に押しつけ、金型とクランプが同一中心で必要な角度だけ回転して曲げ加工を行なう。

曲げを終了すると曲げ戻りの動作を行なうが、この前にクランプを

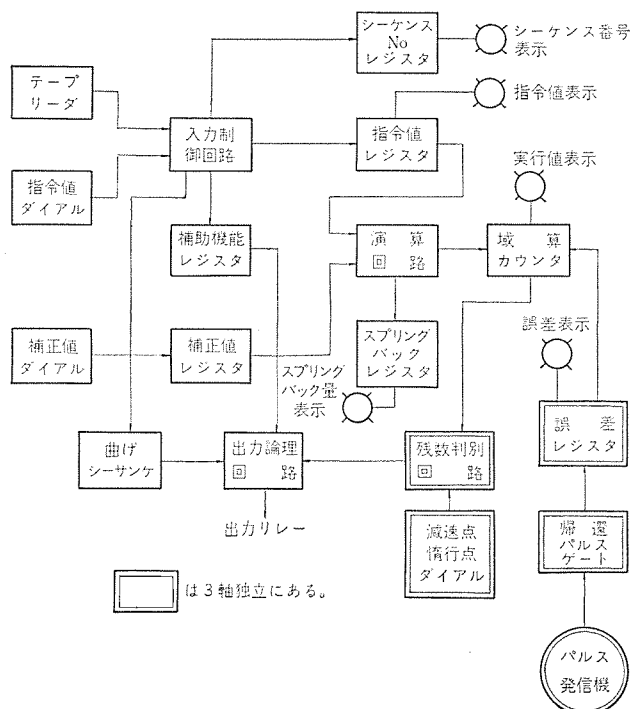


図 5.1 ブロックダイアグラム
Block diagram.

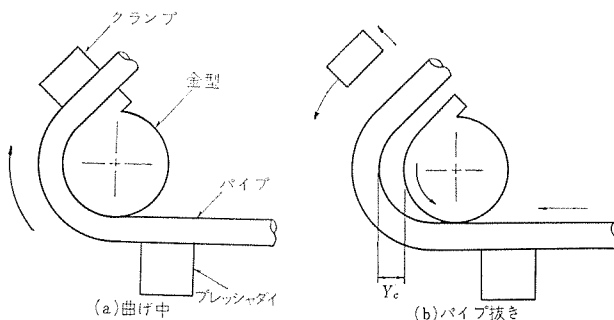


図 5.2 パイプ抜きストローク
Pipe feed stroke.

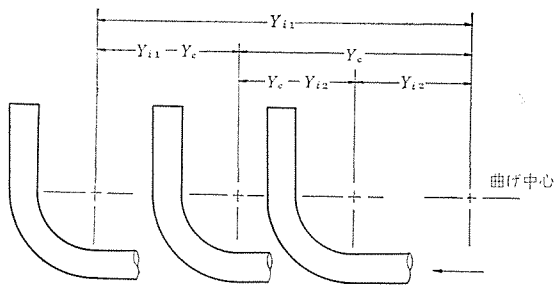


図 5.3 パイプ抜きストローク補正
Pipe feed stroke compensation.

後退させ、パイプを少し前進させてパイプ抜きを行なう。これは金型に固く入り込んだパイプを抜き、金型が戻ってもパイプに当たらないようにするためである。図 5.2 からわかるように、クランプと対向する金型の部分はその半径より大きく、パイプ抜きを行わずに曲げ戻りを行なうと金型がパイプに当たり、パイプを変形させ、曲げ戻りができない。よってパイプ抜き動作が必要になる。

パイプ抜きは図 5.2 (b) のようにクランプを後退させたあとに、パイプを Y_c だけ前進させて行なう。この前進させた量 Y_c をパイプ抜きストローク量と称し、本装置ではこの量をダイヤルに設定しておくことにより自動的にパイプ抜き動作を行なわせ、テープで指令しなくてもよく、これによりプログラムが簡単になる。

以上のようにパイプ抜きを行なうと、次の送りのときにこのストローク量 Y_c を補正する必要がある、これをパイプ抜きストローク補正という。すなわち、図 5.3 のように次の送り指令 Y_{i1} は曲げ中心からの移動量で与えられ、 Y_c は考慮されていない。また、これによりプログラムが簡単になる。

この補正は、指令値 Y_i とストローク量 Y_c とで演算を行なって実際の移動量を決めるもので、図 5.3 により説明する。指令値 Y_{i1} のように $Y_{i1} > Y_c$ の場合は $Y_{i1} - Y_c$ が、また、 Y_{i2} のように $Y_{i2} < Y_c$ の場合には $Y_c - Y_{i2}$ が実際の移動量となる。 $Y_i = Y_c$ の場合は $Y_i - Y_c = 0$ となり移動はしない。

なお、 $Y_i < Y_c$ の場合にはパイプが後退し、前回のパイプ抜きが前進であるのでバックラッシュ補正も行なわれ、バックラッシュ量を Y_B とすると、実際の移動量は $Y_c - Y_i + Y_B$ となる。

以上のような演算を行なうのがパイプ抜きストローク補正である。

5.4 演算の方法

本装置では前項のような補正を行なうために演算回路を設けてあり、そのブロックダイアグラムを図 5.4 に示す。

この演算回路では下記のような加算・減算・乗算を行なうことができる。

a, スプリングバック補正

$$C_i + \alpha C_i + \beta$$

b, バックラッシュ補正

$$\begin{aligned} Y_i + Y_B \\ (Y_i - Y_c) + Y_B \\ (Y_c - Y_i) + Y_B \\ B_i + B_B \end{aligned}$$

c, パイプ抜きストローク補正

$$\begin{aligned} Y_i - Y_c \\ Y_c - Y_i \end{aligned}$$

読み込まれた指令値と補正値は各レジスタに記憶され、そのときの補正に必要なデータを A, B レジスタに転送し、演算を行なう。演算

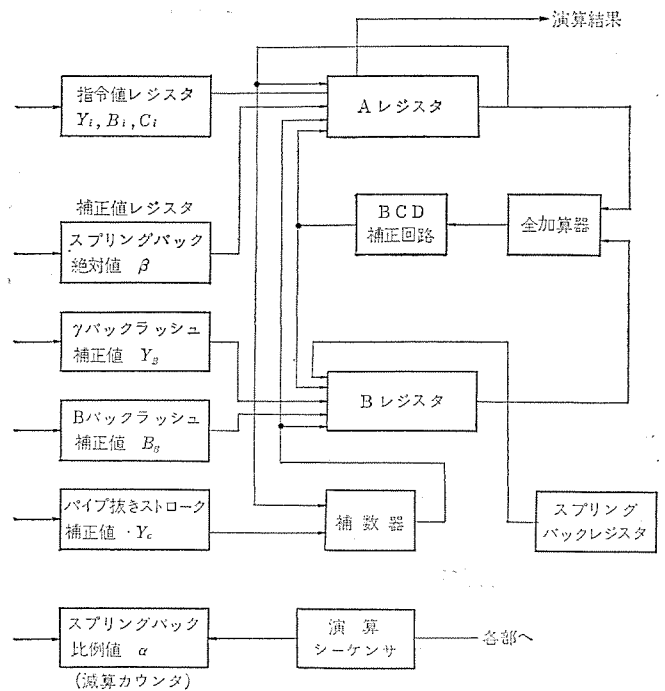


図 5.4 演算回路のブロックダイアグラム
Block diagram of operation circuit.

は BCD (2 進 10 進) 直列で行ない、そのために加算器の次に BCD の冗長コードを補正する回路がついている。演算結果は一度 A レジスタに記憶し、上位けたから減算カウンタに転送し、プリセットする。

5.4.1 パイプ抜きストローク補正の演算

この補正の場合、まず指令値 Y_i を A レジスタに、また、補正値 Y_c を補数器を通して B レジスタに転送する。 Y_c を補数器に通す理由は、減算を加算器で行なわせるためで、補数器は補正値が BCD であるため 10 の補数器となっている。すなわち、 Y_i が Y_c より大きい小さいにかかわらず、演算は $Y_i - Y_c$ を行なわせ、答の正負により後で演算結果の処理をする。

演算は A, B レジスタに転送完了で開始する。A, B レジスタの内容を加算器で加算し、BCD の補正を行なって A レジスタに演算結果を入れる。このとき、 $Y_i > Y_c$ ならば $Y_i - Y_c > 0$ となり、演算結果はそのままよい。しかし、 $Y_i < Y_c$ のときは $Y_i - Y_c < 0$ となり、A レジスタの演算結果は補数となる。この補数になったことを判定して演算結果を補数器を通し、もう一度 A レジスタに戻して正しい数に変換する。

なお、 $Y_i - Y_c < 0$ のときは 5.3.3 項で説明したようにパイプが後退することになり、指令方向と逆方向となる。よって、軸の方向レジスタを入れ換える。また、バックラッシュ補正も行なわせる。

5.4.2 バックラッシュ補正の演算

この補正も前項とほぼ同じで、指令値を A レジスタに、補正値を B レジスタに転送し、加算を行なって演算結果を A レジスタに入れる。Y 軸の場合、パイプ抜きストローク補正とバックラッシュ補正の両方があるときは、先に前者から補正を行ない、つぎにこの補正を行なう。

5.4.3 スプリングバック補正の演算

この補正は $C_i + \alpha C_i + \beta$ の演算を行なうが、まず、 αC_i の演算から行なう。 αC_i の乗算は加算の繰返しで行なう。

まず、 α をプリセットできる減算カウンタに入れ、同時に C_i を A レジスタに転送する。演算開始で C_i を加算器を通して B レジスタに転

送する。このとき、Aレジスタをリング状にし、 C_i が転送により消去されないようにしておく。この結果、Bレジスタには $\alpha \times 1$ が入ったことになり、 α の減算カウンタから1を減算する。

つぎにA、Bレジスタを加算しその結果をBレジスタに入れ、同時に α の減算カウンタから1を減算する($\alpha-2$)。このときのBレジスタには $C_i + C_i = 2C_i$ が入っている。以下順に α の減算カウンタが0になるまで加算を繰返し行なえば、Bレジスタには $\alpha \times C_i$ の演算結果が得られる。

以上のようにして αC_i の乗算を加算の繰返しで行ない、演算終了で αC_i のけた合わせを行なう。つまり、 α は%で与えられるため、演算結果に最小指令単位以下の数値が算出されるので、不要なけたを切捨てる。実際には、Bレジスタをシフトさせることにより切捨てるを行なう。

αC_i のけた合わせ完了で $\alpha C_i + B$ の演算を行なう。 αC_i がBレジスタに入っているの、 B をAレジスタに転送し、 $\alpha C_i + B$ の演算を行なってその結果を再びBレジスタに入れる。この演算結果がスプリングバック補正量で、先に述べたように表示を行なうためスプリングバックレジスタに転送する。なおこのとき、Bレジスタはリング状にし、転送により消去されないようにする。

転送完了で $C_i + (\alpha C_i + B)$ の演算を行なう。 $(\alpha C_i + B)$ がBレジスタに入っているの、 C_i をAレジスタに転送し、上の演算を行なってその結果をAレジスタに入れ、ついで減算カウンタに転送する。

5.5 位置決め動作

本装置は制御方式がON-OFF制御のため、速度線図は図5.5のようになる。

位置決め動作可の信号により起動して位置決めを開始し、あらかじめ設定された減速点に達すると低速になる。この減速点はダイヤル設定でき、0.1単位で最大999.9まで設定可能である。

ついで、惰行点に達すると駆動リレーをOFFし、送り機構が惰行して目標点で停止する。この惰行点はあらかじめ惰行量を見込んでダイヤルに設定しておく。惰行点は0.1単位で最大3.2までである。

なおこのとき、惰行量のばらつきなどによって目標点で停止しないことがある。このときの目標点からの距離と方向を誤差レジスタに記憶し、表示を行なう。

高速と低速の速度は油圧回路のバルブの調整により決定する。そのため速度を変更すると、必ず減速点または惰行点のダイヤル設定も調整する必要がある。パイプベンダにおいては、通常の工作機械ほどの位置決め精度は要求されないため、このような制御方式を採用した。

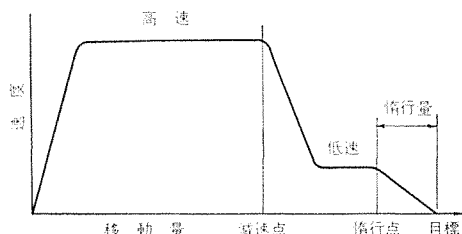


図 5.5 速度線図
Velocity diagram.

6. プログラミング

6.1 座標語

MELDAS-3340の座標は図6.1のように3種となっている。使用コードはEIA標準コードで、指令値は最小指令単位で与えられ、

最大指令値の範囲内である。

6.1.1 送り $Y \pm dddd.d$

送りはYで指令され、±とそれにつづく5けたの数値で送り量を指令する。

方向指令は+がパイプ後退、-は前進である。なお、+はテーパーのせん孔の際には省略してもかまわない。Y軸指令には後述のM20が同一ブロックに指令されることもあり、これは前述のパイプ抜きストローク補正をキャンセルする場合に与える。

6.1.2 回転 $B \pm ddd.d$

回転はBで指令され、±と4けたの数値で回転方向と角度が与えられる。回転方向は、プラスがパイプ先端より見て時計方向回転で、マイナスが反時計方向回転となっている。

B軸の方向指令は、曲がったパイプの形状によって制限され、プログラミングに際しては十分注意が必要である。これは回転方向によってはパイプの曲がった部分が機械本体や床面に当たったりするからである。

6.1.3 曲げ $C ddd.d$

曲げはCで指令され、それにつづく4けたの数値で曲げ角度を与える。C軸は絶対座標で一方向曲げのため、±の方向指令は与えなくてもよい。

C軸指令は曲げ角度の指令とともに曲げシーケンス動作も指令している。曲げ動作のために必要な各機構部の動作とその順序は固定したものであり、本装置ではこれらの一連のシーケンスをキャンドサイクルとし、プログラミングを容易にしている。

キャンドサイクルは次のような順となっている。

- (1) クランプ および プレッシュダイ 前進
- (2) チャック 開および心金前進
- (3) 曲げ (曲げ角度位置決め)
- (4) チャック 閉および心金後退
- (5) プレッシュダイ 後退
- (6) クランプ 後退
- (7) パイプ抜き ストローク (パイプ 前進)
- (8) 曲げ戻り
- (9) 心金前進

以上のような9動作を曲げシーケンスで制御しており、関連のあるものはできるだけ同時作動させて、サイクルタイムを短くしている。

6.2 補助語 Mdd

補助語はMと10進2けたの数値で与えられ、機械各機構部の単独動作とN/Cの内部制御に使用している。

補助語はつぎのように決まっている。

- (1) プログラム 停止 M0

プログラムの一時的な停止のときに与え、つぎに再起動されるまでN/Cは待機状態となる。

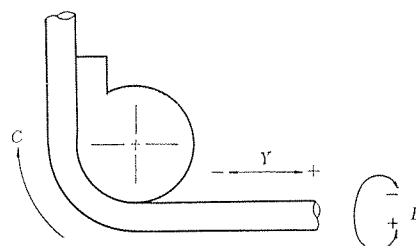


図 6.1 パイプベンダの座標系
Axis of pipe bender.

(2) プログラム 終了 M2

パイプの全加工終了を示す指令で、プログラム 終了 ランプを点灯する。

(3) チャック 前進端復帰 M4

チャック 台を前進端に復帰させる指令で、パイプ 搬入時 (ローディング) や加工を終了したパイプをベンダからはずす (アンローディング) ときに与える。

(4) クランプ 前進 M8

クランプ 後退 M10

クランプの前進、後退を指令する。

(5) チャック 開 M40

チャック 閉 M80

パイプをつかんでいるチャックの開閉を指令する。

(6) パイプ 抜き ストローク 補正 キャンセル M20

Y 軸指令と同一ブロックで与え、パイプ 抜き ストローク 補正が不用な場合に指令する。すなわち、前回に曲げを行っていないときのパイプの前進、後退や、パイプ 抜き ストローク 補正を行なった指令値をテープで指令する場合に M20 を与える。

たとえば図 5.3 において、 Y_{41} に位置決めする場合、通常は $Y-(Y_{41})CR$ と与えるが、 $Y_{41}-Y_0$ を計算して $Y-(Y_{41}-Y_0)M20CR$ と与えても同じである。また、 Y_{42} の場合は、 $Y+(Y_0-Y_{42})M20CR$ としてもよい。

6.3 シーケンス番号 Ndd

シーケンス番号は文字 N と 10 進 2 けたの数値で与え、表示のみを行なう。本装置ではこの番号によるテープサーチは行っていないが、つけることも可能である。

シーケンス番号だけを一つの独立したブロックとすることはできず、必ず他の座標語または補助語とともに与える必要がある。

6.4 プログラム例

MELDAS-3340 によるパイプ 曲げ加工のプログラム例を図 6.2 により説明する。

手動押しボタンによりチャックを適当な位置に出し、チャックを開いてパイプを金型の端面まで入れたものとする。

(1) 最初のブロックにシーケンス番号、たとえば N12 とクランプ 前進 M8 を指令する。

N12 M8 CR

クランプ 前進はローディングされたパイプを固定し、後述のチャック 後退によりパイプが移動するのを防ぐためである。

(2) チャックの前進端復帰 M4 を指令する。

M4 CR

これはつぎのチャック 後退の移動量が前進端からの距離で与えられるため、チャックを前進端に復帰させる必要があるからで、ローディングのときにすでに前進端にあれば不用となる。

(3) つぎにチャックの後退を指令するが、移動量はつぎのように計算する。

チャックの後退移動量は図 6.2 の送り量の和、すなわち $Y_1 \sim Y_3$ を加算したものになるが、図 6.3 のようにチャック 前進端がパイプ先端より 250 mm の距離があるとすると、この距離を減算する。よって、図 6.2 のチャック 後退量 Y_0 は、

$$\begin{aligned} Y_0 &= Y_1 + Y_2 + Y_3 - 250 \\ &= 400 + 200 + 600 - 250 = 950 \text{ mm} \end{aligned}$$

となる。図 6.2 の Y_4 がパイプの曲り部分の長さの和より大きい場合は、 Y_0 は安全をみて少し大きくしておく。これは、 Y_0 を計算ど

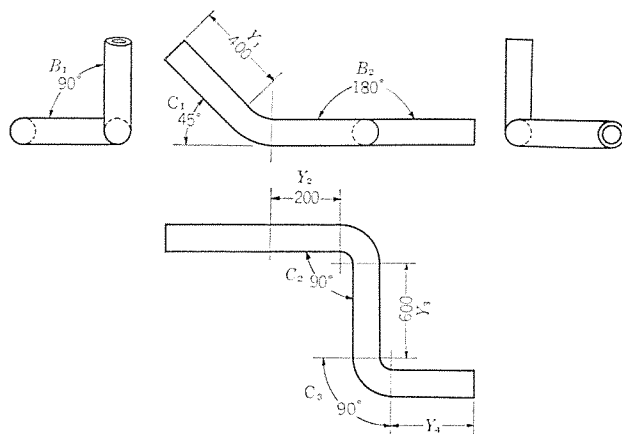


図 6.2 パイプ 曲げ加工例
Example of pipe bending.

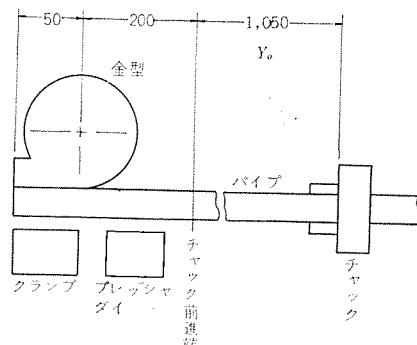


図 6.3 パイプローディング (端面合わせ)
Pipe loading.

おりに与えると誤差によりチャックの移動量が大きくなって、前進端を通りすぎることを防ぐためである。

よって、たとえば 100 mm の余裕をとって Y_0 を 1,050 mm とすると、このブロックは下ようになる。

Y10500 M20 CR

ここで M20 を指令しているのは、まだ一度も曲げによるパイプ 抜き ストロークを行っていない、補正をする必要がないからである。

なお、移動量を直線部分の和としたのは、曲げ加工中チャックを開くからで、これにより曲がり部分の長さは自動的に曲げ半径と角度によって決まり、テープ指令とは無関係になるからである。

(5) 第 1 の曲げ点への位置決めを行なうが、このときの移動量はつぎのようになる。

図 6.2 より Y_1 はパイプ先端より 400 mm であるが、図 6.3 よりわかるようにローディング時にパイプ先端は曲げ中心よりすでに 50 mm 出ている。よってこのときの移動量は $400 - 50 = 350$ mm となる。また、方向はパイプ 前進のためマイナスとなり、前回にパイプ 抜き ストロークを行っていないので、M20 を与える。

Y-3500 M20 CR

(6) 最初の曲げ角度 C_1 を指令する。

C450 CR

このときの実際の曲げ角度は、スプリングバック 補正を行なったものとなる。

(7) 第 2 の曲げ点までパイプを前進させるため、 Y_2 を指令する。このときは前の指令で曲げによるパイプ 抜き ストロークを行っているので、パイプ 抜き ストローク 補正の必要があり、M20 を指令しない。

Y-2000 CR

(8) つぎに、図 6.2 よりわかるようにパイプを B_1 だけ時計方

向に回転する。

B 900 CR

(9) 第2の曲げ角度 C_2 を指令する。

C 900 CR

(10) 第3の曲げ点までパイプを前進させるため、 Y_3 を指令する。

Y-6000 CR

(11) 図 6.2 よりパイプを B_2 だけ回転させる。この場合、 180° であるので回転方向はどちらでもかまわない。たとえば反時計方向回転とすると、マイナスとなる。

(12) 第3の曲げ角度 C_3 を指令する。

C 900 CR

(13) 以上で曲げ加工を終了したので、パイプをベンダからはずす(アンローディング)ため、チャックを前進端まで出す。

M 4 CR

(14) パイプをはずすため、チャック開を指令する。

M 40 CR

(15) 全作業終了のためプログラム終了を指令する。

M 2 CR

以上のプログラム例をまとめて表 6.1 に示す。この表からわかるように、MELDAS-3340 によるパイプ曲げ加工のプログラムは簡単で、だれにでも組めるようになっている。これは各種の自動補正と曲げ動作のキャンドサイクルによって実現されたものである。

7. む す び

以上、パイプベンダ専用数値制御装置 MELDAS-3340 について述べたが、さらに改良すべき面もあり、ユーザ・機械メーカー・電気メーカー

表 6.1 プログラム例
Example of program.

N	Y	B	C	M	CR	動 作
N-12				M-8	CR	クランプ前進
				M-4	CR	チャック前進端復帰
	Y-10500			M-20	CR	チャック後退
				M-80	CR	チャック閉
	Y-3500			M-20	CR	チャック前進
			C-450		CR	曲 げ
	Y-2000				CR	チャック前進
		B-900			CR	回 転
			C-900		CR	曲 げ
	Y-6000				CR	チャック前進
		B-1800			CR	回 転
			C-900		CR	曲 げ
				M-4	CR	チャック前進端復帰
				M-40	CR	チャック開
				M-2	CR	プログラム終了

においてソフトウェア、ハードウェアともに検討の余地がある。すでに解明した問題点については2号機で改良を行ない、より良いものになっている。

パイプ曲げ加工は広範囲な業種において行なわれているので、省力化・生産性向上・均一な製品の加工のために数値制御パイプベンダの今後の発展が望まれる。

終わりに、開発にあたり種々のご協力をいただいた(株)山本水圧工業所ならびに三菱重工業(株)の関係各位に深く謝意を表したい。

訂 正 と お わ び

Vol. 45 No. 3 に掲載の論文「粉体塗装による絶縁」に誤記がありましたので訂正いたします。

(1) 図 2.1 の説明 (a) 流動浸漬法の中で半分体とあるは粉体の誤りであります。

(2) 本文中浸漬を浸し(漬)としましたが、これは「ひたし」と誤読されるおそれがありますので浸しとあるものは全部浸漬と訂正いたします。

MICAM システム導入による計測の合理化・省力化

武田 克巳*・山根 満徳*・渡辺 京治*・佐藤 征男*

Rationalization and Labor Elimination on Measurement by Introduction of MICAM System

Fukuyama Works Katsumi TAKETA・Mitsunori YAMANE・Kyoji WATANABE・Yukuo SATO

Surveillance on switchboards and inspection of meters for receiving and supplying are indispensable routine work, but they have been depending on human labor for years. To catch up with the ever advancing trend of the world, the work in the measurement must be rationalized by eliminating the labor. For the solution of the problem Mitsubishi has developed MICAM system, with which the watching and reading of measuring instruments can be made epochally effective.

The article explains this new system to give guidance to those who want to rationalize the work and to eliminate the labor in the instrumentation.

1. ま え が き

電力系統における、電圧・電流・電力・電力量・周波数・力率および電力設備に付随する温度・圧力などの指示値の計測、これにともなう日報の作成は重要な日常業務であるが、これらは、ほとんど人手に頼っているのが現状である。一方、電気・ガス・水道などの需給計器による毎月の使用量の計測は、料金調定のための重要な業務であるが、これもほとんど人手に頼っているのが現状である。これら業務の内容をみて、共通に言えることは

- (1) 単調な業務であり、最近の技術革新の時代には人間性として好まれない業務であるから、人手不足となる。
- (2) 各測定点の計測に時間的なずれが生じ、計測上不合理な事項がでてくる。
- (3) 計器の取付場所が限定される。
- (4) 人手による読みとりは、読み取り間違い、記入間違いを生じ、これによるトラブルがでてくる。
- (5) 業務の機械化と結びついていないため、不測の事態発生時に処置のとりおくれ、計測の混乱が生じる。

があげられる。

上記問題を解決するためにつくり出されたのが MICAM システムで、これは MITSUBISHI CENTRALIZED AUTOMATIC ME-TERING システムの略称である。以下この内容につき実施例・効果を含め述べる。

2. MICAM システムの必要性

まえがきで必要性の概要については述べてあるが、具体的な問題としていかに必要につき項目としてあげれば、次のものがある。

2.1 人手不足の解消

配電盤等の計器の監視、これにともなう記入は常に行なわれるものでなく、一般には一定時間ごとに行なわれる。この計測時以外の時間は手待ち時間となり、むだな人手を使っていることになる。この業務に要する人員を他の必要部分にまわすことにより、現在いわれている人手不足が解決できる。

2.2 人間性の尊重

技術革新の現代の世情においては、人間の思想も変わりつつあり、

従来と異なり人間は生きがいのある仕事がしたいという欲望に燃えるようになってきている。この世に誰でもできる、しかも単調で何ら変化のない毎日を送る監視業務・検針業務を行なうことは苦痛ともなりかねないので、人間性を尊重する点からも業務を機械化する必要がある。一方このような世になれば監視・検針業務は給料をより多く出しても行なう者が少なくなり、人手不足ともなりうる。

2.3 計測値の同時測定が可能

各計測点の値はお互いに関連がある場合が多い。しかるに、各計測点の読みを同時に読みとることは多数の人手を要し、実際問題としては不可能である。関連ある各点の計測値を同時に読みとり記録し、このデータを分析して新しい管理および制御を行なうことは、合理的な計測ということで必要である。

2.4 公正な取引が可能

一つの計測点から多数の計測点に分かれて、おのおの計測する場合、各計測点の読みが時間的にずれると合計が合わなくなりトラブルを生ずる。特にこれが需給計器となった場合には料金調定となるため問題が大きく、公正な取引を行なう必要からも同時計測を行なわねばならない。

2.5 計器取付場所の自由化

人手により計器を読みとることは、その計器を最も読みやすい場所に設置することが条件となるが、このことは計器取付のために、人がいつでも自由に危険なく近づけるよい環境条件と計器取付の面積を必要とする。これは配電盤等にとってはより大きい据付面積を、また需給計器にとっては取付面積はもとより美観をも考えた設備としなければならぬので、最近のように床面積当たりの単価の高いビル等においては経済的負担となる。以上のことより計器は自由な場所、たとえば天井裏、配電盤の裏等に取付けられることが必要である。

2.6 計測の正確化

人手による計器の読みとり、および記入は間違いをともなうものである。特に指示計器のようにアナログ量表示の場合は、数字で示すデジタル量表示よりも誤りが多い。この誤りをなくすためには読みとり、記入を行なう人の訓練を行なわねばならぬが、このために計測が高価となり、また熟練者を確保するために人手不足に悩むこととなり、計測の正確化を機械化で行なうことは、この点からも必要

である。

2.7 全システムの機械化が可能

計器の監視・検針を行なっているとき予測しない事態が発生するのが普通である。この場合熟練者は処置ができるが、熟練者に頼ることは計測費用の高価をまねくとともに、このような人手の不足は免れない。この点からも監視・検針業務を機械化し、これに付随する他の機器とあわせて全体の機能をシステム化し、あらゆる処置を自動化する必要がある。

3. MICAM システムのシリーズ

三菱集中自動計測・検針装置 MICAM システムシリーズには、大別すると二つのシステムがある。すなわち工場やビルの受変電室における電力管理の合理化・省力化を目的とする MICAM 3000 システムシリーズと、電気・ガス・水道の検針業務の正確化・省力化を目的とする MICAM 1000 システムシリーズである。このほかシリーズとしては構成していないが、電気・ガス・水道の積算量を集中化した遠隔表示も MICAM システムに含まれる。

3.1 MICAM 3000 シリーズ

MICAM 3000 システムシリーズは、電圧・電流・電力などの各種アナログ電流量・電力量・無効電力量、デマンドのデジタル電流量、温度・圧力・回転数・流量などの各種工業計測量、および水道・ガスの使用量を測定対象にしているが、これらのうちから必要性によりあらかじめ設定された測定対象を、規定時間ごと（通常毎正時）に自動的に測定を行なう。そしてその測定データの処理方法には、タイプライタによって受電日誌へ印字記録する方法と、せん孔機によって紙テープへパンチアウトする方法、およびプリンタによって測定点の番号と測定データを記録する3種類がある。測定データの記録された紙テープを電子計算機にかけることで、受電日誌の作成や、電力会社

へ提出する需給記録（電力日誌・負荷実績表など）の作成、あるいは部門別のエネルギー原価表の作成などを行なうことができる。

3.2 MICAM 1000 シリーズ

MICAM 1000 システムシリーズは、貸ビル・ホテル・アパート・地下商店街などで、テナント別の電気・ガス・水道の使用量を調べる検針業務を自動的に行なう。そしてその検針データの処理方法には、対象とするビルの規模や性格に応じて、プリンタによって当月の使用量をテナント番号と一緒に印字記録する方法と、テープパンチによって紙テープへ記録し、これをオンラインの事務用小形電子計算機 MELCOM 80 シリーズに入れる方法、およびオンラインリアルタイム用電子計算機 MELCOM 350-5F を使用する方法の、3種類がある。電子計算機の使用により各テナントごとの電気・ガス・水道の当月使用実績や、料金の請求伝票・領収書を作成することができる。

3.3 遠隔表示

テナント数が、たとえば100以下と少ない場合は、MICAM 1000 シリーズより、より簡単な遠隔表示も使用される。これは各テナントの計量値を1個所に集合させて表示のみ行なわせ、これの読み取りにより料金測定業務を行なうものである。

4. MICAM 3000 システムシリーズ

データ収集、受電日誌の作成、電力管理の合理化に利用される MICAM 3000 システムシリーズは、その測定対象によって表4.1に示す4種類があり、それらは次のような特長を持っている。

4.1 システムの種類

4.1.1 MICAM 3100 システム

各種アナログ電流量を測定対象とし、定時間ごとあるいは手動による任意な時点で自動的に測定し、そのデータをタイプライタによって、表4.2の例のように印字記録するため、電動機・変圧器などの各

表 4.1 MICAM 3000 システムシリーズの種類
Description of MICAM 3000 system series.

システム	測定対象														備考
	電圧 V	電流 A	電力 kW	無効電力 kVAR	位相角 度	周波数 Hz	電力量 kWH	無効電力量 kVARH	デマンド kW	温度 ℃	圧力 kg/cm ²	回転数 rpm	流量 m ³ /H	その他	
MICAM-3100	○	○	○	○	○	○									アナログ
MICAM-3200							△	△	△						デジタル
MICAM-3300	○	○	○	○	○	○	△	△	△						アナログ+デジタル
MICAM-3400	○	○	○	○	○	○	△	△	△	□	□	□	□	□	アナログ+デジタル+その他

注) ○印はアナログ量、△印はデジタル量(パルス信号) □印はその他の工業計測量を示す。

表 4.2 MICAM 3100 システムによる印字例
Example of printed data by using MICAM 3100.

試験成績表									年月	
時刻	負荷 %	出力 kW	線電圧 V	負荷電流 A	電機子電流 A	入力電力 kW	界磁電圧 V	界磁電流 A		
09.55	25	75	450	121	136	097	84.2	19.9		
09.57	50	150	451	241	257	198	89.1	21.1		
10.00	75	225	450	361	377	294	94.5	22.4		
10.05	100	300	450	481	497	390	98.7	23.6		
	125	375								

表 4.3 MICAM 3200 システムによる印字例
Example of printed data by using MICAM 3200.

電 力 量 使 用 実 績 表					年 月			
〇〇株式会社								
時 刻	取 引 用 計 器				分離工場	No. 1 電 解	No. 2 電 解	給 排 水
	電力量×10 kWh	無効電力量 ×10 kV ARH	デマンド ×10 kW	電 力 量 ×10 kWh	電 力 量 ×10 kWh	電 力 量 ×10 kWh	電 力 量 kWh	
	積 算 差							
09.00	07254	0945	032	0953	122	297	251	657
10.00	08204	0950	033	0953	121	298	255	845
11.00	09177	0973	035	0982	154	301	247	891
12.00	10192	1015	035	1021	153	297	238	783

表 4.4 MICAM 3300 システムによる印字例
Example of printed data by using MICAM 3300.

受 電 日 誌										
年 月 日 曜 天候										
時 刻	受 電 回 線					動 力 回 線			No. 1 回線	
	電 圧	電 流	電 力 量	デマンド	無効電力量	電 圧	電 流	電 力 量	電 流	電力量
	kV	A	×10 kWh	×10 kW	×10 kV ARH	V	A	×10 kWh	A	kWh
00.00	22.5	128	457	468	112	6630	127	175	47.5	602
01.00	22.3	125	459	468	115	6650	121	168	45.3	587
02.00	22.6	114	435	468	109	6650	115	163	44.8	589
03.00	22.6	137	478	481	113	6640	123	167	44.5	593

種電気機器の調整・試験におけるデータ収集を、迅速かつ正確に行なう。

4.1.2 MICAM 3200 システム

電力量・無効電力量の積算値あるいは一定時間ごとの使用量、およびデマンドの測定を対象とし、規定時間ごとあるいは手動により任意な時点で自動的に測定し、そのデータをタイプライタによって表 4.3 の例のように印字記録するため、負荷の変動状況の実態が容易には握されるので、契約電力の適正化、力率改善による電力料金の低減を図ることもできる。また、各部門ごとの使用電力量を測定するので部門別の電気代を求めることもできる。

4.1.3 MICAM 3300 シリーズ

MICAM 3300 は、前記 MICAM 3100 と 3200 システムの測定対象を合わせたシステムで、工場やビルの変電機器の動作状況を規定時

表 4.5 MICAM 3400 システムによる印字例
Example of printed data by using MICAM 3400.

受 変 電 日 報										
年 月 日 曜 天候										
時 刻	受 電					変 圧 器			キ 電 線	
	電 圧	電 流	電 力	電 力 量	無効電力量	1 次 電流	2 次 電圧	2 次 電流	電 灯	冷 凍 機
	kV	A	MW	×10 kWh	×10 kV ARH	A	V	A	kWh	kWh
00.00	22.3	153	5.47	558	053	52.7	6,610	151	863	535
01.00	22.3	157	5.49	562	055	58.5	6,630	155	875	521

空 調 日 報										
年 月 日 曜 天候										
時 刻	ボ イ ラ			冷 凍 機			室 温			
	蒸気圧力	蒸気流量	重油量	冷却水入口	冷却水出口	潤滑油圧	1 F	2 F	3 F	4 F
	kg/cm ²	t/h	kl/h	°C	°C	kg/cm ²	°C	°C	°C	°C
00.00	5.65	4.12	5.42	21.3	63.5	5.63	53.1	25.2	24.3	22.5
01.00	5.67	4.28	5.47	21.5	63.9	5.61	52.5	25.5	24.1	22.7

間ごとに、あるいは異常の発生したときに、自動的に測定を行ない、そのデータをタイプライタによって受電日誌へ印字記録する。表 4.4 に受電日誌の例を示す。人手を要しかつ単調作業である受電室におけるデータの収集、記録の業務に適用することで大きな省力効果を期待できる。

4.1.4 MICAM 3400 システム

MICAM 3400 は、前記 MICAM 3300 システムに、さらに変圧器の温度、コンプレッサの圧力、あるいは流量・回転数、水道やガスの

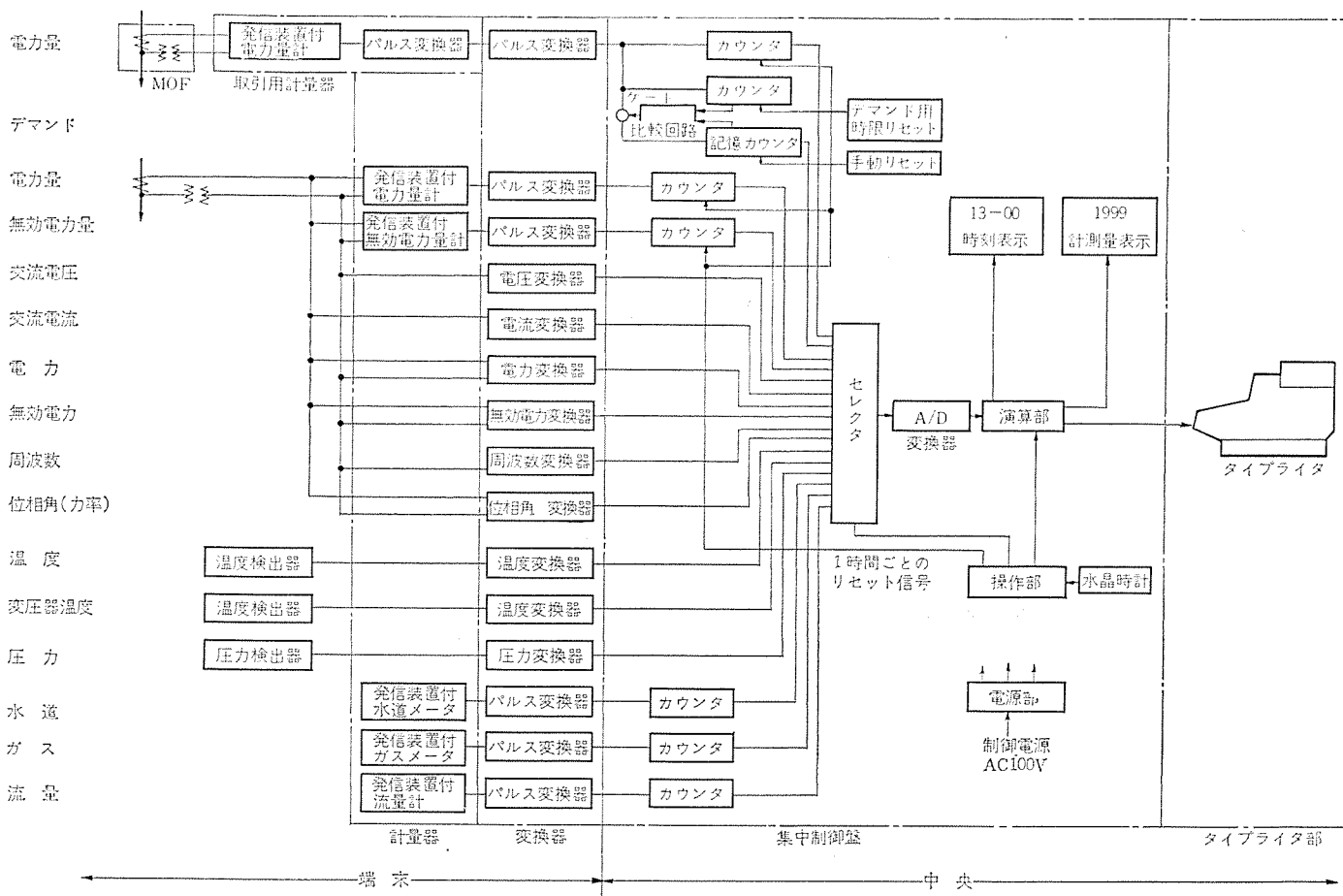


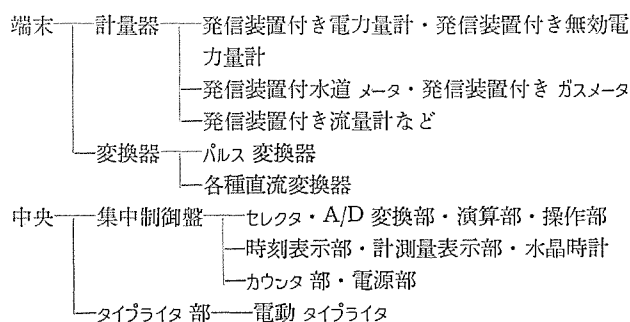
図 4.1 MICAM 3400 システムのブロックダイアグラム

Block diagram of MICAM 3400 system.

使用量などの各種工業計測量をも含めた、総合的な集中自動計測システムである。工場やビルの変電設備とか、空調設備などのか動状況を規定時間ごとに、あるいは異常の発生したときに自動的に測定を行ない、そのデータはタイプライタによって表4.5の例のように、受変電日報とか空調日報として整理作表される。設備の状況が自動的に正確かつ総合的に記録されるので、省力化はもちろんのこと、設備運用の合理化・改善対策にも効果がある。

4.2 MICAM 3000 システムの構成

最も総合的である MICAM 3400 システムは、次のように構成されている。



この構成の一例として、ブロックダイアグラムを図4.1に、また外観写真を図4.2に示す。

4.3 MICAM 3000 システムの機能

MICAM 3000 システムは、次の機能を標準としている。

4.3.1 AUTO PRINT (自動記録)

(1) 定時計測

あらかじめ設定した時刻（通常は毎正時）になると、システムに内蔵された水晶時計から定時計測指令が発信され、あらかじめ設定されたすべての測定点について自動的に測定を開始し、その開始時の時刻と測定データをタイプライタで受電日誌へ印字記録する。

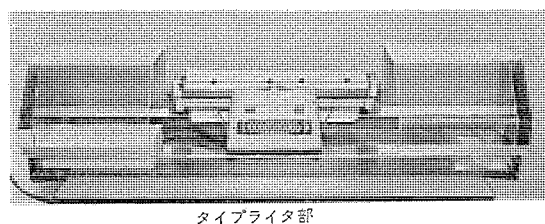
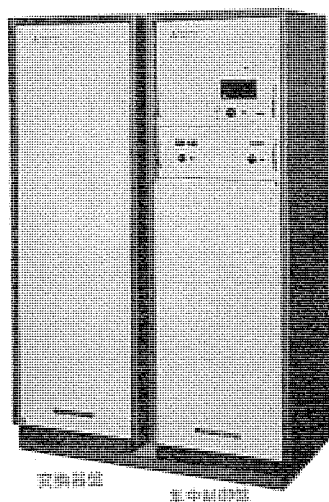


図4.2 MICAM 3400 システム
MICAM 3400 system.

(2) 異常時計測

前もって外部の警報接点と本システムを結んでおくことにより、その接点の動作によって異常時計測指令が発信されるので、自動的にすべての測定点について測定を開始し、その時刻と測定データを、異常時計測指令であることを明示する赤色で、受電日誌へ印字記録する。たとえば負荷が急増し、デマンドが契約電力を越えるおそのあるとき、デマンドメータの警報接点が動作する。このように異常の発生したとき、動作する接点を利用して異常時計測を行なわせることで、異常の発生した時刻や、そのときの負荷の状況を知ることができる。

4.3.2 MANUAL PRINT (手動記録)

測定したい任意の時点でSTARTスイッチを押すと、ただちにすべての測定点について測定を開始し、その開始時の時刻と測定データをタイプライタで印字記録する。

4.3.3 DISPLAY (表示)

測定したい測定点をSELECTORスイッチで選択した後、STARTスイッチを押すとただちにその点の測定を行ない、集中制御盤前面の計測量表示部のニクシー管によって、その測定データをデジタルで表示する。このDISPLAYはアナログ量に対してのみ適用し、電力量などのデジタル量に対しては適用しない。

4.3.4 時刻表示

システムに内蔵された高精度な水晶時計を利用して、集中制御盤前面の時刻表示部のニクシー管によって、現在時刻をデジタルで表示する。

4.4 MICAM 3000 システムの動作

MICAM 3000 システムの動作は次のように行なわれる。

4.4.1 アナログ量 (瞬時値)

交流電圧・電流・電力・位相角・周波数・温度・圧力などのアナログ量 (瞬時値) の測定は、各種直流変換器によってあらかじめおのおのの一次入力に対応した最大2Vの直流電圧に変換する。たとえば0~150Vの交流電圧は、交流電圧—直流変換器によってDC 0~1.5Vに、また0~100°Cの温度は、温度—直流変換器によってDC 0~1Vに変換する。計測指令を受けると、セクタでこれらの直流電圧を選択し、順次A/D変換部へ送り、BCDのデジタル信号に変換する。このデジタル信号によって、計測量表示部とタイプライタは、一次入力の測定データとして有効数字3けたで、表示あるいは印字記録する。

4.4.2 デジタル量 (積算値)

(1) 電力量・無効電力量・水道・ガスの使用量など

発信装置付きの電力量計・無効電力量計・水道・ガスメータなどを端末機器として使用し、それらの発信装置からのパルス (接点・電圧) をパルス変換器が受けて、一次入力に対応した接点のON・OFFであるパルス数に変換する。端末機器のおおのこの接点のON・OFF回数にカウント部のカウンタ回路が、おのおのこの接点のON・OFF回数を計数し、BCDのデジタル信号として記憶する。計測指令を受けるとセクタでこれらのカウンタ回路を順次選択し、記憶されているパルス数を取り出し、タイプライタによって2~4けたで印字記録する。カウンタ回路の計数した値を1時間ごとにリセットし、零戻しすることで1時間ごとの使用量が、また、1日に1回リセットし、零戻しすれば1日の合計使用量が得られる。そして、リセットを全くかけずにいと計器の読みと同一の積算値も得られる。毎正時には、1時間ごとの使用量を記録し、1日の終わりにその合計を記録することもできる。

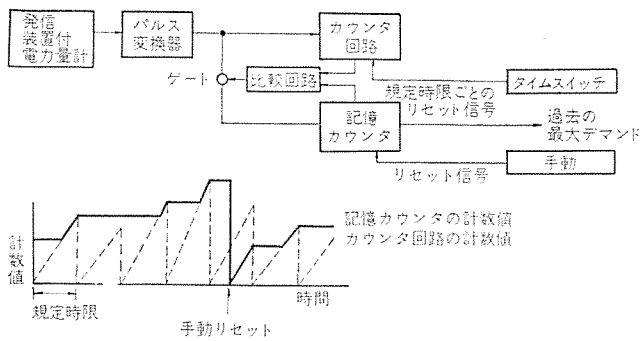


図 4.3 デマンドの動作図
Movement of demand.

(2) デマンド

電力計の発信装置からのパルス を、パルス 変換器でデマンドに対応した パルス 数に変換し、カウンタ 部のカウンタ 回路と記憶カウンタに与える。カウンタ 回路は、タイムスイッチからの規定時間間隔のリセット 信号を受けて時間が終了するごとに、計数した値を零復帰させる。一方、記憶カウンタは、前記時間間隔のリセット 信号とは別の、たとえば手動によるリセットを行なわないと、零復帰しないよう構成されている。そして比較回路によって、カウンタ 回路の計数した値と記憶カウンタの記憶した値を比較し、その値が一致したとき以降のみパルス を記憶カウンタに与え、記憶値に加算するゲート機構が持たせてあるので、規定時間で過去の最大デマンド 値、たとえば、デマンドメータの需要指針の指示と同一の値を記憶している。この記憶カウンタの記憶した値を取り出し、タイプライタによって2～4けたでデマンド 値として、印字記録する。以上の動作を、ブロック 図および時間と計数値の関係で示せば、図 4.3 のごとくである。

4.5 MICAM 3000 システムの性能

(1) 印字けた数

- (a) 電力量・無効電力量などのデジタル量……2～4けた
- (b) 電圧・電流・温度などのアナログ量……有効数字3けた

(2) 精 度

- (a) 電力量・無効電力量・デマンド…… $\pm 1\% \pm 1 \text{ digit}$
(計量値に対して)
- (b) 電圧・電流・電力・無効電力…… $\pm 1\% \pm 1 \text{ digit}$
(最大定格に対して)
- (c) 周波数…… $\pm 0.2 \text{ Hz} \pm 1 \text{ digit}$ (周波数で)
- (d) 位相角 (力率)…… $\pm 3^\circ$ (位相角で)
- (e) 温度 (室温・変圧器温度)…… $\pm 1^\circ \text{C}$ (温度で)
- (f) 圧 力…… $\pm 1\% \pm 1 \text{ digit}$ (最大定格に対して)

注) 標準状態 (温度 $15 \sim 25^\circ \text{C}$ 、補助電源電圧 $90 \sim 110 \text{ V}$) および各機器の定格状態で。

(3) 周囲条件

- (a) 補助電源……単相 AC $100 \text{ V} \pm 10 \text{ V}$ 50/60 Hz 500 VA
- (b) 温 度…… $0 \sim 40^\circ \text{C}$
- (c) 湿 度……80% 以下

(4) 測定時間

測定点1点あたり……約1秒

4.6 MICAM システムの出力機器

MICAM 3000 システムで測定データを処理する出力機器には、標準のタイプライタのほか紙テープせん孔機とプリンタとがある。もちろん後述の MICAM 1000 シリーズにも同様の機器となる。

表 4.6 キャリッジ長さと測定点数
Connection of carriage length and measurement number.

キャリッジ サイズ	最大用紙幅	印字スペース	測定点数	重 量	電 気 仕 様
340 mm	330 mm	127 文字	約 20 点	21 kg	AC 110 V 50 W 50/60 Hz
460 mm	450 mm	175 文字	約 28 点	22 kg	
700 mm	700 mm	272 文字	約 45 点	25 kg	

表 4.7 プリンタ印字例
Example of printed data.

15	G 1 2 3 4 5 m ²
14	E 0 0 1 1 2 4 W h
13	W 7 0 7 8 9 m ²
12	G 2 3 4 5 6 m ²
11	E 4 5 6 7 8 4 W h
10	W 0 7 3 8 2 m ²
09	W 3 2 6 9 7 m ²
08	W 1 3 0 3 9 m ²
07	W 0 9 9 7 2 m ²
06	G 0 0 1 0 1 m ²
05	G 3 0 2 5 1 m ²
04	E 5 0 1 9 4 4 W h
03	E 0 0 2 0 2 4 W h
02	E 0 0 1 9 6 4 W h
01	E 0 7 3 6 0 4 W h
1.2 × 0.1 × 2.3 × 0.0	

4.6.1 タイプライタ

電動タイプライタにより、測定を行なうつど自動的に測定データを、順次横書きに黒色あるいは赤色で、表 4.2～4.5 に示す受電日報のような形式で印字し整理作表する。タイプライタには、キャリッジ長さ 340 mm・460 mm・700 mm の3種類があり、それぞれ1行に印字できる文字は一定であるため、測定点数に制限を生じる。その関係を表 4.6 に示す。測定点数の多い場合あるいは表 4.5 のように2種類の日報を作成したい場合には、2台のタイプライタを駆動することもできる。

4.6.2 紙テープせん孔機

紙テープせん孔機により測定データを、順次紙テープへパンチアウトして記録する。そして適当な時点でこの紙テープをオフラインの事務用小形電子計算機 MELCOM 80 シリーズにインプットし、日報の形式で整理作成するほかに、最大・最小・平均・合計・効率計算などの演算処理を行なうこともできる。

4.6.3 プリンタ

測定を行なうつど、自動的に測定点の番号と測定データを、順次縦書きで表 4.7 の例のように印字記録する。縦書きのため測定点数の制限はない。

4.7 MICAM 3400 の実施および効果

MICAM 3000 シリーズの一例として、すでにか動している MICAM 3400 システムの概要と、その導入によって得られた効果を報告する。

4.7.1 MICAM 3400 システムの仕様

(1) 使用目的

特高受電室における受変電設備の運転状況を、自動的に1時間ごとに測定し、その測定データを受電日誌へ印字記録することで、受電室勤務の合理化・省力化をはかる。

(2) 測定対象

アナログ電気量	交流電圧	5 点	交流電流	18 点
	周波数	1 点		
	三相電力	3 点	位相角 (力率)	1 点
デジタル電気量	電力量	13 点	無効電力量	1 点
	デマンド	1 点		
その他の計測量	気温	2 点	変圧器の温度	2 点
	コンプレッサの圧力	1 点		

表 4.8 受電日誌印字例

Example of printed date with receiving dairy.

株式会社 製作所										特高変電所日誌																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																															
昭和45年2月14日 金 曜 日																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																									
時 分	電 圧	相電圧			電 流	電 力	電 圧						電 流						電																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																						
		A	B	C			電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電	電

表 4.9 MICAM 3400 導入効果
Introduced effect of MICAM 3400

項 目	導 入 前	導 入 後
勤務状況	専従勤務者…4人 1日3交代8時間勤務 受電室に1人常駐	専従勤務者…0人、兼任勤務者…2人 始業および終業前後のスイッチ操作の必要なときのみ受電室にて勤務する。その他のときは、事故時に速応できる態勢で他の業務を行う。 夜間は警備員の巡視のみとする
誌受作電成日	分散した測定点を巡回し計器の指示を読み手書きで受電日誌へ記入する。また電力量は1時間ごとの差を計算して記録する	受電室内で自動的に受電日誌を作成する
契約電力	デマンドが契約値を越えることがあり、契約電力の増加を計画していた	デマンドのピークの時間帯と、そのときの負荷分布が判明したので、負荷の時間帯制御により契約電力の増加を抑制できた
提出電力会社へのデータ	毎日の使用電力量、無効電力量、デマンドおよび第3本曜日の1時間ごとの使用電力量を、指定の用紙に手書きで記入し月1回提出していた	従来と同じ（用紙が指定されているため）データの転写が非常に容易になった

以上48点の測定データのほかに、時刻も印字記録する。

(3) 機能

前記 MICAM 3000 システムの標準機能、すなわち AUTOPRINT、MANUAL PRINT、DISPLAY および時刻表示の機能を備えている。

4.7.2 MICAM 3400 システムの導入効果

MICAM 3400 システムの導入によって、表 4.8 に示す受電日誌が自動的に作成されるようになり、表 4.9 に示すような変化が生じた。すなわち、勤務者は専従4人が兼任2人になり、形式的には2人（実質では3人）の省力効果があり、また、契約電力の増加を抑制できたことにより、月間数十万円の電気料金を節約する効果があるなど、当初の目的を果すことができた。以上のほかに

- (i) 測定忘れ・転記ミスがなくなり、測定データが正確になった。
 - (ii) 単調な監視、記録作業がなくなった。
 - (iii) 電力管理の重要性が認識され関心が高まった。
- などの効果もあった。

5. MICAM 1000 システムシリーズ

検針業務・料金調定省力化を目的として使用される MICAM 1000

表 5.1 MICAM 1000 システム シリーズの種類
Description of MICAM 1000 system series.

シ ス テ ム	メータ数	記録装置	処理装置
MICAM-1100	100 以内	プ リ ン タ	—
MICAM-1200	1,000 以内	プ リ ン タ	—
MICAM-1300	多 数	テープパンチ	オフライン用電子計算機
MICAM-1400	多 数	—	オンライン用電子計算機

システムシリーズは、その測定条件によって表 5.1 に示す4種類があり、それらは次のような特長を持っている。

5.1 システムの種類

5.1.1 MICAM 1100 システム

検針メータ数が100個以内の少数に適用するもので、検針データはプリンタで縦書きにプリントアウトされる。この方式は、検針メータ数が少ないため構成が最も簡単なもので、計算処理は手計算で簡単にできる。

5.1.2 MICAM 1200 システム

検針メータ数がふえ、1,000個以内程度の規模に適用するもので、検針メータ数が多くなるため、1ブロックの検針メータ数を100個以内としてブロック分けを行ない、順次各ブロックを検針する。

5.1.3 MICAM 1300 システム

検針メータ数が非常に多い場合に適用するもので、検針データはテープパンチによって、いったん紙テープにパンチアウトされ、これをオフラインの電子計算機(MELCOM 80 シリーズ等)に入れて処理する。この方式では、2段階のステップを必要とするが、電子計算機・制御装置は小規模なもので十分処理することができるため、設備費用は比較的わずかで済み、また電子計算機は、販売管理業務・在庫管理業務・工程管理業務・人事管理業務など、他の目的に共用利用することにより、総合効果を上げればさらに目的を達することができる。

5.1.4 MICAM 1400 システム

検針メータ数が非常に多い場合に適用するもので、オンラインリアルタイム用電子計算機(MELCOM 350-5F等)を使用して、データの読取りから伝票作成までオンラインで自動的に処理する。この場合、電子計算機は、ビル設備の運転状況の把握、自動記録・受変電設備あるいは空調設備の最適制御など、ビルの総合監視制御に有効に活用

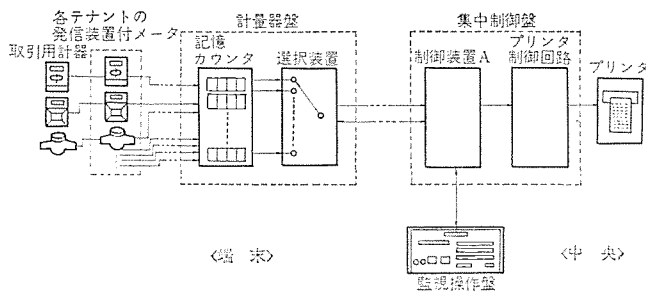


図 5.1 MICAM 1100 の構成
Diagram of MICAM 1100

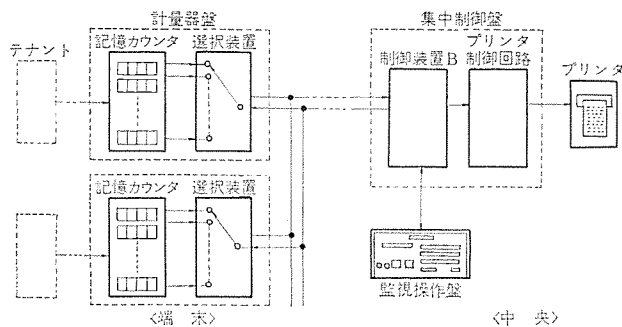


図 5.2 MICAM 1200 の構成
Diagram of MICAM 1200.

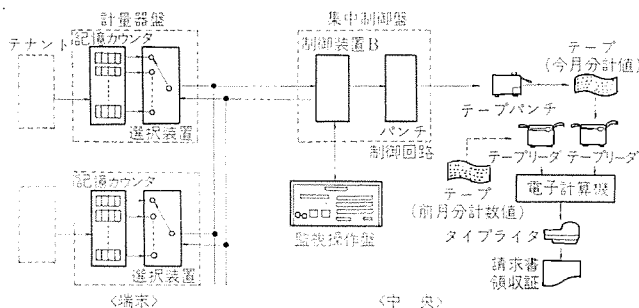


図 5.3 MICAM 1300 の構成
Diagram of MICAM 1300.

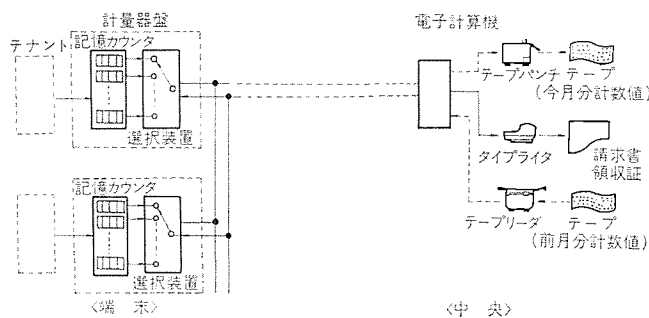


図 5.4 MICAM 1400 の構成
Diagram of MICAM 1400.

することにより、全ビル設備を有機的に関連を持たせながら、設備能力をフルに発揮させ、効果的運用・運転経費・保守員の労力などの節減を行なわせることができる。

5.2 MICAM 1000 システムシリーズの構成

MICAM 1000 システムシリーズは、図 5.1～図 5.4 に示すように構成されている。

この構成の例として基本となっている MICAM 1100 システムの詳細なブロックダイアグラムを図 5.5 に、また計量器盤以降の外観写真を図 5.6 に示す。

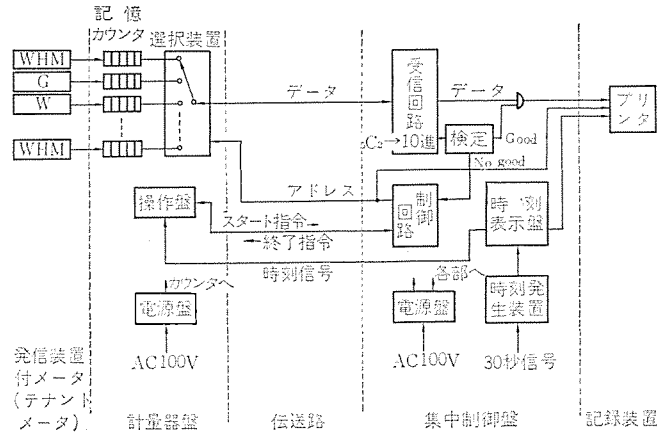


図 5.5 MICAM 1100 ブロックダイアグラム
Block diagram of MICAM 1100.

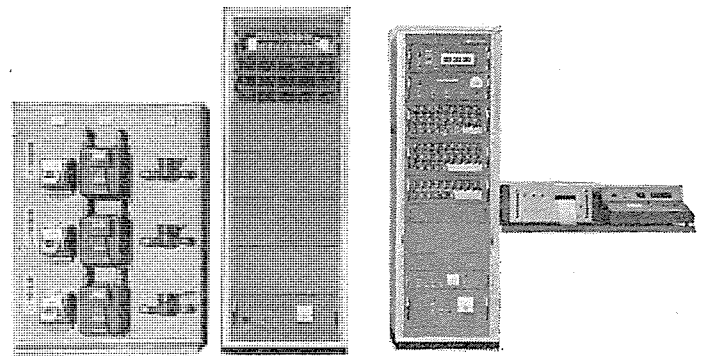


図 5.6 MICAM 1100 システム
MICAM 1100 system.

5.3 MICAM 1000 システムの機能

基本となっている MICAM 1100 システムの機能は、次のようになっている。

5.3.1 定期検針

検針日時に操作盤の電源スイッチを投入する。これによって集中制御盤・プリンタに電源が投入され、装置は待機状態になる。次にスタート押しボタンを押すと、あらかじめ定められた順番に従って、記録紙に検針データが自動的にデジタルで記録される。なお、別途プログラムタイマーを利用して検針日時を設定して置くことによって、上記動作をすべて自動的に操作することができる。

5.3.2 任意時検針

検針したい任意の時刻に操作盤の電源スイッチを投入し、さらにスタート押しボタンを押すと、以下は定期検針と同じ動作によって、検針データが自動的にデジタル記録される。

5.3.3 選択表示

操作盤の電源スイッチを投入し、手動選択に切り換えてから、アドレス選択スイッチで任意のアドレスを選択することにより、選択された検針メータのデータを表示管にデジタル表示する。

5.3.4 時刻表示

集中監視盤前面の時刻表示管によって、現在時刻をデジタル表示することは、MICAM 3000 シリーズと同様である。

5.4 MICAM 1000 システムの動作

5.4.1 計数動作

電力量計・無効電力量計・水道・ガスメータ・積算時間計など、積算計器に設けた発信装置から単位積算量ごとに、パルス信号数を計量器盤の記憶カウンタによって常時計数し、その計測値をコード化した

表 5.2 実施の記録例
Example of printed data.

START No. 6 CHEK LIST 1970-9-30 12.00									
T-No.	DENTOU			DOURYOKU			SUIDOU		
10001	245	192	53	621	543	78	062	040	22
10002	662	621	41	381	320	61	164	120	24
10003	791	321	70	322	280	42	176	140	36
10004	182	160	22	213	160	53	141	120	21
10005	197	172	25	90	80	10	402	340	62
10006	73	60	13	405	333	72	212	170	42
10007	407	345	62	336	270	66	181	120	61
10008	15	0	15	202	180	42	184	160	24
10009	512	450	62	117	102	15	252	220	32
10010	301	280	21	681	601	80	295	260	35

テナント No.	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑
	今回の指示	前回の指示	差	今回の指示	前回の指示	差	今回の指示	前回の指示	差
	電 灯			動 力			水 道		

定回路によって符号チェックされ、正しいデータであればプリンタ駆動回路を通じてそのアドレスとデータを印字記録するが、もし誤っている場合は再度同一メータが呼び出される。3回符号チェックしても正しくない場合は、記録紙上に誤りデータに相当する符号をプリントして、次のアドレス#2、#3……と読取りに移る。この検針動作のフローチャートを図 5.7 に示す。また記録の一例を表 4.7 に示す。

5.5 MICAM 1000 システムの性能

(1) 測定けた数……2～5けた

パルス発信ひん度・検時間隔などによって適宜選定する。

(2) 測定点数

MICAM 1100 100 個以内

MICAM 1200 1,000 個以内

MICAM 1300 多数

MICAM 1400 多数

(3) 検針速度

約1秒/1データ

(4) 周囲条件

補助電源……記憶カウンタ用 DC 48 V バッテリ電源

中央機器用 AC 100/110 V 50/60 Hz

温 度………0～+40℃

湿 度………80 % 以下

5.6 MICAM 1400 の実施例および効果

MICAM 1000 システムの一例として、商業ビルにてか動している MICAM 1400 システムの概要と、その導入によって得られた効果を報告する。図 5.8 にシステムのブロック図、表 5.2 に記録例を示す。

5.6.1 MICAM 1400 システムの仕様

(1) 使用目的

各テナントごとに設けられた発信装置付き電力量計・水道メータから発信される単位使用量ごとのパルスを受信し、前回検針時の使用量を記憶し、先月分の使用量との差、および積算量をタイプライタにて記録し、検針業務の省力化を図る。

(2) 測定対象

電力量 { 電灯 179
動力 137

水道量 153

以上約 469 点の測定データのほかに、時刻・エラーの有無等も記録する。なお今後は、ビル増築中につき今後さらに増加する見込である。

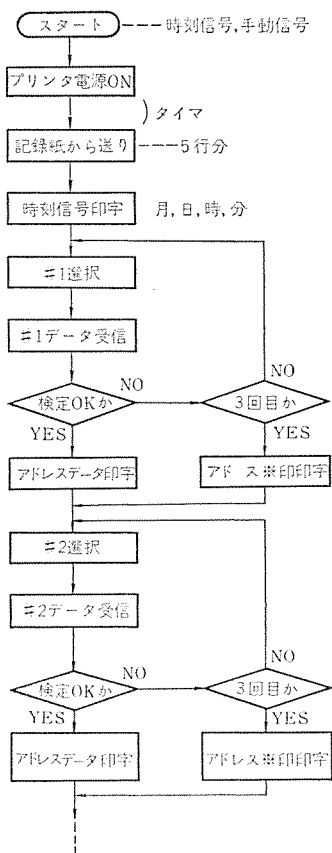


図 5.7 検針動作のフローチャート
Flow chart of meter reading.

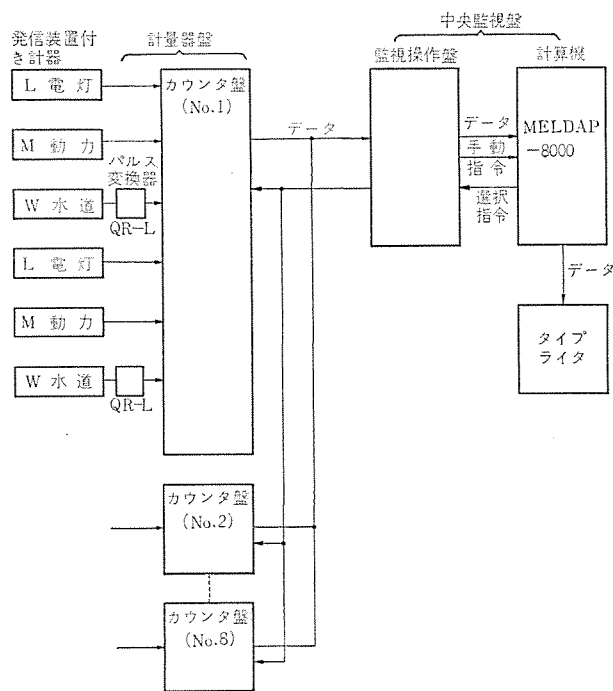


図 5.8 実施例のブロックダイアグラム
Block diagram of example

接点出力として取り出す。

5.4.2 検針動作

検針日時に操作盤の電源スイッチを投入すると、装置は準備完了する。次にスタート押しボタンを押すことにより、制御回路が働き始め、プリンタの記録紙から送り、時刻印字を行なった後#1の検針メータを選択し、そのデータを記憶カウンタより受信する。このデータは、検

(3) 機能

前記 MICAM 1400 システムの標準機能、すなわち、AUTO PRINT、MANUAL PRINT、MANUAL DISPLAY および時刻表示の機能を備えている。検針業務は、電子計算機 MELDAP 8000 で行なうが、これは常時ビル の総合監視制御に使用し、夜間等計算機に余裕ができたときにデータ処理に使用される。このように計算機を利用することは有効である。

5. 6. 2 MICAM 1400 システムの導入効果

MICAM 1400 システム の導入によって、 検針人および検針時間が不要になる省力化、ビル 面積の有効な活用のほかに下記のような効果が得られる。

ビル 管理会社においては

(i) 検針時間の制限がない。

(ii) 各テナントの総使用量が記録されるため、取引メータとの差がある場合一読して確認できる。

(iii) 検針時各テナントとのトラブルがない。

(iv) 読取間違い・転記ミスがなく正確である。

(v) 異常な使用量についての監視ができる。

各テナントにおいては

(i) 狭い店舗内にメータ盤を設置する必要がない。

(ii) メータを検針する必要がないので、天井などにメータを置き美観をそこねない。

(iii) 店舗内に作業衣の検針人が来ないので、客に対して迷惑がない。

などの効果があった。

6. 遠 隔 表 示

テナント数の少ないビル・アパート・貸店舗等においては、発信装置付きメータと、遠隔表示用カウンタを使用し、各テナントごとの検針をして回る代わりに、テナントごとの計量値を1カ所に集め、カウンタで集合表示する方法がある。また集合させないまでも、発信装置付きメータが検針困難な場所にある場合には、遠隔地に受量器を設置して検針をする場合がある。

6. 1 遠隔表示方式の概要および構成

電力量・ガス量・水道量などの使用量は、おのおの発信装置付きメータの発信機構により、単位使用量ごとにパルス信号として発信される。この信号は、遠隔地にある受信カウンタに送られ、順次発信装置付きメータの指示と同一指示を遠隔で行なう。その構成の一例をブロックダイアグラムで図6.1に示す。

6. 2 遠隔表示の実施例および効果

遠隔表示の一例として、すでにか動しているものについて概要と、その導入によって得られた効果を報告する。この実施例の受量部を図6.2に示す。

6. 2. 1 遠隔表示の仕様

(1) 使用目的

貸店舗における電力量・水道量を遠隔集中表示し、月1回の検針業務の省力化を図る。

(2) 測定対象

電力量……75点

水道量……41点

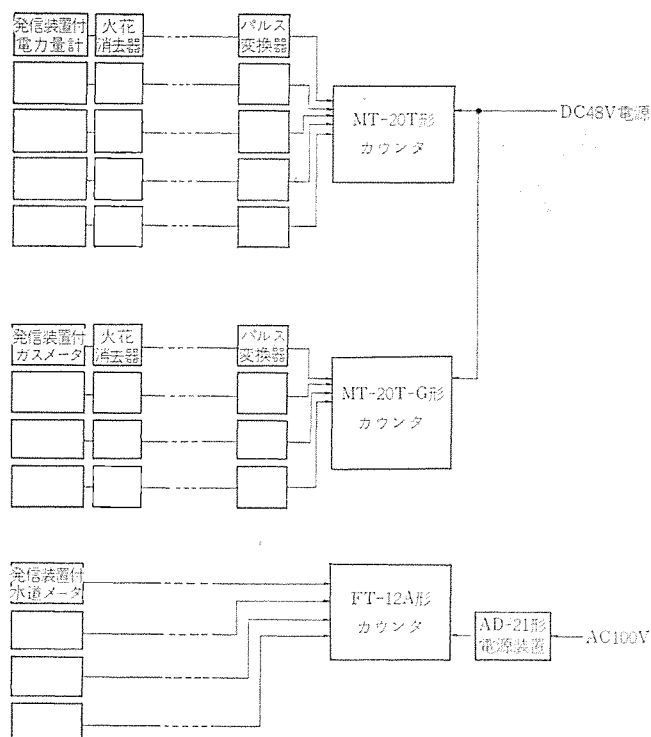


図 6.1 遠隔表示のブロックダイアグラム
Block diagram of remote metering.

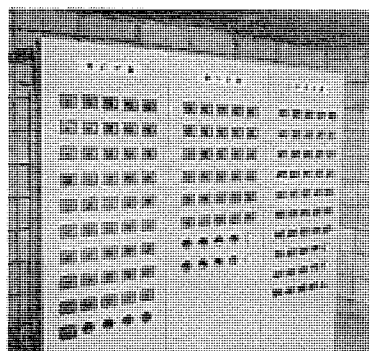


図 6.2 遠隔表示の受量器群
Receivers of remote metering.

6. 2. 2 導入の効果

遠隔集中表示を導入することにより、最も安価な方法によって検針業務の省力化を行なうことができた。また、発信装置付きメータを店舗内に設置する必要がなくなったので、店舗の美観をそこなうことがなくなる。当然考えられる店舗と検針人との間のトラブル、検針時間の規制がなく、非常に安価で、経済的に省力化の効果を得た。

7. む す び

以上 MICAM システムの概要、および実施例につき述べたが、実施の結果では特に省力化に大きな効果がみられ、この他にも付帯的な効果もあらわれていることがわかった。現在の MICAM システムは、ビル・工場が主体のため、その伝送線は動力線等とともに配線されるので、ノイズの影響を考え、接点式を多く用いているが、将来ノイズに強い無接点システムの研究を引き続き行なう予定である。また、伝送は専用線で行なっているが、他の伝送方式によるものも研究中である。

最後にこのシステムの実施にあたり、絶大なるご協力をいただいた関係各位に深く感謝いたします。

新製品紹介

リニヤ半導体集積回路 M 5143 P

MP 5143 P はテレビの音声回路用に開発された半導体集積回路で、IF 増幅回路・リミッタ回路・FM 検波回路・電子ボリューム・電源安定化回路および音声増幅駆動回路から構成されている。

M 5143 P は各機能の回路ごとに、数々のアイデアが取り入れられており、その優秀な特性と多機能高集積度により、使用上の経済効果が非常に高い IC である。

パッケージは実装が容易で、経済的な 14 ピン プラスチックモールド形 DLI パッケージが採用されている。

■ 特 長

- (1) 多機能・高集積度であり、必要とする外付き部品が少なくすむ。
- (2) FM 検波部の同調コイルが 1 個ですみ、調整が簡単である。
- (3) 電子ボリューム端子が設けられており、音声検波出力レベルの変化は、外付き抵抗によって差動増幅器のバイアスを変化させることにより、信号系統とは独立に変えることができる。
- (4) 音声増幅駆動回路は、バランス回路が内蔵されているので、バイアス安定用の負帰還回路を必要とせず、安定にパワートランジスタあるいは高 g_m の真空管を直接駆動することができる。
- (5) ツェナーダイオードによる電源安定化回路が内蔵されているので、リップルフィルタの必要がなく、直接 TV セットの DC 電源 (+140V) に接続できる。
- (6) AM 抑圧比が 50 dB typ. at 4.5 MHz とすぐれている。
- (7) 入力リミッティング電圧が 200 μ V at 4.5 MHz とすぐれている。
- (8) 音声増幅駆動回路出力電流 6 mA P-P 可能。
- (9) 音声増幅駆動回路無ひずみ出力電圧 7 V P-P。

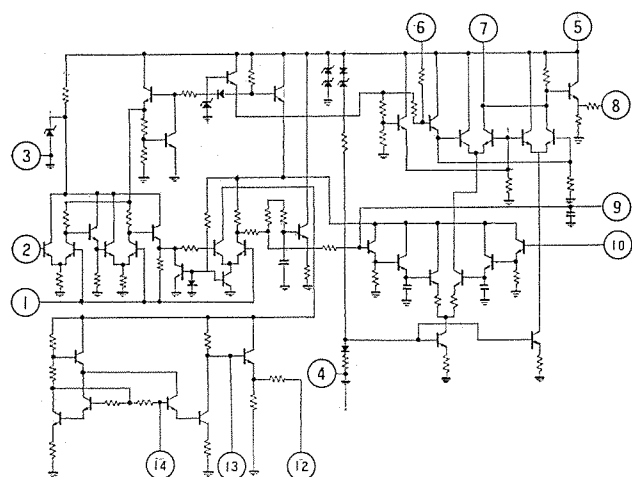


図 1 回路図

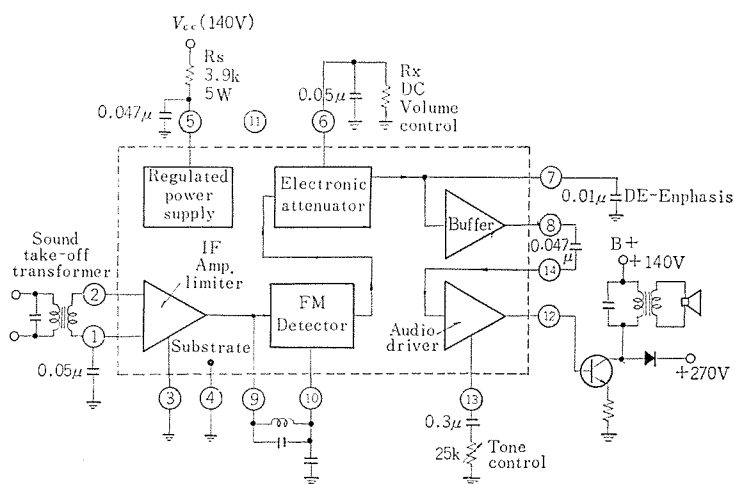


図 2 応用回路例

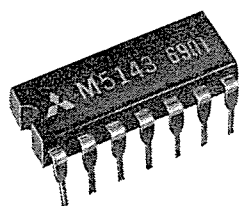


図 3 M 5143 P 外形
(14 ピン プラスチックモールド)

■ 絶対最大定格 ($T_a=+25^{\circ}\text{C}$)

項 目	記 号	定 格 値	単 位
入 力 電 圧 (端子①-②間)	V_i	± 3	V
回 路 電 流 (端子⑤)	$I_{\text{⑤}}$	50	mA
消費電力 ($T_a=+25^{\circ}\text{C}$)	P_d	650	mW
熱抵抗率 ($T_a=+25^{\circ}\text{C}$ 以下)	K_{θ}	6.5	$\text{mW}/^{\circ}\text{C}$
動 作 周 囲 温 度	T_{op}	$-20 \sim +75$	$^{\circ}\text{C}$
保 存 周 囲 温 度	T_{stg}	$-40 \sim +125$	$^{\circ}\text{C}$

■ 電気的特性 ($T_a=+125^{\circ}\text{C}$, $V_{CC}=140\text{V}$, $R_S=3.9\text{k}\Omega$, $R_X=0\Omega$)

項 目	記 号	測 定 条 件	規 格 値			単 位
			最 小	標 準	最 大	
消 費 電 力	P_d		343	370	400	mW
ツェナー電圧	$V_{\text{⑤}}$		10.3	11.2	12.2	V
入力リミッティング電圧	$V_{i(\text{lim})}$	$f_0=4.5\text{MHz}$, $DeV.=\pm 25\text{kHz}$ $f_m=400\text{Hz}$, FM Mod.	—	200	400	μV
AM 抑 圧 比	AMR	$f=4.5\text{MHz}$, Mod.=30% AM	40	50	—	dB
復調 AF 電 圧	$V_{0(\text{af})}$	$f=4.5\text{MHz}$, $V_i=100\text{mV}$ $\Delta f=\pm 25\text{kHz}$, $f_m=400\text{Hz}$	0.5	0.75	—	V(rms)
ドライバ電圧利得	$GV(\text{af})$	$V_i=0.1\text{V(rms)}$, $f=400\text{Hz}$	17.5	20	—	dB

[北伊丹製作所]

列車ダイヤ自動記録装置シリーズ

列車ダイヤ自動記録装置は、予定ダイヤが印刷された記録紙に列車の走行軌跡を実時間記録する装置であり、日本国有鉄道のご指導によって開発し、全国各地に設置されて運転指令業務に貢献している。その間数種の方式・構成のものを製作し、最近では電車区間を対象として1分目ダイヤ用（従来は2分目ダイヤ用）を製作し、さらに記録の高密度化を開発したので、ここに整理・分類して、列車自動記録装置シリーズとして紹介する。

(1) システム構成の種類 (列車情報による分類)

(a) CTC線区形

列車情報（軌道回路情報）がCTC装置等のために収集されており、ダイヤ記録のための情報がCTCセンタ等で得られる線区を対象とする。

(i) 直接方式

現在での標準形式であり、列車情報がすべてCTC装置等より与えられる線区で原則的に使用され、機器構成は次のとおりである。

(ア) 制御器： CTC装置等より与えられる列車位置信号を、走査（スキニング）手法により直列変換して記録器に伝達する装置

(イ) 記録器： 制御器より記録信号を受け、記録紙を縦に走査して列車の在否を裏面より記録し、記録紙を横に一定速度で送ることにより、列車の運転軌跡を記録する装置

(ii) 間接方式

ダイヤ記録のためCTC装置より与えられる列車情報が、駅のみに限られるような線区で原則的に使用され、機器構成は次のとおりである（特許出願中）。

(ア) 入力制御器： CTC装置等より与えられる駅の列車位置信号をもとに、移送（シフト）手法により駅間列車位置信号を発生し、駅の列車位置信号とともに制御器に与える装置

(イ) 制御器

(ウ) 記録器

なおこの間接方式によれば、駅間の記録点数を閉塞区間とは無関係に多く定時間間隔にとれるので、記録状態の直線性がよく点近似に近い見やすい記録が得られる。

(b) 一般線区形

列車情報がCTC装置等のために収集されていない線区の場合、情報収集のための機器

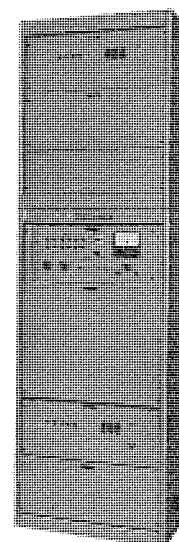


図1 入力制御器（上部）
制御器（下部）

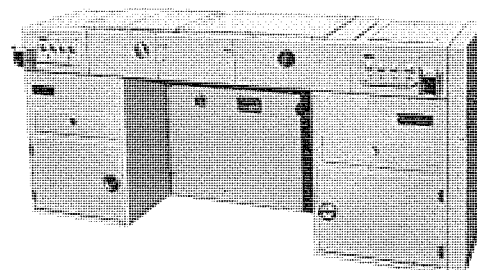


図2 記録器

新製品紹介

を含めて製作することがある。機器構成は次のとおりであり、情報収集の程度によって直接方式と間接方式がある。

- (ア) 情報収集機器
- (イ) 入力制御器 (間接方式の場合のみ)
- (ウ) 制御器
- (エ) 記録器

(2) 各構成機器の種類

(a) 記録器

記録点容量・有効記録幅 (縦) および紙送り速度により分類される。

	R-1 号	R-2 号		R-3 号	高密度用
記録点容量 (点)	100	140		200	200
有効記録幅 (mm)	250	250	350	350	250
紙送り速度 (mm/分)	1 (2 分目ダイヤ用) または 2 (1 分目ダイヤ用)				

(b) 制御器

記録器の種類および並列台数に対応して、情報点容量およびシステム実装数により分類される。

情報点容量 (点)	100	140	200
システム実装数	1 または 2 または 3 または 4		

(c) 入力制御器

移送 (シフト) 時素系列により分類される。

	1 分 系 列	30 秒系列 (高密度用)	(駅間ごとに一系列内で一つを設定)
時 素 (1 点)	1, 1.5, 2 分	30, 45, 60 秒	

(d) 記録紙

記録機の種類 (有効記録幅・紙送り速度) に対応して各種のものがある。

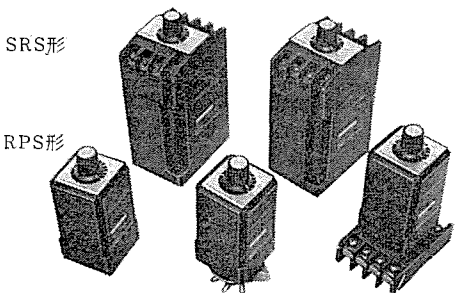
[鎌倉製作所]

ソリッドステートタイマ SRS, RPS シリーズ

省力化のにない手として需要が増加している工業用タイマシリーズを拡充した。空気式の SRT シリーズにソリッドステート式でプラグインタイプの RPS 形と、SR 形 モールドタイプの SRS 形の二系列を開発した。本タイマは時限部分を Hybride IC 化することで信頼性向上と、振動衝撃に対しての安定性を増し、時限用にタンタルコンデンサを使用しており、また最近開発された PUT 素子をスイッチング用を使用することによって、発熱の問題を解決し使用範囲を拡大し、同時に AC 200 V, 220 V は共用可能とした。また初回の繰返し誤差は、補正回路を加えることで休止時間特性と合わせて大幅に改善した。オフデレー形についても、0.1 ~ 60 秒まで開発した。

■ 特 長

- (1) 主要 タイミング 回路は IC により高信頼性をもっている。
- (2) 0.1 秒から 60 秒までの完全 オフデレータイマができる。
- (3) 高ひん度動作に強く、長寿命である。
- (4) 0.1 秒の微小時間の整定ができる。
- (5) 繰返し特性、休止時間の特性がすぐれている。



ソリッドステートタイマ SRS, RPS シリーズ

■ 定 格

形 名	時 限 方 式	定 格 電 圧	時 限	出 力		備 考
				接点構成	接点容量	
SRS-N	オンディレー	AC 100~110/200~220V 50/60Hz DC 100~110V DC 24V	0.1~3秒 0.4~12秒 2~60秒	1ab+1a	AC 220V 1A AC 100V 1.5A	接点出力
SRS-F	オフディレー	AC 100~110/200~220V 50/60Hz	0.1~3秒 0.4~12秒 2~60秒	1ab	AC 200V 1.5A AC 110V 0.8A	接点出力
RPS-N	オンディレー	AC 100~110V 50/60Hz AC 200~220V 50/60Hz DC 100~110V DC 24V	0.1~3秒 0.4~12秒 2~60秒	定 格 0.25A 瞬 時 2.5A/0.1 秒		無接点出力、プラグインタイプ

■ 特 性

摘 要	使 用	SRS-N	SRS-F	RPS
電 圧 誤 差	定格電圧 85~110%	±1.0%	±2.5%	±1.0%
温 度 誤 差	-10°C~50°C	+3.0% -1.0%	+3.0% -1.0%	+3.0% -1.0%
繰 返 し 誤 差	温度・電圧一定	±0.5%	±2.0%	±0.5%
最小休止時間		0.05 秒	0.2 秒	0.05 秒
最小電圧印加時間		—	0.5 秒	—
機 械 的 寿 命		—	5,000万回	5,000万回
電 氣 的 寿 命	誘導負荷定格使用	—	50万回	50万回

[名古屋製作所]

ダイアックス放電加工機用スプリット電源 DE-120 T-SL

放電加工において、同じ仕上面あらさに対する加工速度の向上を図る方法として分割加工が考えられてきた。すなわち、電極を絶縁分割し、各分割部に独立の電源からパルス電流を供給する方式である。

今まで、実用化されてきたのは2分割加工であり、それ以上は各電極の放電の不均一のために理論どおりの加工速度の向上が得られなかった。当社は、分割数が12本程度に多い場合でも各電極がほぼ均等に放電する（分割効率約90%）制御回路を開発し、はじめて多分割加工を実用化することに成功した。

この新し方式を採用したスプリット（分割）電源によれば、面積の広い金型は分割して仕上速度の向上、小物であれば同時に多数の型の加工、多数の異形穴、スリットの加工が1箇所加工するのと同様の時間で加工できる、……などの多くの長所が生れてくる。

最近、難切削材料の部品加工が増加しており、放電加工を適用する場合、加工能率を上上げるためにはスプリット電源が最適である。

スプリット電源は放電加工の用途を型彫りのみならず部品加工の分野へ拡大するものといえよう。

■ 特 長

- (1) 12分割まで可能
- (2) 最大加工速度 3 g/min（銅/銅、逆極性）12本リードまとめた場合
- (3) マルチリード、パワーアップを任意に切りかえできる
- (4) 1台の電源で2台の機械へも給電できる
- (5) 多分割電極の放電を均等にするアダプティブサーボコントロール回路内蔵
- (6) 抜型・底付型（低電極消耗）、スリット、細孔、異形穴などの加工に適用する（単独および多分割加工）

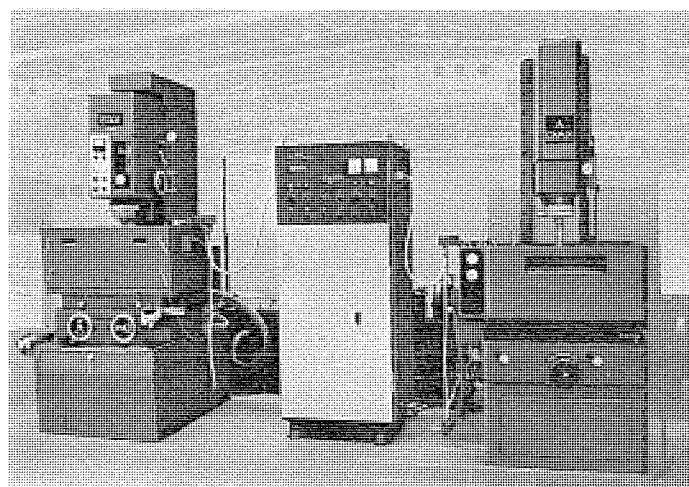


図 1 左：ダイアックス放電加工機 DM-300、右：ダイアックス放電加工機 DM-350
中：スプリット電源 DE-120 T-SL、

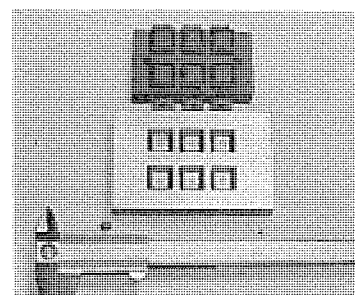


図 2 6分割加工例（ダイプライターキーモールド型同時に6個の型を加工）

[名古屋製作所]

新製品紹介

S シリーズ SH形高圧気中交流電磁接触器

工場・ビルの大規模化による配電系統容量増大により、高圧機器の使用が著しく増大している。高圧電磁接触器は電力系統の性質から高品質・高信頼性が要求され、高圧モータの運転用としてひんばんな使用に耐えることが要求される。また一方小形化と低価格が通求されている。これらの要求に沿って新形 SH-Sシリーズの開発を完了した。Sシリーズの特長と定格仕様は次のとおりである。

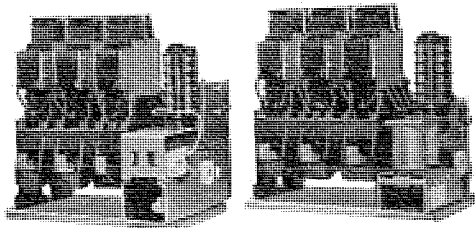
■ 特 長

- (1) 高しゃ断容量と高信頼性
特殊銀合金接点の使用により耐溶着性・耐アーク性にすぐれ、シリコン磁器の消弧方式の採用により耐久性を有するしゃ断容量を持つ。
- (2) 耐電圧・耐衝撃電圧が高い
一体成形の構造により絶縁強度3号A (40 kV) を満足し、高温・多湿のふんい気でも十分性能を発揮する。
- (3) 小形軽量で経済的
全シリーズ外形・取付寸法が同一。取付寸法は旧形Cシリーズと同一である。
- (4) 保守・点検・取換えが容易
ベース部および消弧室部の一体成形化により、構造がシンプルになったことから保守・点検が容易になっている。
- (5) 融通性に富む
動作表示付き。補助接点の増加。可逆式・ラッチ式等の応用品化が容易である。

■ 定格・仕様

種 類 形 名		非			可			逆			式		
		直 流 操 作 式			交 流 操 作 式			ラ ッ チ 式					
格仕、額定		SH-100 SD	SH-200 SD	SH-400 SD	SH-100 S	SH-200 S	SH-400 S	SH-100 SL	SH-200 SL	SH-100 SL			
定 格 電 圧		3 φ 3,300 V (50/60 Hz)											
定格電流 (A 級) A		100	200	400	100	200	400	100	200	400			
定格通電電流 A		110	220	440	110	220	440	110	220	440			
絶 縁 強 度		3 号 A (JEM 1153)											
開 閉 容 量		定格電流の10倍電流 (3 φ 3,500 V 力率 0.3~0.4 遅れ)											
しゃ断容量		25 MVA (3 φ 3,500 V 4,500 A 力率 0.3 以下遅れ)											
短 時 間 電 流		4,500 A (3 φ 3,500 V 0.5 秒)											
開閉ひんばん度		1,200 回/時	600 回/時		1,200 回/時	600 回/時		600 回/時					
寿 命	電 気 的	50 万回		25 万回	50 万回		25 万回		50 万回		25 万回		
	機 械 的	500 万回			500 万回			25 万回					

[名古屋製作所]



S シリーズ SH 形 高圧気中交流電磁接触器

ダイアックス放電加工機用 F 回路付きトランジスタ電源
DE-30 T-F, DE-90 T-F

放電加工機はトランジスタ電源の出現によって、性能が画期的に向上し、広く金型加工に用いられている。

しかしながら、従来、トランジスタ電源でモールド金型、ガラス金型などの底付穴を低電極消耗条件 (電極消耗比1%以下) で加工した場合、仕上面あらさは15 μR_{max} 程度であり、

仕上面を鏡面近くまでもってゆく、これら底付型の場合、面があらく、放電加工後の手仕上時間が長くなり十分満足のいけるものではなかった。

放電加工で電極を消耗させないで数ミクロンオーダーの細かい仕上面まで得られないかという要望は、モールド型関係者から特に強かった。

この要望にこたえるべく開発したのが、高電圧重畳と電流微調とによって特殊波形を発生するF回路である。

■ F回路の効果

(1) F回路を従来のトランジスタ電源 DE-90 T・DE-30 T に付加することによって、低電極消耗条件で $5 \sim 6 \mu R_{max}$ の細かい仕上面が得られる。したがって放電加工後のみがき時間が大幅に短縮する。

(2) 高電圧を重畳したことによって、従来、非効率であった鉄対鉄の加工が安定、高能率にできるようになった。

■ 用途

従来の DE-90 T, DE-30 T の加工領域がF回路によって拡大した。

- (1) プラスチックモールド型・ダイキャスト型などの底付型に特に偉力を発揮する。
- (2) 鉄対鉄の加工ができるので抜型の加工において、ポンチを直接電極としてダイを加工することができる。電極製作の工数が省け大幅な工程短縮が可能になる。
- (3) 鉄対鉄の加工を生かして、プラスチックモールド型・ダイキャスト型などの上型と下型の型合わせ（パーティングライン 合わせ）ができる。
- (4) 細穴やスリットの加工において、F回路を活用すると格段に安定度が向上し、高能率加工ができる。
- (5) 従来のトランジスタ電源の特性を生かして、抜型・鍛造型など広く、貫通穴から底付穴全般にわたって高能率加工ができる。



図 1 ダイアックス放電加工機，F回路付きトランジスタ電源 DE-90 T-F，オプティマイザー OP-3，機械本体 DM-250 N

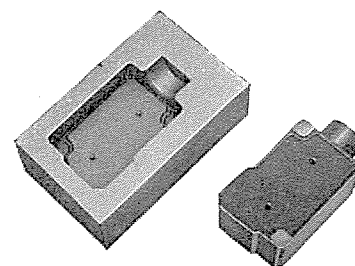


図 2 F回路による加工例（無接点リミットスイッチプラスチックモールド型）
左：モールド金型，右：銅電極

[名古屋製作所]

ダイアックス数値制御放電加工機 DM-500 EC 一自動電極交換装置付き

テープによるプログラムコントロールの長所を生かして、放電加工機の自動化・省力化を図ったものである。NC は次の 3 点に適用されている。

- (1) 位置決め (X, Y, Z 軸 電極とワークの相対位置)
- (2) 加工条件のプログラム
- (3) 電極の自動交換

放電加工機には電極交換は必要不可欠のものであり、電極の自動交換と加工条件のプログラムによってもたらされる効果は非常に大きい。

この放電加工機には放電パルス電流の適応制御装置が内蔵されており、加工の安定性を保証している。

放電加工機は一般の切削機械とは違って高速ひん繁な動作を伴う場合は少ないが、NC 化することによって、放電加工特有の長所が生れてくる。すなわち

新製品紹介

(1) 昼夜連続無人運転が可能になる。放電加工は長時間に及ぶ加工が多いが、その間、加工条件の切換、電極交換を人手で行なう必要がなくなる。

(2) 加工条件をオペレータ個人とは関係なく客観的なものとすることができる。プラントの情報システム化に適応しやすくなる。

(3) 加工プロセスの多段階プログラムができる。

(4) 電極を自動交換して、多数個取りの金型が加工できる。また、荒電極と仕上電極の自動交換ができる。

(5) 単純電極の組み合わせによって複雑形状の加工ができる。

(6) 寄せ加工が自動的にできる。

■ 仕様

機械本体

加工そう(槽)外形寸法：1,200(幅)×760(奥行)×530(高さ)mm

加工そう内形寸法：950(幅)×740(奥行)×500(高さ)mm

被加工体寸法(参考)：850(幅)×640(奥行)×400(高さ)mm

テーブル寸法：800(幅)×600(奥行)mm

テーブル移動行程：470(左右)×370(前後)mm

電極取付面寸法：180 mmφ

電極取付面とテーブル面との距離：700～400 mm

自動電極交換装置

電極交換数：2組

電極交換方式：水平ターレット式

電極固定方式：油圧式カービック

ターレット駆動：油圧式揺動電動機(クランプシリンダ付き)

電極取付精度：角度のずれ 3秒以下、心ずれ 5μ以下

加工深さ自動設定およびテーブル自動位置決め

加工深さ設定段数：制限なし

テーブル送り速度：100 mm/min 10 mm/min

テーブル駆動電動機：三菱低慣性電動機 FKR-13 P 390 W

位置検出機構：レゾルバ 1.5 kc

位置決め繰返し精度：±0.01 mm 以下

数値制御装置

NC装置：MELDAS-4200

入力指令：8単位紙 テープダイヤルセット

制御軸数：3軸(X, Y, Z軸同時1軸)

最大指令値 入力設定単位：±999.99 mm 0.01 mm

周囲温度：-10～40℃

放電加工電源：DE-90 T をはじめ用途に応じて各種電源取付可能

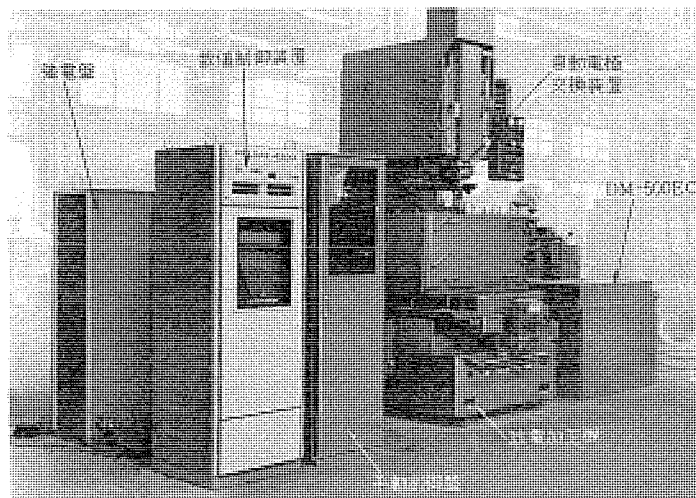


図 1. ダイアックス 数値制御放電加工機

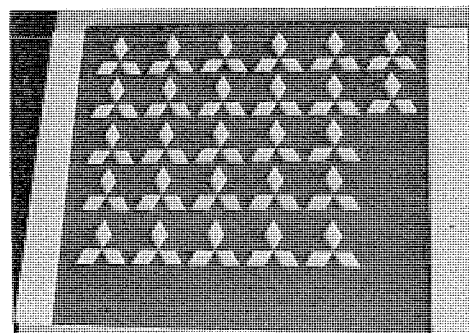


図 2 数値制御放電加工機による加工例
(単純3角電極の組合せによる三
菱マークの貫通穴加工)

[名古屋製作所]

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2番3号(三菱電機ビル) (電) 100 (電) 東京 (03) 218局2111番

大阪営業所	大阪市北区梅田町8番地(西阪神ビル)(電)530	(電) 大阪 (06) 343局1231番
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町3丁目88番地(大名古屋ビル)(電)450	(電) 名古屋 (052) 561局5311番
静岡出張所	静岡市伝馬町16の3番地(明治生命静岡支社)(電)420	(電) 静岡 (0542) 54局4681番
福岡営業所	福岡市天神2丁目12番1号(天神ビル)(電)810	(電) 福岡 (092) 75局6231番
長崎出張所	長崎市丸尾町7番8号(長崎底曳会館)(電)852	(電) 長崎 (0958) 23局6101番
札幌営業所	札幌市北2条西4丁目1番地(北海道ビル)(電)060-91	(電) 札幌 (011) 261局9111番
仙台営業所	仙台市大町1丁目1番30号(新仙台ビル)(電)980	(電) 仙台 (0222) 21局1211番
富山営業所	富山市桜木町1番29号(電)930	(電) 富山 (0764) 31局8211番
広島営業所	広島市中町7番32号(日本生命ビル)(電)730	(電) 広島 (0822) 47局5111番
岡山出張所	岡山市駅前町1丁目9番地(明治生命館)(電)700	(電) 岡山 (0862) 25局5171番
高松営業所	高松市鶴屋町2番1号(電)760	(電) 高松 (0878) 51局0001番
新潟営業所	新潟市東大通1丁目12番地(北陸ビル)(電)950	(電) 新潟 (0252) 45局2151番
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号(三菱電機ビル)(電)100	(電) 東京 (03) 218局2111番
関東商品営業所	与野市上落合後原842番地(電)338	(電) 与野 (0488) 33局3181番
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8番地の1(電)530	(電) 大阪 (06) 344局1231番
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町3丁目88番地(大名古屋ビル)(電)450	(電) 名古屋 (052) 561局5311番
福岡商品営業所	福岡市天神2丁目12番1号(天神ビル)(電)810	(電) 福岡 (092) 75局6231番
札幌商品営業所	札幌市北2条西4丁目1番地(北海道ビル)(電)060-91	(電) 札幌 (011) 261局9111番
仙台商品営業所	仙台市大町1丁目1番30号(新仙台ビル)(電)980	(電) 仙台 (0222) 21局1211番
北陸商品営業所	金沢市小坂町西97番地(電)920	(電) 金沢 (0762) 52局1151番
広島商品営業所	広島市中町7番23号(日本生命ビル)(電)730	(電) 広島 (0822) 47局5111番
高松商品営業所	高松市鶴屋町2番1号(電)760	(電) 高松 (0878) 51局0001番
東京機器営業所	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号(三菱電機ビル)(電)100	(電) 東京 (03) 218局2111番
大阪機器営業所	大阪市北区堂島北町8番地の1(電)530	(電) 大阪 (06) 344局1231番
静岡機器営業所	静岡市小島2丁目1番22号(電)420	(電) 静岡 (0542) 82局2061番
浜松機器営業所	浜松市上西町42の5(電)430	(電) 浜松 (0534) 63局6121番
中央研究所	尼崎市南清水字中野80番地(電)661	(電) 大阪 (06) 491局8021番
生産技術研究所	尼崎市南清水字中野80番地(電)661	(電) 大阪 (06) 491局8021番
商品研究所	鎌倉市大船2丁目14番40号(電)247	(電) 鎌倉 (0467) 46局6111番
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目10番地の1(電)652	(電) 神戸 (078) 67局5041番
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野80番地(電)661	(電) 大阪 (06) 491局8021番
三田工場	三田市三輪町父々部85番地(電)669-13	(電) 三田 (07956) 局 4371番
長崎製作所	長崎市丸尾町6番14号(電)850-91	(電) 長崎 (0958) 23局6211番
稲沢製作所	稲沢市菱町1番地(電)492	(電) 稲沢 (0587) 32局8111番
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地(電)640-91	(電) 和歌山 (0734) 23局7231番
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地(電)247	(電) 鎌倉 (0467) 46局1111番
通信機製作所	尼崎市南清水字中野80番地(電)661	(電) 大阪 (06) 491局8021番
北伊丹製作所	伊丹市瑞原4丁目1番地(電)664	(電) 伊丹 (0727) 82局5131番
熊本第一工場	熊本市奄田町弓削720番地(電)862	(電) 熊本 (0963) 62局7211番
熊本第二工場	熊本県菊池郡西合志町御代志997(電)861-11	(電) 熊本 (0963) 54局0951番
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町18丁目1番地(電)461	(電) 名古屋 (052) 721局2111番
旭工場	尾張旭市下井町下井(電)488	(電) 尾張旭 (05615) 3局5101番
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地(電)819-01	(電) 福岡今宿(09295) 6局0431番
福山製作所	福山市緑町1番8号(電)720	(電) 福山 (0849) 21局3211番
相模製作所	相模原市宮下1丁目1番57号(電)229	(電) 相模原 (0427) 72局5131番
姫路製作所	姫路市千代田町840番地(電)670	(電) 姫路 (0792) 23局1251番
静岡製作所	静岡市小島3丁目18番1号(電)420	(電) 静岡 (0542) 85局1111番
中津川製作所	中津川市駒場町1番3号(電)508	(電) 中津川 (05736) 6局2111番
大船製作所	鎌倉市大船5丁目1番1号(電)247	(電) 鎌倉 (0467) 46局6111番
郡山製作所	郡山市栄町2番25号(電)963	(電) 郡山 (0249) 32局1220番
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地(電)370-04	(電) 尾島 (02765) 2局1111番
藤岡工場	藤岡市本郷字別所1173番地(電)375	(電) 藤岡 (02742) 2局1185番
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字図所1番地(電)617	(電) 京都 (075) 921局4111番
長野工場	長野市大字南長池字村前(電)380	(電) 長野 (0262) 27局1101番
ラジオ工場	尼崎市南清水字中野80番地(電)661	(電) 大阪 (06) 491局8021番
札幌営業所	札幌市北2条東12丁目98番地(電)060	(電) 札幌 (011) 231局5544番

次 号 予 定

三菱電機技報 Vol. 45 No. 5 可変速電動機・クラッチ特集

《特集論文》

- 可変速電動機の選定法
- サイリスタレオナード (ダイヤロール)
- サイリスタレオナード装置
- 三菱交流無整流子電動機 (CS 形サイリスタモータ)
- 超同期セルビウス (三菱 SS 形サイリスタモータ)
- サイリスタインバータによる交流電動機の世界制御
- サイクロコンバータによるかご形誘導電動機の世界制御方式
- 三相誘導電動機の一次電圧制御
- AS モータ

○ 新系列湿式電磁クラッチ

- 乾式電磁クラッチ・ブレーキとその応用品
- ヒステリシスクラッチ・ブレーキ
- 歯形電磁クラッチ
- 微偏位張力制御装置

《普通論文》

- MELDAS 5230 L 旋盤専用輪郭制御数値制御装置
- 人口衛星の受動形熱制御系の設計法
- ブレーキモートル
- 医療用 ML-15 M II 形ライナックの実用性能

三 菱 電 機 技 報 編 集 委 員 会

委員長	正 木 茂 雄	常任委員	湊 武 雄
副委員長	神 崎 遼	"	武 藤 正
常任委員	石 川 理 一	"	依 田 功
"	上 田 重 夫	委 員	大 西 信 治
"	宇 佐 見 重 夫	"	北 垣 成 一
"	北 川 和 人	"	田 附 和 夫
"	古 賀 亨	"	南 日 達 郎
"	小 堀 富 次 雄	"	秦 卓 也
"	鈴 木 正 材	"	林 昇 寿
"	牧 野 六 彦	"	松 元 雄 蔵

(以上 50 音順)

昭和 46 年 4 月 22 日印刷 昭和 46 年 4 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 2 番 3 号

正 木 茂 雄

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 12 番地
(郵便番号 162)

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 12 番地

高 橋 武 夫

発行所

東京都千代田区丸の内 2 丁目 2 番 3 号(郵便番号 100)

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」

(電) (03) 218 局 2323 番

発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 (郵便番号 151) 株式会社 オーム社書店

(電) (03) 291 局 0912 番 振替東京 20018