

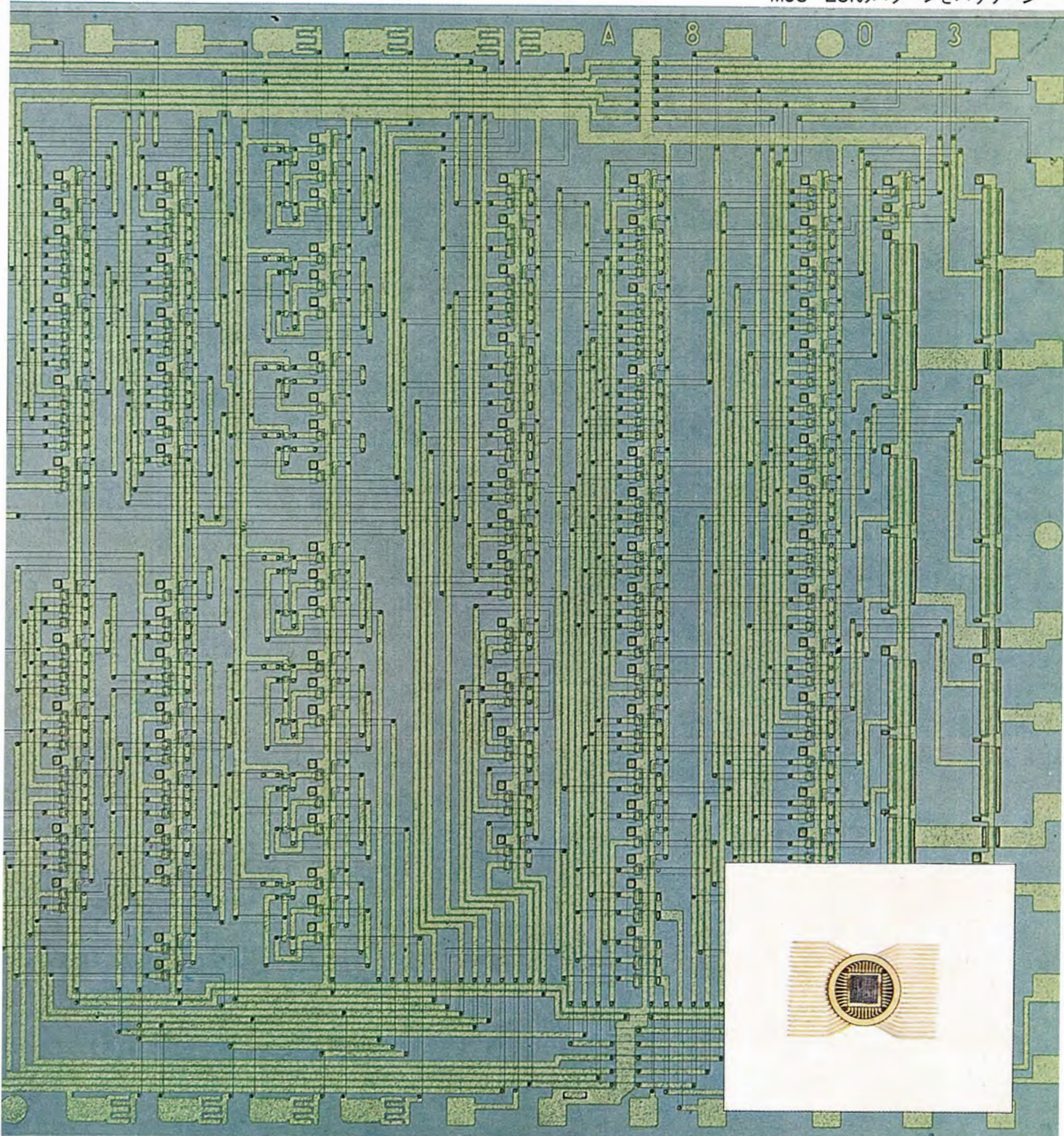
MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vo 43 Ju e 1969

半導体特集

6

MOS-LSIのパターンとパッケージ





半導体特集

目次

《特集論文》

高耐圧大容量双方向サイリスタ BCR 150 A	船川 繁・蒲生 浩・宮嶋辰夫	763
高耐圧大電力半導体素子	中田 仗祐・山本 勇・上田 守・須川嘉幸・米田良忠	769
溶接機用サイリスタ AC スイッチ	杉本盛行・山本 勇・飯田隆彦・大島征一・小嶋鈴夫	778
高周波高出力シリコントランジスタ	井上 功・楠 和郎・亘 善彦・平瀬邦彦・杉村滋夫・下馬場民夫	786
シリコンモールド形低周波電力用トランジスタ	細見 清・新保信太郎・進藤通世・井上 晟	792
サイリスタ用トリガー素子	柴田 浩・進藤通世・石井 真	796
MOS IC の設計技術	土屋鍊平・坪内夏朗	799
ラジオ用 IC	石井 悠	803
IC 用横形 PNP トランジスタ	大久保利美・中野隆生・堀場康孝	807
GaAs ショットキ障壁ダイオード	池川秀彰・八原俊彦・星加春幸	812
(Ga _{1-x} Al _x) As 発光ダイオード	奥 泰二	816
シリコンアバランシェフォトダイオード	藤川恭一郎・高宮三郎	821
デジタル IC の機能試験装置 (IC テスタ)	壺井芳昭	826
クロムマスク	大田基義・矢田俊雄・豊田裕康・伊藤和男・川瀬 健	830

《普通論文》

新形空気式限時継電器	杉浦 博	835
MS 形電磁開閉器、電気的寿命と適用	丸地 謙二・岡戸弘行・寺尾定彦	845
2×224 MVA 東京電力五井火力5号クロスコンバウンドタービン発電機	甲斐 高・柏木俊男・速水 和夫・浜田一義	854
愛知用水公団納め駒場池ゲート制御装置	藤井和洋・藤井直二・合田啓治	864
三菱多段多重式遠方監視制御装置	山中彪生	870
3/6 kV 閉鎖形配電盤ブロックパネル	水溜 和哉・柳堀純一郎	875

《新製品紹介》

“三菱ドアホン、ドアチャイム” 発売・三菱小形電子計算機 MELCOM-83 発売・三菱電気ハンマードリル新製品発売

883

《ニュースフラッシュ》

世界で最初の実用化 “6.6 kV 級浸水式高圧水中モートル” 完成・南アフリカ連邦向け 1,000 MVA 超々高圧変圧器完成・わが国初めて
の “数値制御装置付溶接機” 完成・集積回路のセラミック封止形パッケージ改良

887

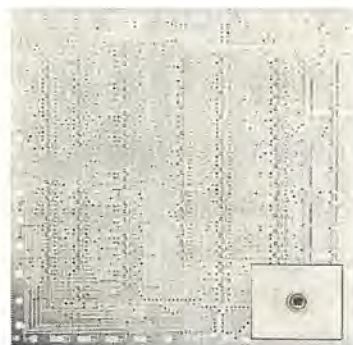
《表紙》

MOS-LSI のパターンとパッケージ

写真は MOS-LSI のパターンと 40 ピンのフラット・パッケージに実装したシール前の LSI を示す。

この LSI は三菱電機の開発した計算機用サブルーチンの一つで全素子数は 368、ゲート数は 110、チップの大きさは 5 mm² である。すべてその入力にはゲート破壊損傷を防ぐための保護装置が接続されている。

このクラスの LSI で実用に適するものとして、わが国最初の定成シリーズである。





SPECIAL EDITION FOR SEMICONDUCTOR

CONTENTS

SPECIALLY COLLECTED PAPERS

High Power Bidirectionally Controlled Rectifiers BCR 150 A.....	S. Funakawa • H. Gamo • T. Miyajima...	763
High Voltage High Power Semiconductor Devices.....	J. Nakata • I. Yamamoto • M. Ueda • Y. Sugawa • Y. Yoneda...	769
Thyristor AC Switches for Resistance Welders.....	M. Sugimoto • I. Yamamoto • T. Iida • S. Ôshima • S. Kojima...	778
High Frequency and High Power Silicon Transistors	I. Inoue • K. Kusunoki • Y. Watari • K. Hirase • S. Sugimura • T. Shimobaba	786
Silicon Mold Type Low Frequency Power Transistors.....	K. Hosomi • S. Shimpô • M. Shinodô • A. Inoue...	792
Trigger Devices for Thyristors.....	H. Shibata • M. Shindô • M. Ishii...	796
Design Technique of MOS Integrated Circuits.....	R. Tsuchiya • N. Tsubouchi...	799
Some Considerations on IC's for Radio.....	H. Ishii...	803
Lateral PNP Transistors for Integrated Circuits.....	T. Ôkubo • T. Nakano • Y. Horiba...	807
Gallium Arsenide Schottky Barrier Diodes.....	H. Ikegawa • T. Yahara • H. Hoshika...	812
(Ga _{1-x} Al _x)As Light-Emitting Diodes.....	T. Oku...	816
Silicon Avalanche Photodiodes.....	K. Fujikawa • S. Takamiya...	821
Functional Testers for Digital Integrated Circuits.....	Y. Tsuboi...	826
Chrome Masks.....	M. Ôta • T. Yada • H. Toyoda • K. Itô • K. Kawase...	830

TECHNICAL PAPERS

New-Type Pneumatic Timers.....	H. Sugiura...	835
Electric Life and Application of Magnetic Switches, MS Series.....	K. Maruchi • H. Okado • S. Terao...	845
2×224 MVA Cross Compound Turbine Generators for Goi Thermal Power Station of the Tokyo Electric Power Co.	T. Kai • T. Kashiwagi • K. Hayami • K. Hamada...	854
Gate Control System of Komaba-Ike Aichiyôsui Kôdan.....	K. Fujii • N. Fujii • K. Gohda...	864
Mitsubishi Multistage Multiplex Type Supervisory Control Systems.....	T. Yamanaka...	870
3/6 kV Enclosed Switchgear Block Panel.....	K. Mizutamari • J. Yanagihori...	875

NEW PRODUCTS.....	883
-------------------	-----

NEWS FLASH.....	887
-----------------	-----

COVER EXPLANATION

Illustrated here is a picture of a pattern of MOS-LSI and LSI just before equipped to a flat package and sealed.

This LSI is one of sub-routines for computers developed by Mitsubishi, its total element number being 368, the gate number 110 and the size of chip 5 mm square. All the inputs are connected with protective devices to prevent the breakage of the gate.

This is the first series completed to suit practical use about LSI of the class.

UDC 621.314.63.022:621.3.027.4:546.28

高耐圧大容量双方向サイリスタ, BCR150A

船川 繁・蒲生 浩・宮島辰夫

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P763~768

BCR150Aは、最高阻止電圧1,200V、電流量150Armsをもつ高耐圧大容量双方向サイリスタである。構造的には中央ゲート構造をそなえ、臨界転流時 $C(dv/dt) > 20V/\mu s$ 、臨界転流時 $\times 2C(di/dt) > A/\mu s$ ($T_j = 125^\circ C$)という高い転流(ターンオフ)能力を有し、実用的には完全に分離された2個の70A級サイリスタの逆並列と同様に使用できる。その応用範囲として、すべての交流回路、可逆極性出力整流回路に使用され、完全にその機能を発揮することが示された。



UDC 621.382.3.022:546.28

シリコンモールド形低周波電力用トランジスタ

細見 清・新保信太郎・進藤道世・井上 晟

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P792~795

カーラジオ、ステレオなどの中出力増幅用として、プラスチック封止のNP-Nエピタキシャルプレーナ形シリコンパワートランジスタ2SC1013, 1014を開発し、量産している。とくに、2SC1013は直流電流増幅率の直線性がきわめて良好であるため、入力トランスつきSEPP増幅器で電源電圧13.2Vの場合には最大出力($KF=10\%$)4~4.5Wがえられている。ここに素子および外装の設計、定格、電気的特性等についてしるし、代表的な応用例として、カーラジオの出力段およびステレオメインアンプの動作特性について述べる。



UDC 621.314.63.022:621.3.027.4:546.28

高耐圧大電力半導体素子

中田 仗祐・山本 勇・上田 守・須川嘉幸・米田良忠

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P769~777

従来の平均順電流・阻止電圧を大幅に上回る定格をもつ、大電力用高耐圧半導体素子であるFT800Aサイリスタ、およびFD1000B整流素子の開発を完了した。平均順電流・阻止電圧の最大定格は、それぞれサイリスタで600A, 4,000V、整流素子で800A, 6,000Vである。これら新機種はいずれも平形構造であり、高耐圧大容量のために増大する内部発生電力損を、効果的な処理できる新しい構造がとり入れられた。また要求される高度の信頼度に対応できるように機械的ストレスの問題も多く改善が施されている。設計上および構造上の問題を、これらの新しい電力用半導体素子について記述した。



UDC 621.373.44:621.314.63.07:546.28

サイリスタ用トリガ素子

柴田 浩・進藤通世・石井 真

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P796~798

サイリスタのトリガ用素子、BS08AおよびBS08Bの動作原理・特性・応用回路について説明する。このトリガ素子は、従来のPNPNダイオード、ダイアックなどにおきかわるもので、特長として、ゲート電極をもつため、回路上応用分野が広く、また温度特性がすぐれているから、温度補償回路が省略できる利点がある。なおBS08Aはモールド形で、おもに家電用を対象にしたものであり、BS08Bはキャン封止形で、工業機器用を対象としている。



UDC 621.316.54.025:621.314.63.07:546.48:021.791

溶接機用サイリスタACスイッチ

杉本盛行・山本 勇・飯田隆彦・大島征一・小嶋鈴夫

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P778~785

抵抗溶接機の電力制御用スイッチとして、従来電磁開閉器やイグナイトロンが使用されていたが、最近の電力用半導体素子のめざましい発展によりサイリスタに置き換えられようとしている。三菱サイリスタACスイッチFTS250PWおよびFTS500PWは、イグナイトロンのBおよびCサイズにはほぼ匹敵するものであるが、順電圧降下が低くまた平形素子を用いた三菱独自の機構設計であるため、イグナイトロンのみならず一般のサイリスタと比較して、すぐれた特長を有している。本スイッチの一大特長をなす機構について、その設計法を示すとともに間欠大電流許容値の求め方や一般的な使用上の注意を説明し、さらにその点弧回路について説明をおこなった。



UDC 621.382.3:621.38.049.7-181.4

MOSICの設計技術

土屋 錬平・坪内夏朗

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P799~802

MOS-ICはその信頼度も確認され、実用段階に到っている。バイポーラICに比べスイッチング速度が遅いため、やや用途が限られているとはいえ、その集積度を上げ易いのでLSI化が急速に進展している。

本論文は、MOS-ICの設計上の2・3の注意事項、論理レベルに関連した問題、取扱い上重要なゲート保護装置およびパターン設計技術について述べた。



UDC 621.382.3.029.5:546.28

高周波高出力シリコントランジスタ

井上 功・楠 和郎・亘 善彦・平瀬邦久・杉村滋夫・下馬場民夫

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P786~791

最近の高周波高出力トランジスタの進歩にはめざましいものがあり、当社でも卓越した外装設計、微細なinterdigitated structureを実現するphotolithography, high dope-shallow diffusion技術、TiO_x Passivation技術を駆使して、国内でトップレベルにある2SC978(1GHz-5W, 28V)、2SC1015(450MHz-13W, 13.5V)、2SC1022(150MHz-40W, 28V)の量産を行なっている。

ここでは高周波高出力トランジスタの基本設計方針のうち、外装およびパターン設計を中心に触れ、上述の高周波高出力トランジスタの特性および応用について述べる。



UDC 621.375.4:621.396.62

ラジオ用IC

石井 悠

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P803~806

民生用電子機器のIC化に関する一般の動向と、その中でも重要課題の一つであるラジオのIC化の動向を述べた。つぎに、当社のラジオ用ICM5103, M5105を中心としてIC化に付随する技術的問題をのべ、さらに、ラジオ用ICの構成について論じた。



UDC 621.382.3:621.38.049.7-181.4

IC用横形PNPトランジスタ

大久保利美・中野隆生・堀場康孝

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P807~811

電子機器の集積回路(IC)化は、増幅器などリニア回路分野でも使用化の段階にある。リニアのトランジスタ回路には、PNPとnpnを混用することにより、回路が簡単になり、電源が低電圧ですが、しかも特性が改善される例が多い。これらの条件にICには特に望まれるものがあり、PNP・npnの混用回路はIC設計上強く要望されているが、このため製造工程数をふやせばコスト高を招く。横形PNPトランジスタは、工程をふやさない構造であるが、電流増幅率が低い欠点がある。本論文では寄生トランジスタの利用により、小形状でも比較的高い電流増幅率が得られることを示すほか、各特性および集積回路応用例をあげ

UDC 621.317.79:621.37/.38-181.4-40

ディジタルICの機能試験装置(ICテスト)

壺井芳昭

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P826~829

IC(Integrated Circuit)の需要の増大とともに、その試験は重要な問題になってきた。ここに述べるディジタルICの機能試験装置は、大量のICの予備検査、出荷検査あるいは受入検査に使用することを目的として開発したものである。被試験ICの全入力に“1”と“0”のすべての組合せを与えることにより、論理機能試験と出力電圧レベルに対する試験を同時に行なう。電源電圧、“1”と“0”に対する入力電圧レベル、負荷電流、および比較電圧などの試験条件は、0.2%の精度でディジタル的に設定できる。試験はGO、NO-GO試験であり、所要時間はIC1個当たり約0.4秒である。試験方法、装置の構成について説明するとともに、その仕様を示す。

UDC 621.376.33.029.6:621.382.2:546.68-19

GaAsショットキ障壁ダイオード

池川秀彰・八原俊彦・星加春幸

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P812~815

GaAsショットキ障壁ダイオードは、10GHz以上のマイクロ波およびミリ波領域でも、すぐれた特性を発揮する低雑音ミキサダイオードとして、よく知られている。この低雑音ミキサダイオードの応用より、レーダおよび通信機の受信部は、大きく改良されつつある。当社で開発されたGaAsショットキ・ミキサダイオードの特性は、X帯における雑音指数が5.0dB、変換損失が3.8dBまで低下している。

本文では、このダイオードの設計、製作、および特性について述べ、使用の際の参考に供する。

UDC 621.382.2:537.311

クロムマスク

大田基義・矢田俊雄・豊田裕康・伊藤和男・川瀬 健

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P830~832

集積回路製造において、パターンが微小になるにつれ密着焼付けによる写真マスクのわずかな損傷が問題となる。そこで写真マスクの数10倍耐摩耗性があると云われているクロムマスクに注目した。

クロムマスクは平滑なガラス基板上にクロムを約0.07μ蒸着し、さらに感光性樹脂を約1μの厚さに塗布したものである。

われわれは写真マスクからクロムマスクを製作する過程において密着焼付けによる方法と窒素加圧密着焼付けによる方法を検討した結果密着焼付けの方が、安定した結果が得られるが、大差はなかった。

UDC 535.37:621.382.2:546.621.62-19

(Ga_{1-x}Al_x)As発光ダイオード

奥 泰二

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P816~820

(Ga_{1-x}Al_x)Asは最近開発された発光素子用半導体材料で、発光特性がすぐれていることおよび発光ダイオード製作が容易であることにより注目されている。この報告はわれわれの開発した(Ga_{1-x}Al_x)As線形発光ダイオードの製作、構造、発光特性の概要をまとめたものである。

(Ga_{1-x}Al_x)Asダイオードの発光特性はAl濃度に依存するこの発光波長6600~6800Åの領域で電流50mAに対し6,000~10,000fLの高輝度がえられた。

UDC 621.318.56

新形空気式限時継電器

杉浦 博

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P835~844

空気式限時継電器は比較的高い精度を必要とせず、耐久力を要求される用途に最も適し、複雑化する制御系統の遅延動作要素として、近年自動化の中核を占めるものとなってきた。空気の流体抵抗を応用する関係から、くり返し精度は±10%、限時範囲は60秒までが実用的である。限時継電器は特異な動作から他の電磁継電器にくらべその形態が異なっているのが一般的であったが、将来は水平動作形態に移行すべきものと考え、本文ではこのすう勢をとり入れた新形限時継電器について特性面を主体に、最も性能上重要な設定時間とくり返し精度の関係についても紹介し、ユーザ各位のご参考にした。

UDC 621.383.5:546.27

シリコン・アヴァランシェ・フォト・ダイオード

藤川恭一郎・高宮三郎

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P821~825

光電子増倍管の固体化としてアヴァランシェ・フォト・ダイオード(APD)が注目されているので、まずその一般的性質を解説した。受光径0.24mmφのSi-APDを試作し最大増倍率10⁴、暗電流10⁻¹⁴A、スペクトル感度0.3A/W(at 8,500 Å, 増倍率M=1)等の特性を得た。応答速度は感度と相反すること、短いパルス信号では感度が低く、波形がなまることを直流解析結果から示した。ショット雑音はM²に比例して増加した。降伏電圧の均一性を雑音の問題に関連して調べた結果、理論的境界に近い均一性をもつ場合でも、光を照射するとMZ100では局所降伏に起因する雑音が発生した。

UDC 621.316.545

MS形電磁開閉器の電氣的寿命と適用

丸地謙二・岡戸弘行・寺尾定彦

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P845~853

MSシリーズ電磁開閉器、接触器は昨年10月に発表以来、高性能、高信頼性および使いやすさの点で、需要家各位から好評を得ている。その概要については、本誌Vol. 42, NO. 9に紹介した。電磁開閉器は歴史的には相当古くから生産され、比較的良好に知られている製品であるが、最近の産業界の合理化・自動化にともない、大きな伸張をとり、質量とも向上している。MSシリーズも新しい構想で開発され、種々の特色があり、需要家各位にその特性・適用について、より深くご理解いただくために、その電氣的寿命、保護協調の問題および適用選定上の指針について紹介した。

UDC 621.313.322-815

2×224,000kVA東電五井火力5号クロスコンパウンドタービン発電機

甲斐 高・柏木俊男・速水和夫・浜田一義

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P854～863

クロスコンパウンドタービンにつながる発電機は、タービン定格の半分程度の容量のものを2台製作すればよいので、ユニット容量が大きくなればなるほど適性があり、今後の発達が注目される。

発電機自体の設計はタンデムの場合とさほど変らないが、運転面では起動時に2軸を同期に引き入れる必要があり、水素制御系統もタンデムとは幾分異なる。本文では、東電五井火力5号機として昭和43年から運転を始めた2×224,000kVA, 3,000rpmタービン発電機について、ターニングギヤによる低速同期の解析、試験結果、水素制御系統の構成などを論じたもので、2軸のターニングギヤの速度を若干変えておけば同期が非常に容易になることが実証された。



UDC 627.83:621.316.7

愛知用水公団納め駒場池ゲート制御装置

藤井和洋・藤井直二・合田啓治

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P864～869

駒場池取水施設は、駒場池に貯水した水を取水ゲートを通して豊川用水西部幹水路へ計画的に放水することを目的としたものである。ゲート制御方式は巻上機のオンオフ制御による放水量の定値制御であるが、この水理系は流量検出部の設置場所の都合上、非常に大きなむだ時間要素を持っている。オンオフ制御によってこの制御系を安定、かつ連応性を持たせるため、PFM（パルス周波数変調）サーボアンプを採用してその効果をあげている。



UDC 621.398-54:654.937

三菱多段多重式遠方監視制御装置

山中彪生

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P870～874

三菱多段多重式遠方監視制御装置は当社独自の技術により開発したもので、昭和38年3月京都市交通局衣笠変電所にその第1号機を納入以来すでに90セット以上を製作納入している。

本装置は広く行なわれている同期選択式やパルス符号式の装置とは異なる原理によるもので、連絡線を有効に使うことにより回路構成が簡明でしかも他方式と同等またはそれ以上の機能を有している。昭和41年より装置のワイヤスブリングリレー化を行ない、最近では標準化されたブロックで装置を構成し、いろいろな形の需要に即応できるようにしている。



UDC 621.316.34

3/6kV閉鎖形配電盤、ブロックパネル

水溜和哉・柳堀純一郎

三菱電機技報 Vol. 43・No. 6・P875～882

3/6kV級の中小容量の誘導電動機、または変圧器の負荷を対象とした高圧配電盤は現在多岐多様にわたっている。特に主接触器として真空スイッチを使用したものは、今後ますますいろいろな形で市場の出ていく勢にあるが、当社では今回、高低圧回路を分離してブロック化し、また完全にユニット化した全くユニークな閉鎖形配電盤を開発した。これは従来の納期を約半に短縮できるとともに、量産見込み生産できるもので、また意匠的に従来の配電盤になかった全く新しい形のものである。本文ではこの紹介を行ない、今後のプラント計画および現場保守に対するご参考にした。



高耐圧大容量双方向サイリスタ BCR 150 A

船川 繁*・蒲生 浩*・宮嶋 辰夫*

High Power Bidirectionally Controlled Rectifiers RCR 150 A

Kitaitami Works Shigeru FUNAKAWA・Hiroshi GAMO・Tatsuo MIYAJIMA

BCR 150 A is a high power bidirectional thyristor having a rating of the maximum off-state voltage 1,200 V and the on-state current capacity 150 A rms. On view of construction, it is provided with a center gate structure and possessed of such a high commutating turn-off capacity as critical commutating rate of rise of off-state voltage $(dV/dt)_c > 20 \text{ V}/\mu\text{s}$ and critical commutating rate of rise of on-state current $(di/dt)_c > 1 \text{ A}/\mu\text{s}$ ($T_j = 125^\circ\text{C}$); they can be operated in practice similar to two completely separated 70 A class thyristors arranged in antiparallel. Their application covers the use on every AC circuit. An experience of the application in reversible operation of DC motors showed their excellent function in full.

1. ま え が き

最近の電力用サイリスタの開発と、サイリスタ応用機器の開発と需要の増加はめざましく、電力制御素子としてサイリスタはその主位を占めるに至っている。ところでこれらの電力制御装置の多くは交流制御であり、サイリスタは2個が逆並列に接続され、2個単位で使われるのが一般的である。逆並列2個のサイリスタにかわり、この交流制御を1個の素子で行なえば、ゲート回路の簡略化、装置のコンパクト化、素子コストの低減により、全体として装置製造コストの低減に寄与することができる。この目的で実現したのが双方向サイリスタである。

この双方向サイリスタは、2個の主電極と1個の制御(ゲート)電極をもち、主電極間バイアスの方向によらず、正負いずれの制御(ゲート)電流によってもターンオンできるという交流制御素子としてすぐれた特性をもっている。しかしその反面、その構造上、転流(ターンオフ)時、反対方向電圧の上昇率 $(dV/dt)_c$ 、逆電流立ち上がり率 $(di/dt)_c$ が大きくなると反対方向が阻止能力を失なうという欠点を有しており、その使用範囲は比較的 $(dV/dt)_c$ 、 $(di/dt)_c$ の小さなおとところとか、比較的高信頼度を必要としない用途に限定され、したがってその電流量も5~10 A級中心で小電流量素子にかぎられ、その用途も家庭電器品等に限られているのが現状である。

一方大容量装置においても空間利用の効率化と製造コストの低減の面から、双方向サイリスタへの置換えが考えられ、大容量双方向サイリスタの実現、実用化が強くのぞまれてきた。しかしながら、小容量の場合と異なり、大容量双方向サイリスタにおいては、大電流量、高耐圧化もさることながら、応用上 $(di/dt)_c > \text{数 A}/\mu\text{s}$ 、 $(dV/dt)_c > \text{数 } 10 \text{ V}/\mu\text{s}$ の高い転流能力が必要とされ、そのうえ、機器用として高い信頼度をもつことが不可欠である。従来の双方向サイリスタにおいては、その構造上これらの特性を満足することは困難であった。当社では転流能力に関する設計上・製造上の問題点を解決し、最高耐圧1,200 V 電流量150 A rmsを有する双方向サイリスタBCR 150 Aの開発に成功した。多くの実用試験の結果、BCR 150 Aは実用上はまったく分離された50~70 A級サイリスタの逆並列と同等の性能を有することが確認され、現在量産体制にはいっている。ここではBCR 150 Aの構造概要・特性・定格試験結果等についてのべる。

2. 構造と動作

2.1 双方向サイリスタの構造⁽¹⁾⁽²⁾

双方向サイリスタは二つの主電極(T_1 , T_2)と一つの制御(ゲート)電極 T_G をもち、 T_G-T_1 間に小電流 I_g を印加することによって主電極間を両方向とも阻止状態から導通状態にスイッチさせることができる。そして主電極間(T_1 , T_2)のバイアス方向と、ゲート電流の方向の組合わせに対応し、図2.1に示す四つの点弧モード(mode)をもっている。このように一つの制御電極で主電極間を両方向にわたり制御させるため、その構造は複雑であり、基本的には、主電流通電のためのpnpn逆並列構造、それを点弧させるためのpゲート構造、接合ゲート構造、遠隔ゲート構造、初期点弧を主電流通電領域にうつすための構造(各層の重なり)からなっている。図2.2にこれらの構造と点弧モードの関係を示す。実際の双方向サイリスタでは良好なスイッチング特性が得られるよう、以上の基本的構造を組合わせつられているが、もっとも基本的なものは図2.3に示すものである。この構造で T_1 に対し T_2 正、 T_G 正の場合、 T_{G1} がpゲートとしてはたらく、 $p_2n_1p_1n_2$ 領域が導通する。 T_1 に対し T_2 正、 T_G 負の場合

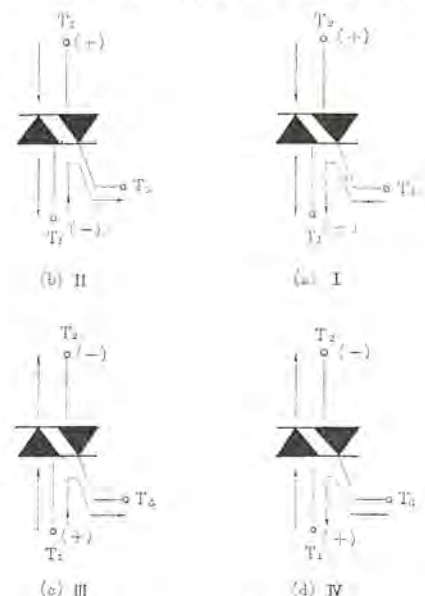


図2.1 双方向サイリスタの点弧モード
Triggering modes of bidirectional controlled rectifiers.

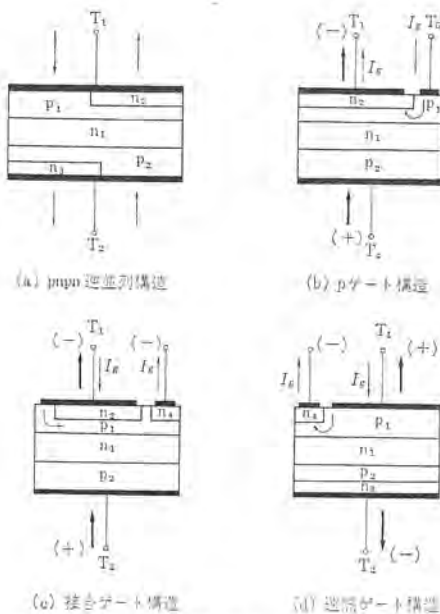


図 2.2 pnpn 構造の点弧方式
Triggering methods of pnpn structures.

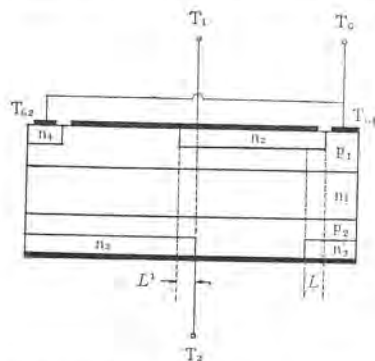


図 2.3 双方向サイリスタの基本構造
Structure of bidirectional controlled rectifiers.

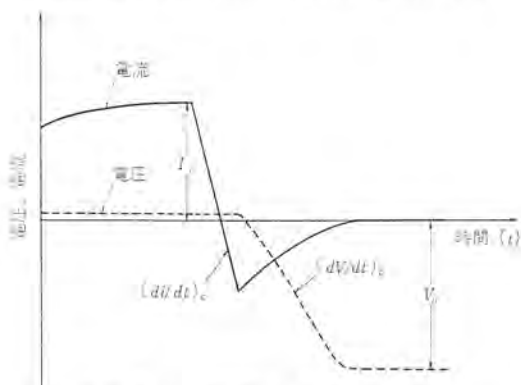


図 2.4 転流時電圧電流波形
Voltage current waveforms of bidirectional controlled rectifiers at commutating.

合は T_{G2} 下の n_4 層が接合ゲートとしてはたらき、初期導通はまず $p_2n_1p_1n_4$ 部分で生じ、つづいて $p_2n_1p_1n_2$ 領域が導通する。また T_1 に対し T_2 負、 T_G 負の場合は、 T_{G2} 下の n_4 層が遠隔ゲートとしてはたらき、 $p_1n_1p_2n_3$ 領域が導通する。 T_1 に対し T_2 負、 T_G 正の場合は若干複雑で T_{G1} に近い n_2 層が遠隔ゲートとしてはたらき、 n_2 層と重なりを有する $p_1n_1p_2n_3'$ の部分がまず導通し、つづいて $p_1n_1p_2n_3$ 領域に移行する。この移行は、もし n_3' 層と n_3 層が同一層でありつながっていれば問題ないが、図 2.3 のように分離されている

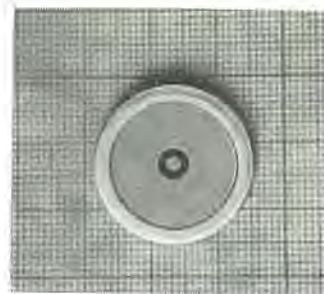


図 2.5 BCR 150 A のベーシック素子
Basic element of BCR 150 A.

場合は $p_1n_1p_2n_3'$ の初期通電々流が T_1 から $p_1n_4T_{G2}T_{G1}$ と流れ、この電流によって T_{G2} 下の n_4 層が遠隔ゲートとしてはたらき $p_1n_1p_2n_3$ 領域が導通する。もし n_2 層と n_3 層の重なりがまったくない場合にはこの点弧モードでは点弧しないので、この重なりは重要である。

2.2 転流 (ターンオフ) 特性⁽³⁾⁽⁴⁾

双方向サイリスタにおいても、導通状態から阻止状態への復帰 (ターンオフ) は主電極間のバイアスを逆転させることによって行なわれる。通常のサイリスタの場合と異なり、双方向サイリスタの場合導通している一方に対する主電極間のバイアスの逆転 (転流) は、他方向に対しては逆方向から順方向へのバイアスの逆転に相当し、その条件によっては反対方向が導通状態に入り、ゲートの制御能力がまったく失われるという事態が生じる。このように転流時にその阻止能力を失うという特性は双方向サイリスタに固有のもので、その素子のもつ転流特性とよばれている。この転流特性を示す要因は図 2.4 に示す転流時の逆転電圧の立ち上がり率 $(dV/dt)_c$ と、転流時電流の変化率 $(di/dt)_c$ によって代表される。まず $(dV/dt)_c$ については、一般のサイリスタにおける dV/dt 特性と同様に考えることができる。そして $(di/dt)_c$ に関連しており静止時の dV/dt 特性より低いのが普通である。つぎに $(di/dt)_c$ 特性は、転流時の電流変化率が大きくなると反対方向が阻止能力を失うことに関するもので、導通領域の蓄積電荷が転流によって流出し、その流出電流によって反対方向が導通する現象に起因するものである。 dV/dt 耐量の大きい素子にとっては双方向サイリスタの転流特性をしめす量として $(dV/dt)_c$ に比してより本質的なものである。そして多層構造に密接に関係しており、とくに n_2 層と n_3 または n_3' 層の重なりがある場合は悪くなる性質がある。

2.3 BCR 150 A の構造と特長

前にのべたように BCR 150 A は大電力交流制御用素子として高耐圧大電流を有すると同時に実用上は完全に二つの逆並列接続されたサイリスタと同等の特性をもつように設計製作されている。その構造の基本形は図 2.3 に示すもので中央ゲート構造にすると同時に高い転流能力 $(dv/dt)_c \geq 20 \text{ V}/\mu\text{s}$ 、 $(di/dt)_c \geq \text{数 } \mu\text{s}$ をもたせ、かつ点弧ゲート電流を小さく保ち、ターンオン時特性 (ターンオン時間、 di/dt 耐量) を良好に保つために構造的に多くのくふうがなされている。ただ双方向サイリスタの基本的な特性として、このような高い転流能力をもたせることと、第 IV のモードによる点弧を両立させることはできず、この点弧モードは使用できない、ただしこれは実用上はほとんど支障のないものである。ベーシック素子の外形は図 2.5 に示すように中央ゲート構造となっており、外観上は同径の一般用サイリスタと寸分ちがわれない。電極付けはすべて圧接形構造 (C. B. E.) であるために、外装部品その他生産設備はすべて一般用サイリスタと共用

でき、このことは BCR 150 A の場合、とくに必要な製造原価の低減に役立っている。もちろん同一構造をもち、同一製造ラインで生産されるために、その信頼性はすでに実績ある、三菱電力用サイリスタとまったく同じである。

3. BCR 150 A の特性・定格

表 3.1 に特性定格のうちおもなものを示す。図 3.1 は外観である。以下諸特性について述べる。

3.1 静特性

(1) 電流定格

双方向サイリスタの電流定格はサイリスタと同様、導通時電流電圧特性、熱抵抗、接合部最高許容温度によってきまり、実効値で表わされる。

まず導通時電流電圧特性は、熱損失に関連して重要である。図 3.2 に $T_j=25^\circ\text{C}$, 125°C の定格における代表的特性を示す。各方向の順電圧降下は 70 A 級サイリスタよりかなり低く、500 A で 2.3 V となっている。

つき熱抵抗は、双方向サイリスタでは、まだ明確な定義が確立しておらず議論の余地が多いが BCR 150 A では、直流法による測定を行なっている。この直流法による θ_{jc} (DC 法) と実際の交流制御時の θ_{jc} との関係は次のように考えられている。交流制御時の双方向サイリスタの内部温度分布は接合部とその近傍の交互に加熱と冷却をくりかえす互いに独立と考えられる二つの領域と、定常的な温度となるベース領域の部分の二つにわけて考えることができる。図 3.3 (a) はこの関係を模型的に示したもので r_{b1} , r_{b2} は、互いに独立に温度変動すると考えられる領域の熱抵抗、 r_c は、定常温度のベース領域の熱抵抗を示す。 T_{j1} , T_{j2} は接合部温度、 T_c はケース温度である。

表 3.1 BCR 150 A の特性一覧表
List of characteristics of BCR 150 A.

	単位	耐 圧 ク ラ ス					
		4	8	12	16	20	24
最大 定 格							
せん頭阻止電圧	V	200	400	600	800	1,000	1,200
過渡せん頭阻止電圧	V	240	480	720	960	1,200	1,350
実 効 電 流	A	150					
サージ電流	A	2,000 (60 Hz 単相全波 1 サイクル)					
電流二乗時間積	A ² S	16.7×10^3 (60 Hz 半波 1 サイクル)					
せん頭ゲート入力	W	16					
平均ゲート入力	W	4					
せん頭ゲート電圧	V	10					
せん頭ゲート電流	A	4					
動作接合部温度	°C	-40~125					
保 存 温 度	°C	-40~150					
動 作 特 性							
平均漏れ電流	mA	15 (単相半波平均値, 定格せん頭阻止電圧にて)					
導通時電圧降下	V	2.30 (at 500 A, 接合部温度 125°C)					
ゲート トリガ電圧	V	3.50 (モード I, III*, 接合部温度 25°C)					
ゲート トリガ電流	mA	350 (モード I, III*, 接合部温度 25°C)					
ゲート非トリガ電圧	V	0.25 (接合部温度 125°C)					
臨界電圧上昇率	V/μs	100 (指数関数波形, 1/2 定格阻止電圧)					
転 流 時 di/dt	A/μs	1.0 (接合部温度 125°C, 1/2 定格阻止電圧, $(dV/dt)_c \leq 20 \text{ V}/\mu\text{s}$)					
熱 抵 抗	°C/W	0.220 (接合部ケース間, 60 Hz)					

* 図 2.1 参照

図 3.3 (b) は、これを等価な電気回路におきかえたものである。 $T_{j1}=T_{j2}$ と考えてよいから、この等価回路から、双方向サイリスタの全熱抵抗 θ_{jc} (BCR) は、

$$\theta_{jc}(\text{BCR}) = r_{b1} \cdot r_{b2} / (r_{b1} + r_{b2}) + r_c$$

となる。一般に $r_{b1}=r_{b2} \equiv r_b$ としてよいから、

$$\theta_{jc}(\text{BCR}) = r_b/2 + r_c$$

が双方向サイリスタの定常熱抵抗を表わす。ところが、直流法で測定される双方向サイリスタの熱抵抗は、 $r_{b1}+r_c$ または、 $r_{b2}+r_c$ である。

一方、サイリスタの熱抵抗は、接合部とその付近の温度変動をする領域の熱抵抗を R_b 、定常的なベース領域を R_c とすれば、 R_b+R_c で



図 3.1 三菱大電力双方向サイリスタ BCR 150 A の外観
Appearance of Mitsubishi high power bidirectional controlled rectifiers BCR 150 A.

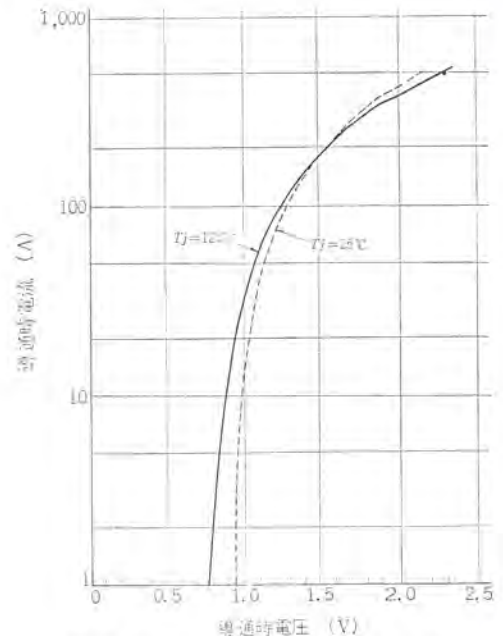


図 3.2 導通時電流電圧特性
V-I characteristics in conducting state.

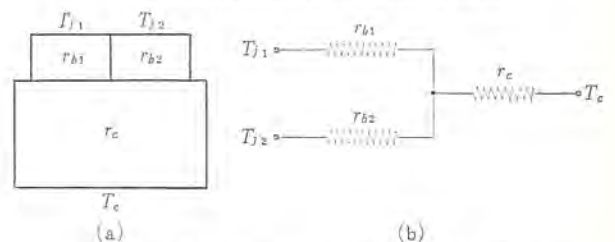


図 3.3 双方向サイリスタの熱的等価図および等価回路
Thermal equivalent structure and circuit of bidirectional controlled rectifiers.

与えられる。考えている双方向サイリスタと、エレメント、外形とも同じ寸法、同じ材質のサイリスタならば明らかに、

$$R_c \doteq r_c, R_b \doteq r_{b1} + r_{b2} / (r_{b1} + r_{b2}) = r_b / 2$$

となる。したがって、

$$\theta_{jc}(\text{BCR}) = \theta_{jc}(\text{SCR}) = \theta_{jc}(\text{IC 法}) - r_b / 2$$

によって $r_b / 2$ を決定することができ、直流法による熱抵抗から直ちに θ_{jc} を知ることができる。BCR 150 A の方形波 60 Hz における定常熱抵抗は、 $0.22^\circ\text{C}/\text{W}$ 以下である。

つぎに接合部最高許容温度は、一般のサイリスタと同様、 125°C である。

以上の各特性から計算された 60 Hz における実効電流値対 ケース温度の関係を図 3.4 に示す。150 A rms, $\theta = 180^\circ$ のとき、ケース温度は 81°C である。これは最大導通時電圧降下特性と最大熱抵抗をもつ場合であるが、実際には、最大値より低く作られているので十分余裕がある。なお、過電流耐量は、2,000 A, 1 cycle である。

(2) 電圧定格

電圧定格は、サイリスタと同様、定格せん（尖）頭阻止電圧 V_{DRM} と過渡せん頭阻止電圧 V_{DSM} とがあり、両方向について共通である。 V_{DRM} はサイリスタの順阻止電圧に相当し、漏れ電流の大きさとブレイクオーバー電圧 V_{BO} とによって決められている。 V_{DRM} における最大漏れ電流は、十分余裕をみて 15 mA にとられている。 V_{SM} は V_{DRM} に対して、1,000 V 以下ではその 20 %、1,200 V 以上のものには 150 V の余裕がとっており、素子のブレイクオーバー電圧よりも常に低くとられていて過渡電圧から素子を保護できるよう考慮されている。

(3) ゲートトリガー特性

ゲートトリガーの方法は、2.1 節でのべたように、一般には 4 とおりある。しかし、BCR 150 A においては 3.2 節でのべる di/dt 耐量、転流時 di/dt 耐量とのかねあいから、3 とおりに制限している。さらに安全をみて I, III 二つの点弧モードを使用するのが望ましく、定格表にはこの二つが表示されている。図 3.5 は代表的な温度特性を示す。ゲート入力パルスが与えられる場合、パルス幅は少なくとも 15~20 μs 以上必要で、これ以下のパルス幅では著しく点弧電流、ターンオン時間が増加するので望ましくない。また、双方向サイリスタはサイリスタにおける順方向スイッチを両方向にするのであるから、電圧阻止状態で点弧回路の漏れ電流がゲートに流れると、ブレイクオーバー電圧および dV/dt によるブレイクオーバー電圧等を低下させ、誤動作の

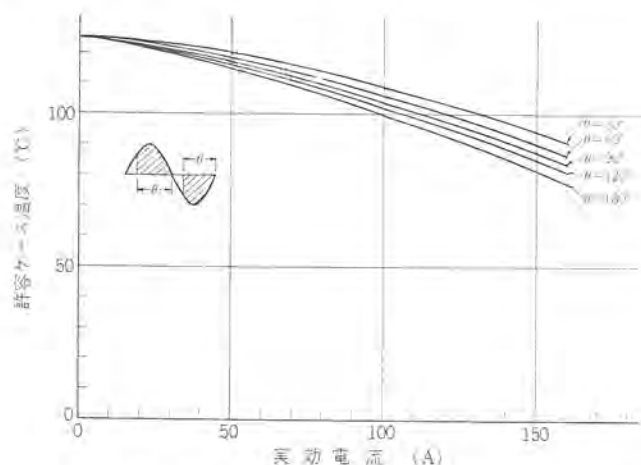


図 3.4 実効電流—最高許容ケース温度
Allowable case temperature vs. on-state conduction current.

原因となるから、ゲート回路の構式上、注意する必要がある。

3.2 動特性

(1) ターンオン特性

図 3.6 にターンオン時間および立ち上がり時間の代表的な例を示す。ターンオン時間はゲート電流の減少とともに増加するが、これは遅れ時間が増加しているであって、立ち上がり時間はほぼ一定である。また第 III モードのほうが第 I モードより長いのは双方向サイリスタ特有の点弧機構によるもので、この点を考慮して BCR 150 A ではターンオン領域の広がり速度をあげるくふうがなされている。

(2) dV/dt

dV/dt によってブレイクオーバーを生じる事情は、サイリスタの場合と全く同じである。しかし、双方向サイリスタでは両方向にスイッチするため、転流時の非常に高い dV/dt にも耐えなければならない。実際 BCR 150 A の転流時には、数 10 V/ μs という高い dV/dt が加わる時がある。したがって十分高い静止 dV/dt 耐量が必要である。図 3.7 は、その代表的な dV/dt 対 ブレイクオーバー電圧の関係を示す。ほとんどの素子が同様の特性をもっており、数 100 V/ μs の dV/dt 耐量をもっている。

(3) di/dt 耐量は、一般にターンオン時間の短いものほど高い傾向がある。BCR 150 A でも、第 I モードより第 III モードの耐量のほうが低い。図 3.8 に測定回路を示す。図 3.9 は、阻止電圧 600 V からスイッチ S を閉じて第 III モードで点弧したときの電流波形

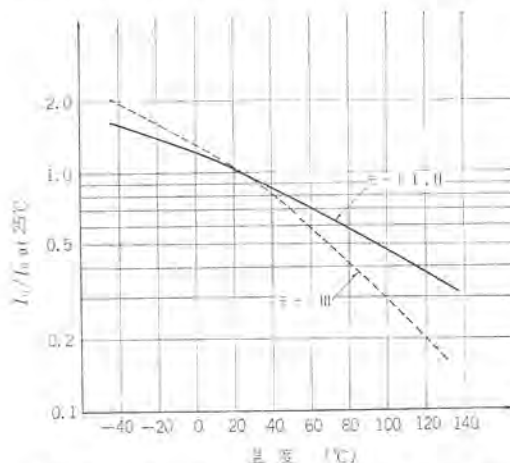


図 3.5 ゲート点弧電流の温度特性
Temperature dependence of triggering gate current.

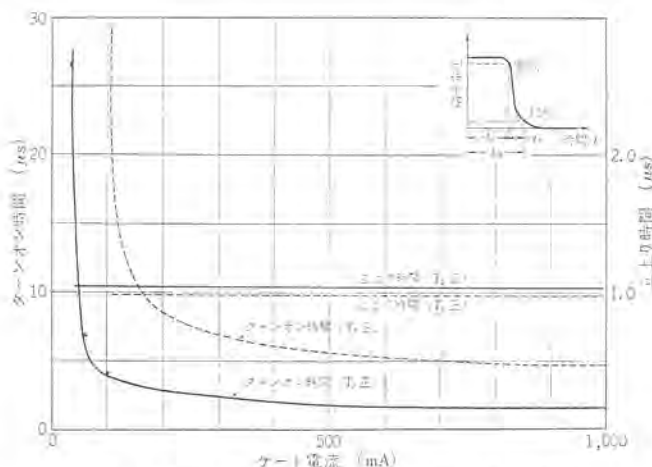


図 3.6 ターンオン時間の代表的ゲート電流依存性
Turn-on time vs. gate current (typical).

の立ち上がり部分で約 $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ に耐えている。このときの主電流 (Sを開いて C_1 のみ放電) による di/dt の大きさは約 $15 \text{ A}/\mu\text{s}$ 、ピーク値 150 A 、通電期間は $140 \mu\text{s}$ となっている。すべての素子がこの条件に耐えることが確かめられている。

(4) 転流 $(di/dt)_c$ 特性

BCR 150 A 十分高い dV/dt 耐量を有するため、実用上その転流能力は $(di/dt)_c$ によってきめられる。BCR 150 A における転流時 $(di/dt)_c$ と、反対方向阻止電圧の関係 ($T_j=125^\circ\text{C}$) を図 3. 10 に、またその接合部温度依存性の測定例を図 3. 11 にしめす。これらの測定は図 3. 12 に示す回路を用いて行なわれ、その測定時の電流電圧波形は図 3. 13 に示すものである。図 3. 10 から、通電方向によらず、転流時 $(di/dt)_c$ が増大するにつれて、ある点 (図 3. 10 では $2 \text{ A}/\mu\text{s}$) から急激に反対方向阻止電圧が減少し阻止能力を

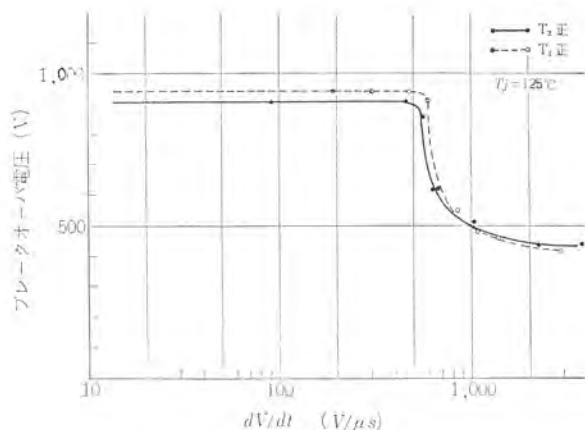


図 3. 7 dV/dt 特性
 dV/dt characteristics.

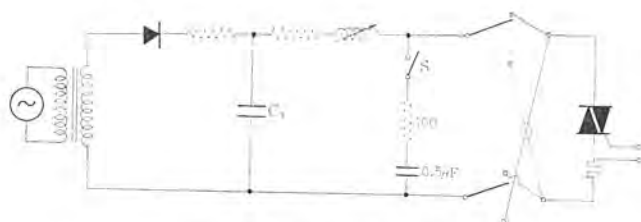


図 3. 8 di/dt 耐量測定回路
 di/dt test circuit.

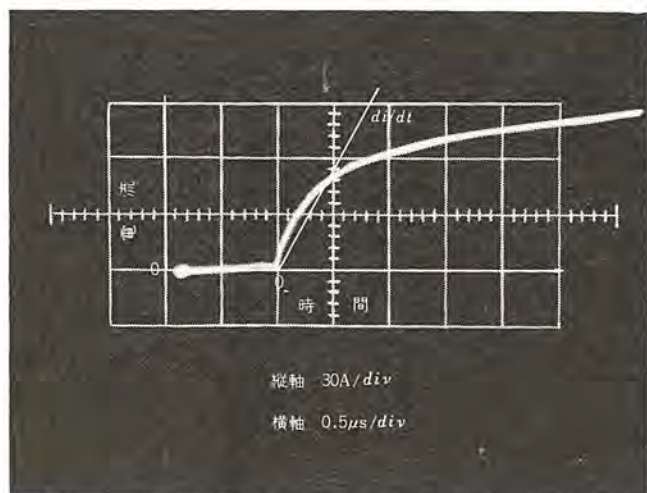


図 3. 9 di/dt 試験時電流波形 (第 III モード)
Current waveform of di/dt test (BCR 150 A mode III).

失うこと、通電電流値が増大してもその値は大きくかわらずある値に近づくことがわかる。なおこのとき印加される $(dV/dt)_c$ の値は $1,000 \text{ V}/\mu\text{s} \sim 250 \text{ V}/\mu\text{s}$ であった。これらの特性から BCR 150 A の転流能力が $(di/dt)_c$ に大きく依存していることがわかる。実際にはこの $(di/dt)_c$ は $1 \sim 数 \text{ A}/\mu\text{s}$ に分布しており、出荷試験にあたっては $T_j=125^\circ\text{C}$ 、 $I_T=150 \text{ A}$ 、再印加電圧 $= \frac{1}{2}$ 定格阻止電圧、 $(dV/dt)_c \gg 20 \text{ V}/\mu\text{s}$ (実際には $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ 以上) の条件のもとで、両方向とも

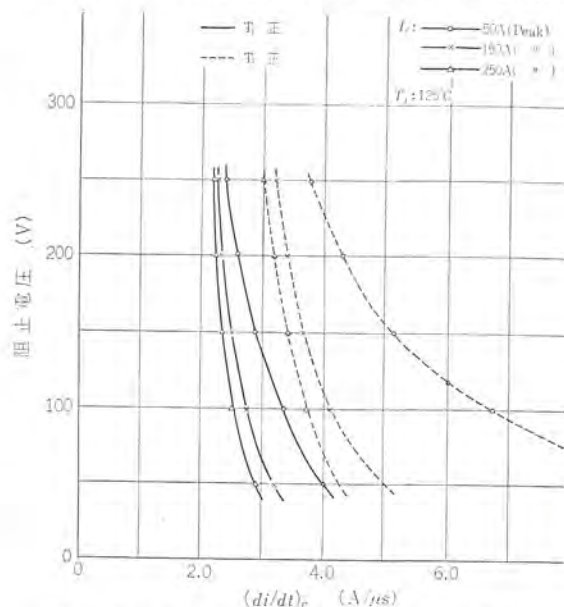


図 3. 10 反対方向阻止電圧の $(di/dt)_c$ 依存性
Reverse blocking voltage vs. $(di/dt)_c$.

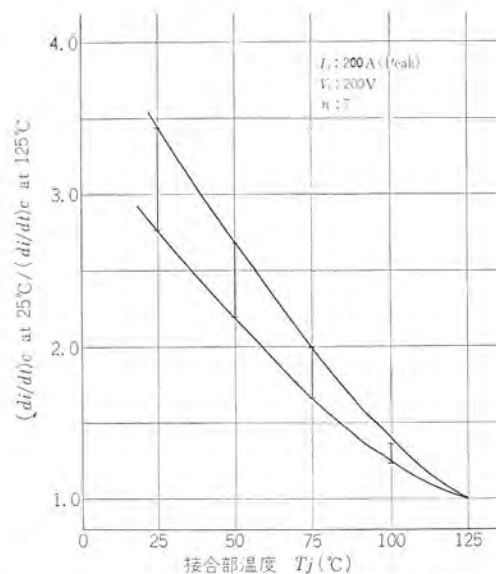


図 3. 11 臨界転流 $(di/dt)_c$ の接合部温度依存性
Critical $(di/dt)_c$ vs. junction temperature.

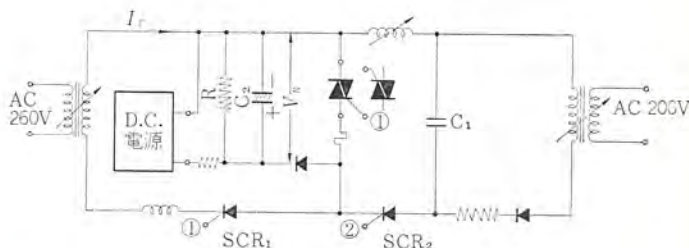


図 3. 12 $(di/dt)_c$ 測定回路
Circuit for $(di/dt)_c$ measurement.

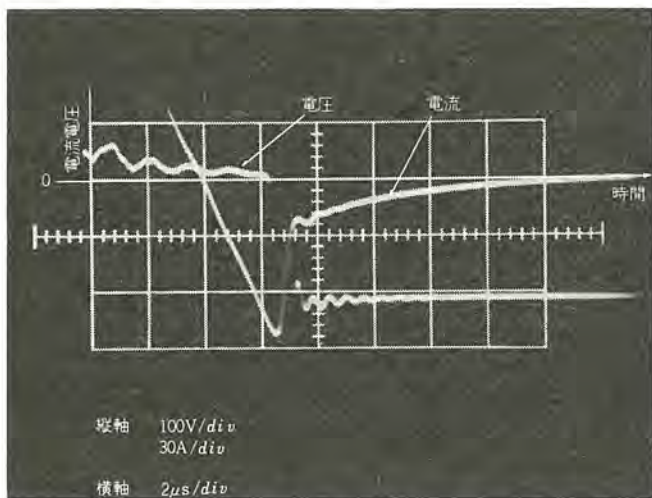


図 3.13 $(di/dt)_c$ 試験時の電圧電流波形
Voltage, current waveforms in commutating di/dt test.

1 A/ μ s の $(di/dt)_c$ をもつことを全数確認している。

4. BCR 150 A の応用⁽⁵⁾⁽⁶⁾

双方向サイリスタの利点を生かした応用対照は、双方向サイリスタを並列接続せずすむ交流回路または可逆極性出力整流回路で、具体的には一般交流制御・交流定電圧装置・可逆レオナード・直接周波数変換・誘導電動機一次電圧制御・交流無接点接触器・低圧大電流整流装置の一次交流側制御等である。BCR 150 A は高い転流能力を有するため、これらのすべての用途・装置に用いることができる。これらのうちで、サイリスタと比べてもっとも BCR 150 A の特長をいかしうる用途は、可逆レオナードと直接周波数変換である。とくに

可逆レオナードでは均一サイリスタコンバータ2台を双方向サイリスタコンバータ1台で置きかえることができ、所要素子の総 VA 容量を低減でき、かつ装置を小形軽量化することが可能である。しかし双方向サイリスタにとって、可逆レオナードへの応用は、もっとも過酷なものと考えられ、これに使用可能とすることが BCR 150 A 開発の第1の目標とされた。BCR 150 A の諸装置への実用化試験は当社中央研究所で系統的に行なわれ、三相半波零力率試験・可逆極性変換試験によって完全な実用性が確認され、現在、BCR 150 A を用いた可逆レオナード装置が成功裏に実動している。これらの試験結果あるいは使用実績は、BCR 150 A が逆並列サイリスタとまったく同じように使用できることをしめしている。

5. む す び

BCR 150 A は中央ゲート構造・圧接形構造・高信頼性・高い転流能力を有する本格的な大電力用高耐圧双方向サイリスタであり、実用上は従来の 70 A 級サイリスタの逆並列接続と同様に用いられることをのべた。今後各種交流装置に広く用いられ、装置のコスト低減とその小形軽量化に大きく寄与することを確信している。

参 考 文 献

- (1) F. E. Gentry, et al. : Proc. IEEE, 53, 355 (1965)
- (2) F. E. Gentry, et al. : Silicon Controlled Rectifiers, Prentice-Hall, Inc.
- (3) J. F. Essom : Proc. IEEE, 55, 1,312 (1967)
- (4) 船川ほか：昭 44 年電気四学会連合大会，講演番号 676
- (5) 木村ほか：昭 43 年連大関西支部 3-1
- (6) 木村ほか：昭 44 年電気四学会連合大会，講演番号 715

高耐圧大電力半導体素子

中田 俊祐*・山本 勇*・上田 守*・須川 嘉幸*・米田 良忠*

High Voltage High Power Semiconductor Devices

Kitaitami Works Josuke NAKATA・Isamu YAMAMOTO・Mamoru UEDA
Yoshiyuki SUGAWA・Yoshitada YONEDA

Mitsubishi has developed FT 800 A thyristors and FD 1000 B rectifier cells which are high voltage high power semiconductor devices having average on-state current and off-state voltage of far greater ratings than conventional ones. The maximum ratings of the above mentioned current and voltage are respectively 600 A and 4,000 V for the thyristor and 800 A and 6,000 V for the rectifier cell. Those new devices are all of flat package construction with proper consideration to dissipate effectively increasing inner power losses due to high voltage and high current capacities. Moreover, much improvement has been worked out to respond to high reliability called for with the problems of mechanical stress. Description has been made on the questions arising with the design and construction of them herein.

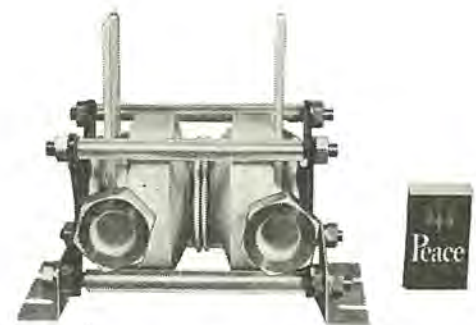
1. ま え が き

過去十数年間における電力用整流素子・サイリスタの特性定格の向上は、めざましく、応用面においてはその用途の開拓、装置の大形化が活発に促進され、こん日ではすでに故障率 $10^{-9}/h$ 以下の運転実績を示すものができ、高い信頼性を含めて、重電機器における電力の変換や、制御に大電力半導体素子が欠かせない存在になっている。

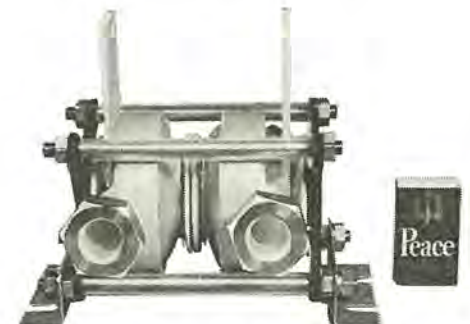
図 1.1 は電力用整流素子ならびにサイリスタ単体の変換電力量、または制御電力量 P を、常用動作電圧・電流が最大定格値より低いことを考慮して、平均値電流とせん頭逆電圧の積を $1/3$ 倍した値をとり、その年度別の進歩のあとをグラフであらわしたものである。

当社は、このたび新しい製作技術を開発して、大電力用 FD 1000 B 整流素子および FT 800 A サイリスタを完成した(図 1.2)。FD-1000 B 整流素子は 800 A 6,000 V の定格をもち、FT-800 A サイリスタは 600 A 4,000 V の定格をもっている。これら新素子はいずれも平形構造であり、高耐圧・大容量のために増大する内部発生損失を効果的に処理できる新しい構造を採用した。

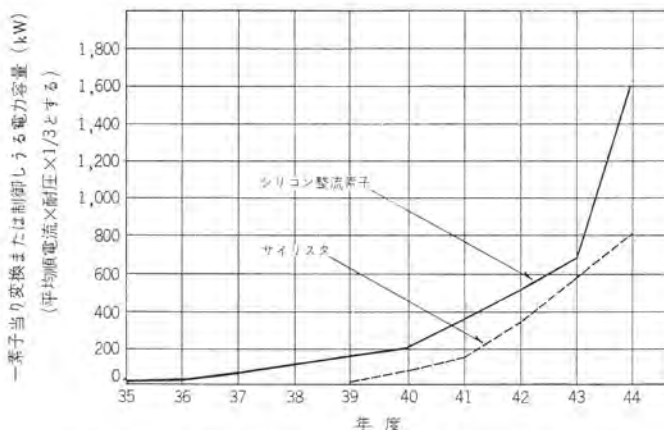
本文では大電力整流素子の特質、新素子の構造と製作方法の特長、およびその定格と特性の概略について述べる。



(a) FD-1000 B 整流素子



(b) FT-800 A サイリスタ

図 1.2 三菱高耐圧大容量素子の外観
Mitsubishi high voltage high power devices.図 1.1 電力用半導体素子の 1 個当たりの変換容量の変遷
Increase of power handling capability of high power devices.

2. 高耐圧大容量素子の特質

2.1 シリコン単結晶と素子特性

P-N 接合の逆耐圧は、表面および結晶内部の欠陥を除外すると、バルクアバランシェ降伏によって規制される。降伏電圧に近い領域では、もれ電流を運ぶ電子と正孔が、P-N 接合の空乏層内の電界によって加速され、衝突によって電離に必要なエネルギーを得る。

電離増倍されたキャリアは、ある電界分布で無限に達し、アバランシェ降伏を起こす。電離の確率は電界強度の関数であり、したがって空乏層を作る不純物電荷分布(不純物密度分布と印加電圧による)とその幅に依存する。

表 2.1 シリコンのパラメータの増加に対する特性上の傾向
Dependence of thyristors ratings and characteristics upon the silicon material's resistivity, life time, thickness and diameter.

シリコンの増加パラメータ	比抵抗	ライフタイム	厚み	直径	(注)
耐圧	↑	↑	↑	↓	
もれ電流	↑	↓	↓	↑	
順電圧降下	↑	↓	↑	↓	W/L>1
過電流耐量	↓	↑	↓	↑	
順方向立ち上り時間	↑	↓	↑		整流素子のOFF→ON時間
逆方向回復時間		↑	↑	↑	
熱抵抗			↑	↓	
ゲート点弧電圧	↓	↑			サイリスタのみ
ゲート点弧電流	↓	↑			サイリスタのみ
ターンオン時間	↓	↑	↑	↑	サイリスタのみ
ターンオフ時間	↑	↑	↑	↑	サイリスタのみ
最大順電圧上昇率(dV/dt)	↓	↓	↑	↓	サイリスタのみ
最大順電流上昇率(di/dt)	↓	↑	↓	↓	サイリスタのみ

↑印は増加, ↓印は減少の方向で太い矢印は強い傾向を表わす

高耐圧素子では、不純物密度の低い（比抵抗の高い）シリコンが必要であり、その厚みも大きく選ばなければならない。たとえば耐圧3,000 V に対しては、比抵抗は145 Ωcm (N形約 4×10^{13} atoms/cm³) あればよいが、6,000 V になると、最小410 Ωcm (N形約 1.2×10^{13} atoms/cm³) が必要となる。空乏層の幅は、後者では約300 μm 増加し、その程度の厚みを増すことは避けられない。

一方、電流容量を増すためには、基本的に直径の大きなシリコン単結晶を用いることになる。

一般にシリコンの直径が大きくなるにともない転位密度・リニエジが増加し、比抵抗が非常に高くなると、半径方向および軸方向比抵抗のばらつきも増大するので、特性のばらつきや歩どまりへの影響が目立ってくる。またシリコン単結晶の使用に当たって、少数キャリアのライフタイムが長いもの、熱処理前後で結晶特性の異常な変化がないものなどを十分検討しておくことが重要である。

表 2.1 に高耐圧大容量素子に使用するシリコン単結晶のパラメータが増加した場合、素子の各特性にどのような影響がみられるか概念的に示した。高耐圧大容量化において相反する特性間の協調を最適化するためには、接合構造・電極配置の方法など合理的な設計と高度な製作技術を要するが、とくに厚みの増加とライフタイム向上の限界にもとづく、次の事項に対する問題はきわめて重要である。

2.2 順電圧降下の増加

通常の電力用素子の定格電流は、70~100 A/cm² の電流密度で設計されている。定常状態におけるピーク値、および半サイクル過電流保証値の範囲を考えると、電流密度1,000 A/cm² 以上に対する順電圧降下の改良がきわめて重要な課題である。このレベルでの注入キャリアの密度は、不純物密度をはるかに越えた量にあり、そのときの順電圧降下は、整流素子・サイリスタのいずれも、中央の高比抵抗層における電圧降下 (V_{bn}) が大部分をしめ、Hall⁽¹⁾ によればこの層の厚みを W_n 、キャリアの拡散長を L_p とすると次の関係で示される。

$$\frac{W_n}{L_p} \ll 1 \text{ のとき } V_{bn} = \frac{2KT}{q} \left(\frac{W_n}{2L_p} \right)^2 \dots\dots\dots (2.1)$$

$$\frac{W_n}{L_p} \gg 1 \text{ のとき } V_{bn} = \frac{\pi KT}{2q} \exp \left(\frac{W_n}{2L_p} \right) \dots\dots\dots (2.2)$$

ここに K : ボルツマン定数
 T : 絶対温度

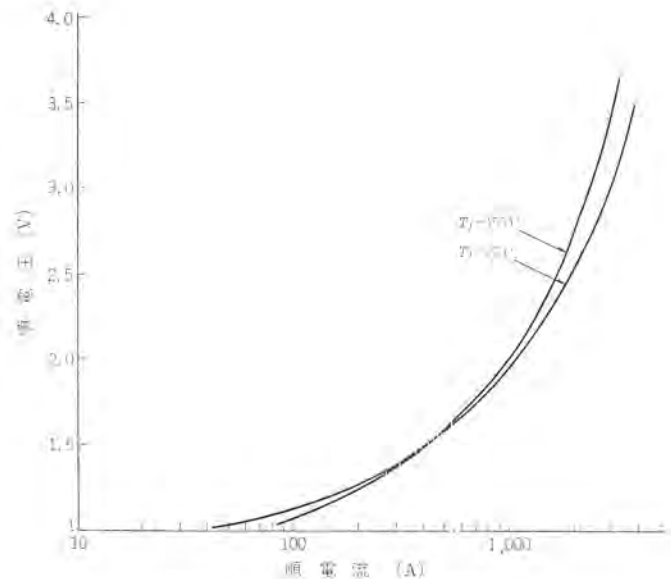


図 2.1 FD 1000 B-120 順方向特性
Forward voltage drop vs. current of FD 1000 B rectifier.

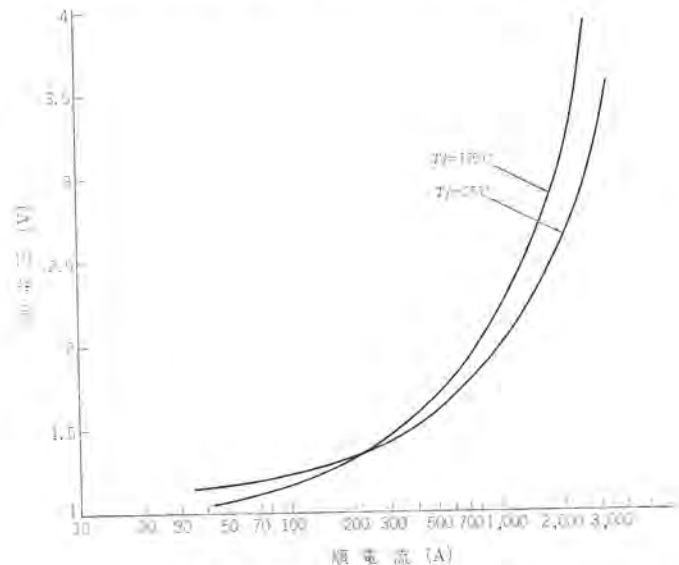


図 2.2 FT-800 A-80 順方向特性
On-state characteristic of FT 800 A thyristor.

q: 電子の電荷

拡散長 L_p はキャリアの拡散定数とライフタイムの積の平方根で表わされる値であるが、ライフタイムの製作技術面での限界、電流密度の増加およびある温度を境にしてのライフタイムの著しい低下から、 W_n/L_p の値は、高耐圧化によってますます増加し、4,000 V サイリスタでは、100 A/cm²、常温で、3~6 になってきている。

図 2.1 は FD-1000 B 整流素子、図 2.2 は FT-800 A サイリスタの順方向 V-I 特性を常温と150°Cまたは125°Cで測定した結果である。

ここで注目される点は、常温と高温でのカーブがクロスすることで、クロスポイントは、高耐圧になるほど低い電流密度で生じる傾向をもっている。このような高温での順電圧降下の増加は、過電流やサイリスタの di/dt (臨界順電圧上昇率) が大きいとき、ホットスポットができやすく、耐圧の低下やスイッチング時間の増大など好ましくない悪影響をおよぼすことも考えられ、低圧素子の場合より十分注意して使用することが必要である。

2.3 もれ電流の増加

もれ電流は接合の表面とバルクにおいて、いずれも接合面積の拡

大にもなって増加する。

バルクのもれ電流密度を、高比抵抗のN形シリコンにステップ形のP-N接合を形成した場合について、設計パラメータおよび温度との関係について考えてみる。

バルクのもれ電流密度 (I_R) は、拡散による飽和電流 (I_0) と空乏層における発生電流 (I_G) の和から成立っている。 I_0 は次式で表わされる。

$$I_0 = qP_n \left(\frac{D_p}{\tau_p} \right)^{1/2} \quad (2.3)$$

$P_n = N_i^2 / N_n = q\mu_n \rho_n N_i^2$ を式 (2.3) に代入して

$$I_0 = q^2 \mu_n \rho_n N_i^2 \left(\frac{D_p}{\tau_p} \right)^{1/2} \quad (2.4)$$

ここに P_n : N形層における正孔密度

D_p : 正孔の拡散定数

τ_p : 正孔のライフタイム

N_i : 真性半導体のキャリア密度

N_n : N形不純物密度

μ_n : 電子の移動度

ρ_n : N形層の比抵抗

なお N_i , D_p はそれぞれ温度の変化に対して次の関係がある。

$$N_i^2 \propto T^3 \cdot e^{-1.21/KT} \quad (\text{at } 0^\circ\text{K}) \quad (2.5)$$

$$D_p = (KT/q)\mu_p \quad (2.6)$$

ここに μ_p : 正孔の移動度

また $\mu_p \propto T^{-2.7}$ の関係があるから式 (2.5), (2.6) を用いて飽和電流の温度依存性を簡単に表わすと次のようになる。

$$I_0 \propto T^{2.15} \cdot e^{-1.21/KT} \cdot \tau_p^{1/2} \quad (2.7)$$

一方、発生電流密度 (I_G) は印加電圧による空乏層の幅 (W_s)、正孔・電子対の発生率 (G) に比例し次式であらわされる。

$$I_G = q \cdot G \cdot W_s \quad (2.8)$$

なお発生率 (G)⁽³⁾ は再結合中心が、禁止帯の中心にあるとすると次のように表わされる。

$$G = \frac{N_i N}{1/\sigma_{pa}v_p + 1/\sigma_{nd}v_n} \quad (2.9)$$

ここに N : 再結合中心の密度

σ_{pa} , σ_{nd} : 正孔・電子の捕獲断面積

v_p , v_n : 正孔・電子の熱速度

再結合中心の密度とライフタイムの関係をそれぞれN形・P形シリコンについて、近似式を用いると次のように表わされる。

$$\tau_1 \approx \frac{1}{\sigma_{pa}v_p N} \quad (2.10)$$

$$\tau_2 \approx \frac{1}{\sigma_{nd}v_n N} \quad (2.11)$$

ここに τ_1 , τ_2 はN形・P形シリコンにおけるライフタイム。

結局、式 (2.3) から (2.11) までの関係式から、高耐圧素子のもれ電流を少なくする重要な基本的条件は、設定した耐圧に対し、比抵抗値を必要最小値にとどめること、キャリアのライフタイムを長くすることである。サイリスタにおいては、接合間の電流増幅作用で、もれ電流は、いっそう増倍されることをつけ加えねばならない。そしていずれのもれ成分も、温度の増加関数であり、熱逸走を起こさないよう、動作接合部温度におけるもれ電流を押える必要がある。

2.4 スイッチング時間の増加

2.2, 2.3 節で述べたように、高耐圧素子では、ライフタイムの長

いことが要求されるが、反面、素子の逆方向回復時間やサイリスタのターンオフタイムが長くなり好ましくない。高耐圧化は、このように素子のスイッチ時間を、ある程度、犠牲にして行なわれるが、回路応用面との協調を図りつつ特性相互間の妥協が望ましい。

このためには、ライフタイムの精密なコントロールが必要である。しかし、現実には使用前のシリコン単結晶のライフタイムが、200~1,000 μs あるにもかかわらず、拡散・エピタキシャル・合金のプロセスにおいて、約1けたの減少は避けられず、100 μs 以上のライフタイムのコントロールは技術的に非常にむずかしいといわねばならない。たとえば、金が約 10^{12}atoms/cm^3 固溶すると、ライフタイムは50 μs 以下に低下する。

逆方向回復時間 (t_r) は、接合構造によって異なるが、拡散形のP-N接合の場合では、キャリアの注入が両側に起こるから式 (2.10), (2.11) の τ_1 , τ_2 のそれぞれ1/2と考えられ、次のようになる。

$$t_r \approx \frac{1}{4} (\tau_1 + \tau_2) \quad (2.12)$$

Bemsky⁽³⁾ によるとN形シリコンでの σ_{pa} は $\propto T^{-1}$, P形シリコンでの σ_{nd} は $\propto T^{-2}$ なる温度依存性をもち、 v_p , v_n は $\propto T^{1/2}$ にしたがって変化するので Backowsky⁽²⁾ の用いた定数 (常温)

$$\sigma_{pa}v_p = 1.38 \times 10^{-8} \text{ cm}^3/\text{s}$$

$$\sigma_{nd}v_n = 3.5 \times 10^{-8} \text{ cm}^3/\text{s}$$

を式 (2.10), (2.11) に代入し、式 (2.12) を再結合中心の密度と温度の関数として示すと次のとおりになる。

$$t_r \approx \frac{1}{4N} \left\{ \frac{(T/300)^{3.5} \times 10^8}{1.38} + \frac{(T/300)^2 \times 10^8}{3.5} \right\} \quad (2.13)$$

これから逆方向回路時間は、温度が高くなると長くなることがわかる。

サイリスタにおけるターンオフ時間は二つのP-N接合の回復時間と、これら接合の回復過程が相互にからみ合って非常に大きくなる。このため、ライフタイムのコントロールだけでなく、接合構造の設計は重要なポイントである。一般に高耐圧化にともなうターンオフタイムの増加は、耐圧の7/3乗に比例するといわれている。

3. 素子の製作

このたび開発した三菱大電力用素子FD-1000B整流素子、およびFT-800Aサイリスタは、前章の問題を解決するため、拡散法の改良に加えて、新しくエピタキシャル成長法を取り入れた。またこれまでになかったまったく新しい素子構造の無ひずみ化を行なった。

3.1 エピタキシャル成長法の適用

均一で平坦なP-N接合を形成するため、FD-1000Bではエピタキシャル成長法を用いた。初めにシリコンの表面を平面度のよい鏡面研磨を施し、表面を十分清浄してから、反応管に送り、約1,150°Cで短時間ペーパエッチをして、表面のひずみ層を完全に除去する。それから四塩化けい素を送って水素還元して気相成長を行なった。

加熱温度はこれまでの拡散温度より100°C低く、加熱時間は数十分であるため、結晶に与える影響が少なく、基板シリコンの転位の増加や、ストレスが拡散形にくらべてかなり改善され、より均一な接合が形成できるようになった⁽⁴⁾。

P-N接合の耐圧およびライフタイムの向上を図るため、特殊なゲッタ処理方法を開発した。エピタキシャル接合に対するゲッタ作用は、これまでの拡散形のものよりも容易であることがわかり、ライフタイムは100 μs 以上が可能になった。

FT-800 A では、エピタキシャル成長法と拡散法を併用して接合を形成した。2章で述べた特性相互間で相反するファクタをより協調させるため、接合形成における不純物の種類と密度の分布の自由度は、これまでの拡散法・合金法よりいっそう広がられた。

なお、順・逆阻止電圧の温度依存性、 dV/dt の改善のため、陰極側のエミッタとベースのP-N接合の多点短絡（ショートエミッタ）構造、およびゲート近傍のエミッタ構造の改良を行ない、高い di/dt 耐量を確保した。P-N接合が均一にできているか否かは、逆特性のほか、特に過電流耐量の限界を測定することによって評価できる。エピタキシャル接合によって形成された整流素子の過電流耐量は非常によい結果を示した。

3.2 素子構造と電極の変遷

電力用整流素子が開発されてから、現在にいたる素子構造および電極接続方法についての進歩も著しい。図3.1に代表的なものの変遷を示した。これらを簡単に説明する。

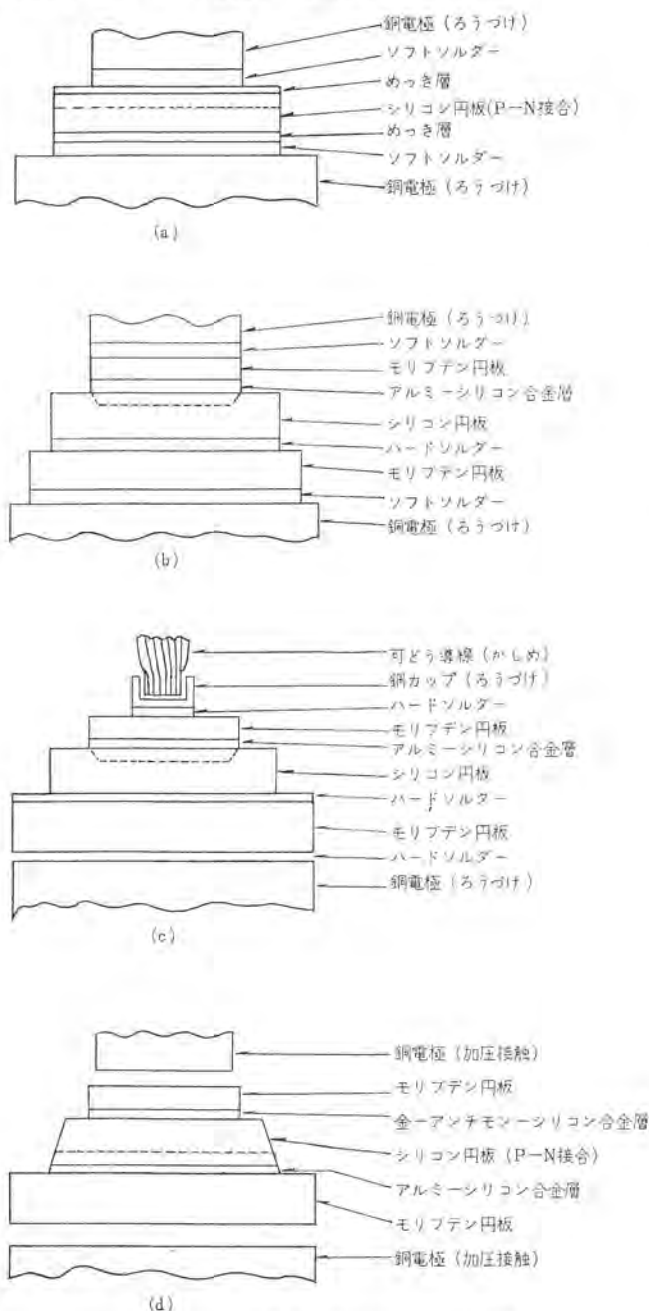


図 3.1 素子構造と電極接続方法の変遷
Improvement history of power device construction.

開発当初では、耐圧・電流量とも小さく、数百V数十Aであって、使用されたシリコンは、厚さ0.2mm前後、直径5mm前後であった。P-N接合は拡散形でシリコンはめっきによりオーミックコンタクトが作られ、はんだ（ソフトソルダ）で銅電極に直接ろう付けされた。（a図）まもなくシリコンの直径が大きくなって、シリコンウェファの取り扱いや組立てが破損しやすいこと、めっき・はんだ付けが高い動作温度に対して弱いことなどから、熱膨張係数が比較的良好なモリブデン板をシリコンの支持板として、両側からAl, Ag-Pb-Sb合金はくを用いて、サンドイッチ形に合金接合しP-N接合を形成した。電極との接触は高温はんだ（ソフトソルダ）が用いられた。（b図）

この素子はひんぱんに繰り返される反復負荷に対して、しだいにのはんだ部分が、銅とモリブデンの大きな膨張係数差により熱疲労を起こし、熱抵抗・順電圧降下などの劣化を生じた。これを改良するために、ソフトソルダより高い許容応力と接着強度をもったハードソルダが、銅電極とモリブデンのろう着けに使用された。（c図）しかしハードソルダのろう着け温度が高いために、P-N接合の耐圧を阻害し、またシリコンのひずみを避けるため、厚いモリブデン板を使用しなければならず、熱抵抗の改良のあい路となった。そこでこれらソルダの問題を解決するために、ソルダを使わない加圧接触形が登場した。（d図）これはソルダの熱疲労を解消するとともに、素子の高温加熱工程がなく、モリブデンを研磨してかなり薄くできるため、高耐圧大容量化に大きく貢献した。また加圧接触によって両面冷却のみちを容易にし現在にいたっている。しかし高耐圧・大容量化にしたがい、シリコンの大きさは直径が40mm以上、厚みが0.8mm以上が使用されるようになってきており、次のような問題点がクローズアップされてきた。

3.3 支持板合金による問題点の考察

図3.2(a)のように同一直径のシリコンとモリブデン板を高温で固着したとすると、両者の熱膨張係数の差によって冷却後には(b)図のようにたわみωができる。このたわみについてKlein⁽⁵⁾が解析しているが、それによると円板の半径の2乗、膨張係数差および固着開始時の温度と冷却度の温度差に比例し、両円板の厚みに反比例する。シリコンの直径を40mm、厚みを0.9mmとして、固着するモリブデン板あるいはタングステン板の厚みを、1~5mmの範囲で変えたときのたわみωを計算してグラフに示すと、図3.3の実線になる。実際には固着するためアルミニウムなどの薄いはくが使われていることにより、グラフの値の70~80%のたわみとなっている。

グラフに示すたわみに対応して、シリコンの表面には曲げ応力が発生

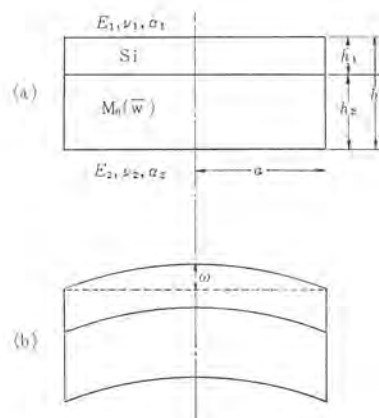


図 3.2 シリコンと支持板固着前後の断面図
Cross section of silicon to molybdenum disc fusion.

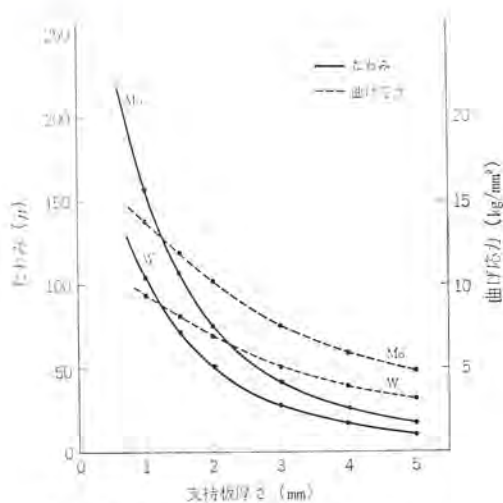


図 3.3 ろう付けによるたわみと曲げ応力
Thermal stress and strain in Si-Mo or Si-W bi-metal.

する。たわみ曲線を図 3.4 のように、曲率半径 R の一様な曲線で近似すれば、シリコン 表面の半径方向の曲げ応力は次式で表わされる。

$$\sigma_r = \frac{E}{(1-\nu^2)} \cdot \frac{h/2}{R} \dots\dots\dots (3.1)$$

ここに σ_r : 半径方向応力

R : 曲率半径 ($R = \frac{\omega^2 + a^2}{2\omega}$)

E : シリコン の弾性係数

この σ_r の大きさを図 3.3 の破線で示す。

一方、シリコン の曲げの強さは、実測によって約 14 kg/cm^2 がわかっている。図 3.3 の σ_r の大きさは平均的な値であるが、実際にはろう着け部の巣、形状および厚みの不均一によって、異常に大きくなることもあり、シリコン の局部にクラックが発生したり、不均等なストレスを残した状態になる。

図 3.3 の σ_r に関しては、モリブデンまたはタングステン 板の厚みを大きくとれば、小さくできることがわかるが、反対に固着部分のシリコン に生ずる圧縮応力は増加する。たわみがなく、単純に膨張係数差による収縮で生ずる圧縮応力は、タングステン 板で約 12 kg/cm^2 、モリブデン 板で 16 kg/cm^2 になり局部的にシリコン が破壊し、あるいは再結合中心の発生による逆方向特性、順方向特性の劣化が起こってくる。

また、たわみができた場合、シリコン の端面にはせん断が作用し、大口径化および厚みの増大にともなって増加し、端部の破壊も生ずる。

以上のように、シリコン には必ずひずみ応力が残るため、逆方向特性、順方向特性の静特性に影響が現われるほか、激しい間欠負荷や過電流にともなう温度サイクルで、素子が劣化しやすいことがわかった。

図 3.5 にモリブデン板をろう着けしないもの(a)と、したとき(b)によくあらわれる逆方向特性の例を示した。

3.4 素子構造の無ひずみ化

素子単体の容量増加を進めるうえにおいて、シリコン にのしかかってくる過大なストレスや熱放散の問題を解決するため、シリコン と支持板のろう着けをやめて、相互に活動できるよう加圧接触する構造を開発した。図 3.6 は FD-1000 B 整流素子、図 3.7 は FT-800 A サイリスタそれぞれの構造および電極の接触を示す断面図である。図 3.8 は FT-800 A の陰極側(a)と陽極側(b)からみた写真である。

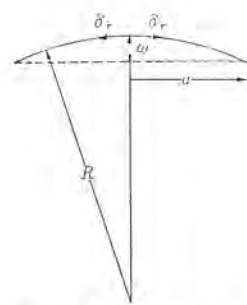


図 3.4 バイメタル 円板の熱ひずみ
Thermal strain in circular bi-metal disc.

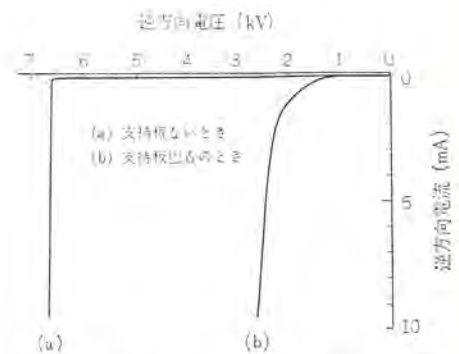


図 3.5 整流素子の逆方向特性 (常温)
Reverse characteristic of high voltage rectifiers.

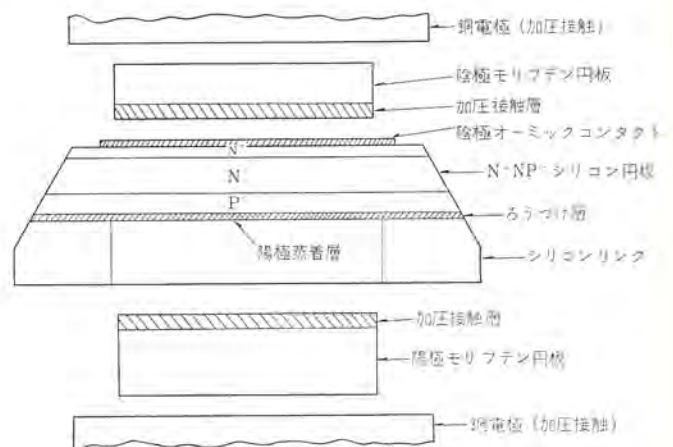


図 3.6 FD-1000 B の素子構造と電極接触方向
Basic fusion of FD-1000 B rectifier.

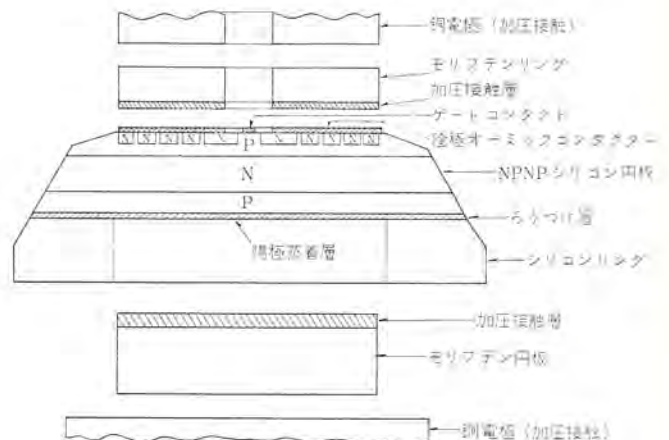


図 3.7 FT-800 A の素子構造と電極接続方法
Basic fusion of FT-800 A thyristor.

図 3.6 について説明する。P-N 接合を含むシリコン 円板は、平行、平面仕上げされた表面をもち、シリコン のリングによってその端から数 mm の幅だけ、きわめて薄いうえによってろう着けし補強される。シリコン のリングをろう着けしても、シリコン 円板のほうにはたわみが起こらず、平面度は保たれたままである。シリコンリングの外径はシリコン 円板より幾分大きくとっているから、取り扱い中、組立中において、欠損があってもシリコン 円板のほうには至らなくなっている。シリコン 円板の両側の表面には、オーミックコンタクトを形成する数ミクロンの金属層が蒸着によって設けられる。

この蒸着層を通して両側からモリブデン 板で加圧接触支持される。



(a) 陰極側



(b) 陽極側

図 3.8 FT-800 A の素子外観
External view of FT-800 A basic fusion.

蒸着層に接するモリブデンの表面は、電気的および熱的な接触をよくし、滑動ができるよう平面研磨した銀層が設けられる。

モリブデン板の外側は銅電極によってやはり加圧接触になっており、結局、シリコン円板—モリブデン板—銅電極はすべて加圧接触をなし、温度変化に対し互いに滑動し水平方向に伸縮することができる。したがってシリコン円板にたわみを生ずることもなく、モリブデン板の厚みをシリコンの直径や厚みに関係なく薄くできて、熱抵抗の改善やコストの低減ができる。もちろん熱疲労は皆無である。

ちょっと考えたところではシリコンはこわれやすく圧接に耐えないように思えるが、表面のおうとつを小さくして、垂直荷重を加えたところ、8 kg/cm²以上に耐えることが確認されており、FD-1000 B、FT-800 A ともパッケージの両面から 1.2 ton の圧縮荷重で使用するよう規定している。

この考案にもとづくシリコン円板は、P-N 接合のエッチングや表面処理において、モリブデンあるいはタンガステンがついていないため、これらによる作業上の妨げ、汚染は著しく改善され、コストの低減にも役立っている。

4. パッケージの構造と冷却方式

パッケージの重要な役割として次の事項があげられる。

- (1) 素子との電気的接触・支持
- (2) 電極間の絶縁
- (3) 外気シャ断（気密性）
- (4) 熱放散
- (5) 素子の機械的保護
- (6) 外部との組立・接続

これらを詳細に検討して高耐圧・大容量素子に適合した合理的なパッケージの構造および冷却方式を開発した。図 4. 1 は FT-800 A の構造を示す断面図である。

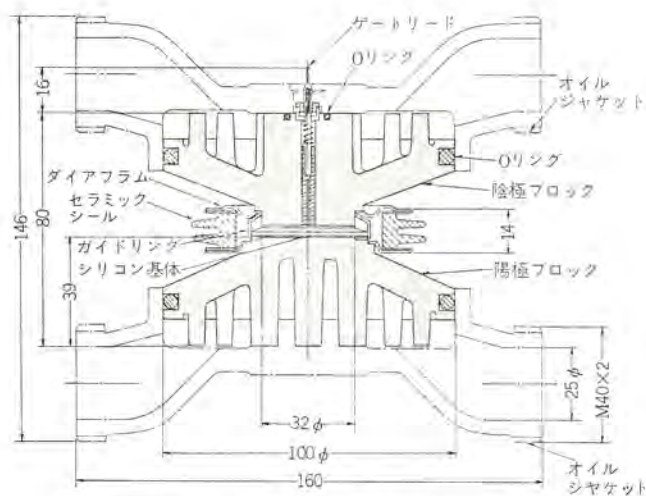


図 4. 1 FT-800 A の断面構造図
Cross section of FT-800 A.

4.1 パッケージ

素子発熱部と外部冷媒との距離を短かくし、かつ十分な絶縁を確保するため、セラミックの高さを小さくし、周囲に二つのひだを設けて沿面距離が 40 mm 以上になるように設計した。

封止の方法は、アルゴンガスを使用した TIG 溶接が最も確実であり、あらかじめ、ダイヤフラム（鉄合金）をそれぞれ、セラミック、陽極銅ブロック、陰極銅ブロックとろう付けによりシールしたものを、向い合わせて溶接しシールをした。

ここで、セラミックとダイヤフラムの熱膨張係数差によって生じる厚み方向、および半径方向の寸法変化を補償するために設けるダイヤフラムの形状は、重要である。この場合、熱膨張で起こる寸法変化は、最大 50 ミクロンであり、この寸法変化がくり返して起こるときのダイヤフラムの疲労強度を材料力学的に計算し、さらに加速疲労試験により確かめた結果、応力の最も高くなる内周付近に、応力集中が起こらぬように注意を払わねばならないことがわかった。

FD-1000 B 整流素子、および FT-800 A サイリスタに用いたダイヤフラムは、0.3 t の鉄合金薄板を使用し、内周に応力集中が起こらぬように配慮し、さらに曲げを受ける部分の全長を長くすることにより、良好な直線性をもたせることができた。このダイヤフラムの可とう性を測定した結果を図 4. 2 に示す。

サイリスタでは、パッケージ内外でのゲートリードと陽極との空間的距離が、高耐圧化になるほど重要になる。この問題を解決するため、素子のセンターゲートから直接に陰極銅ブロックのセンターを通して外部に導く方法を採用した。ゲートは陰極銅ブロックの中央にハーメチックシールされたセラミックにより、陰極と絶縁されている。素子を支持する陽・陰極ブロックの表面は、精度の高い平面仕上げが施され、両側の板ばねによって加圧接触される。両ブロックとも中心に対称であり、モリブデン板やシリコン板の表面に集中応力がかからないようになってゐる。

4.2 圧接機構

FD-1000 B 整流素子および FT-800 A サイリスタに使用する部品のうちで特筆すべきは、板ばねと陽極ブロックである。板ばねの解説については、本号の溶接機用サイリスタ AC スイッチで詳しく述べているのでここでは省略するが、この板ばねの特性を図 4. 3 に示す。この板ばねを使用することにより、球面自動調心機構を用いなくとも接触圧力が均一に作用するようになり、したがって全長が短くな

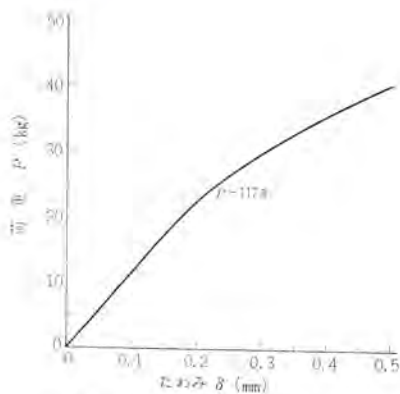


図 4.2 FT-800 A のダイヤフラムの可とう性
Flexibility of diaphragm for FT-800 A.

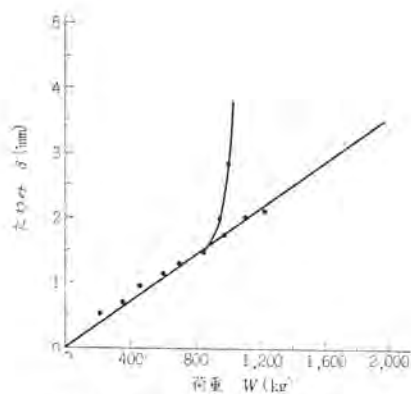


図 4.3 FT-800 A 用板バネの特性
Characteristics of leaf spring for FT-800 A thyristor.

り、組立も簡単になった。

陽極銅ブロックは、後述する冷却の問題から、図 4.1 のように、多数のピンの上から圧接する形式である。その場合、ピンから伝わってくる圧力を、陽極銅ブロックとモリブデン板とが接する面で均一になるためには、陽極銅ブロックの厚みに考慮を払う必要がある。図 4.4 のごとく、半無限の金属に不連続な分布荷重が作用した場合、ある深さ y における圧力分布 σ は次式で表わされる。

$$\sigma = \frac{p}{\pi} \left\{ \frac{(c+x) \cdot y}{(c+x)^2 + y^2} + \frac{(c-x) \cdot y}{(c-x)^2 + y^2} + \tan^{-1} \frac{c-x}{y} + \tan^{-1} \frac{c+x}{y} \right\} \quad (4.1)$$

この式より計算した結果を示す図 4.4 によれば、ピン径の 100% の深さまでいけば、圧力は $\pm 20\%$ の範囲で均一化されることがわかる。FD-1000 B および FT-800 A では、ピン径は 10 mm であるため最小 10 mm でよい。

4.3 冷却方法

従来の平形サイリスタは、ケース部分と冷却フィンが独立していたため、図 4.5(a) のごとくケースとフィン間の接触熱抵抗 θ_{C-F} が存在し、この θ_{C-F} は接触圧力が 150 kg/cm^2 程度になるとほぼ飽和してくるが、 10°C/kW 以下にすることはかなり困難である。

FT-800 A は、ケースとフィンとを一体化して、 θ_{C-F} を 0 にしたので、熱抵抗ブロックダイヤグラムは図 4.6(b) のごとくなる。

金属 (1) と金属 (2) が平面接触する場合の定性的解析は、本号の溶接機用サイリスタ AC スイッチの稿に詳述しているが、硬度 15 kg/mm^2 、表面粗度 3 ミクロン の銅ブロックを、空気中において接触圧力 $P \text{ kg/cm}^2$ で接触させた場合の熱コンダクタンスは次式で表わされる。

$$h = \frac{P}{30} + 0.4 \text{ kcal/cm}^2 \cdot \text{h} \cdot ^\circ\text{C} \quad (4.2)$$

この式を基本にして実験した結果を図 4.6 に示す。

接触熱抵抗は、加圧時と減圧時でヒステリシスを示すが、かなりよい一致を示す。他の金属の組合わせも多数実験した結果、接触面間に銀層を介在させると、銅と銅の接触の場合より低い熱抵抗が実現できるようになった。

フィンの冷却は、FD-1000 B や FT-800 A のごとく高耐圧大容量のものになると、絶縁油の中に浸して冷却する方法を考えねばならない。効果的な冷却を行なうには次のことがらが重要である。

(1) できるだけ接合部に近い所に冷却油を導入する。

(2) 油をフィンに衝突させ、温度境界層のはく離を促進して、熱伝達率をあげる。

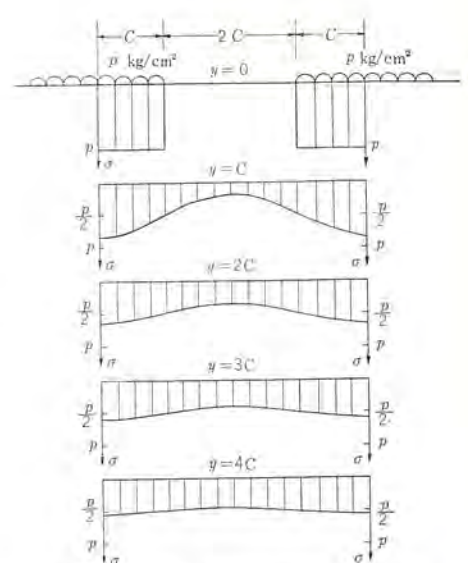
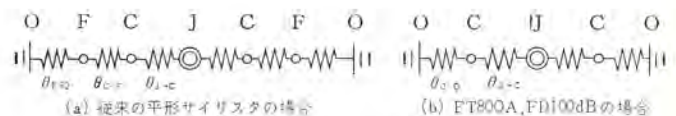


図 4.4 半無限金属の表面に分布荷重がかかる場合の応力分布
Stress distribution when partial load is applied on thick metal plate.



J: 接合部, C: ケース, F: フィン, O: オイル, θ: 熱抵抗

図 4.5 熱抵抗のブロックダイヤグラム
Block diagram of thermal resistance of flat package cell.

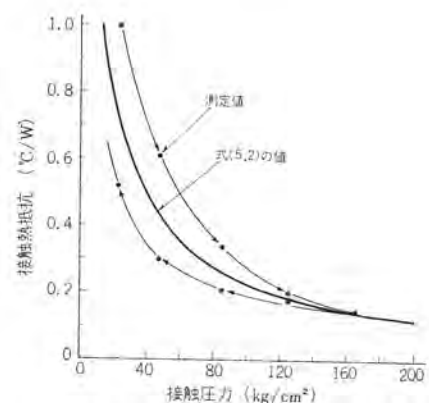


図 4.6 銅と銅を空气中で接触させた場合の接触熱抵抗
Contact thermal resistance vs. contact pressure of Cu-Cu contact in air.

(3) 油の物性値を考慮して、最も冷却能の高い冷却油を用いる。

FD-1000 B および FT-800 A は 4.2 節で述べたように、シリコン素子部に均一な圧力が作用するぎりぎりの厚みまで、陽極ベースの厚みを減らして冷却油をシリコン素子部に近づけ、フィンは多ピン式とし表面積を拡大し、冷却油をシリコン素子部に近いところへ向けて衝突させ、熱伝達率を向上させるようにした。FT-800 A のフィンに対する熱伝達率 α は、次式により計算される。

$$\alpha = 0.33 \frac{\lambda}{d} \left(\frac{d}{\nu} \right)^{0.6} \cdot P_r^{0.3} \cdot U_{\max}^{0.6} \text{ kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot ^\circ\text{C} \quad (4.3)$$

ここに d : ピンの直径 (7 mm)

ν : 冷却液の動粘性係数

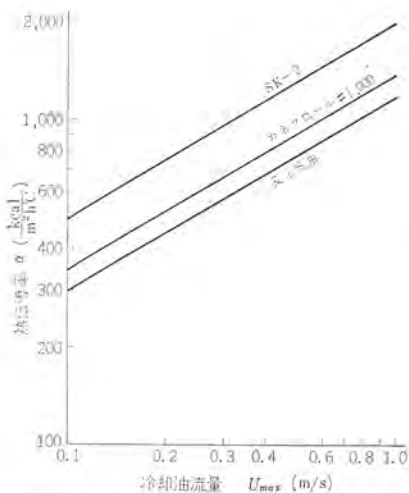


図 4.7 フィン内部の流速と熱伝達率
Relation between coolant velocity and heat transfer coefficient.

表 4.1 各種冷却油の物性表
Chemical properties of various coolant oil.

冷却油	比重量 γ kg/m ³	熱伝導率 λ kcal/mh°C	動粘度 ν 10 ⁻³ m ² /h	プラント ル数 P_r	熱伝達率 α kcal/m ² h°C
変圧器油	842	0.105	31.3	126	14.5 $U_{max}^{0.6}$
カネクロール	1,470	0.092	12.0	59	10.1 $U_{max}^{0.6}$
SK-2	1,300	0.100	4.5	18	8.6 $U_{max}^{0.6}$

注) SK-2 は、アクリール 1242 (三菱モンサント), トリクロロベンゼン, モノクロルナフタリンの混合物である。

λ : 冷却液の熱伝導率

P_r : 冷却液のプラントル数

U_{max} : ピン間の最大流速

式 (4.3) で計算した値を図 4.7 に示す。

冷却能力は冷却油の種類によって異なってくるが、代表的な冷却油である変圧器油、カネクロール #1000、SK-2 の代表的物性値を表 4.1 に示す。以上のデータをもとにして設計し、FT-800 A に対して得られた接合部—冷却油間の熱抵抗を図 4.8 に、フィンの圧力損失を図 4.9 に示す。

4.4 大容量素子の冷却方式の将来

以上述べたように、大容量素子を絶縁油により冷却する場合は、熱伝達率を 2,000 kcal/m²·h·°C 以上には不可能である。その場合蒸発冷却の方式が有効である。飽和温度に達していない冷却液を高温のフィン表面に接触せしめ、フィン表面で沸とうさせて冷却する方法であり、この点から核沸とう冷却と呼んでもよいであろう。核沸とう冷却の利点は、気泡の発生離脱によるエネルギーで、表面の温度境界層のはく離がさかんに起こり、熱伝達率を 3,000 kcal/m²·h·°C 以上に容易にできること、および熱負荷が大きくなるにしたがって、熱伝達率も増大する自然安定傾向をもつことにある。

冷媒の種類としては、フロン系が考えられるが、ガスもれの問題、圧力が高圧から低圧へ広範囲に変わること、有害であることなど実用上解決すべき問題が多い。しかしこれらの問題が克服されて大容量半導体素子に貢献することもそう遠くはないであろう。

5. FD-1000 B, FT-800 A の定格と特性の概要

図 5.1 は 6,000 V 800 A の FD-1000 B-120 整流素子の 150°C に

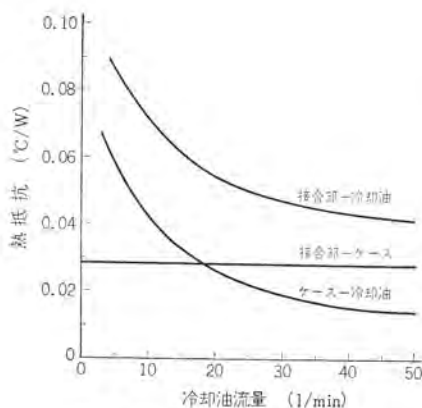


図 4.8 FT-800 A の熱抵抗
Thermal resistance of FT-800 A.

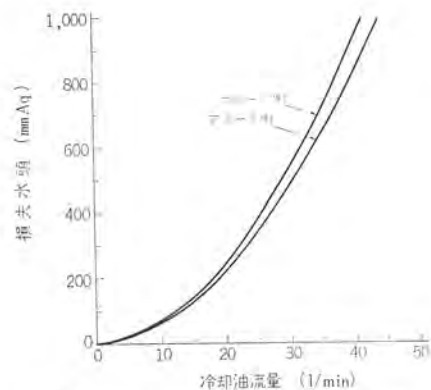


図 4.9 FT-800 A に冷却油を通した時の圧力損失
Coolant pressure drop of FT-800 A.

おける逆方向電圧—電流特性の一例である。

図 5.2 は 4,000 V 600 A の FT-800 A-80 サイリスタの 125°C における順方向電圧—電流特性、図 5.3 はその逆方向電圧—電流特性の一例である。

図 5.4 は FT-800 A のターンオン時の陽極—陰極間の電圧波形を示す一例である。

FT-800 A-120 サイリスタの代表的なスイッチング特性は次のとおりである。

(1) ターンオン時間 t_{gt} 4~6 (μ s) (ターンオン電圧 2,000 V)

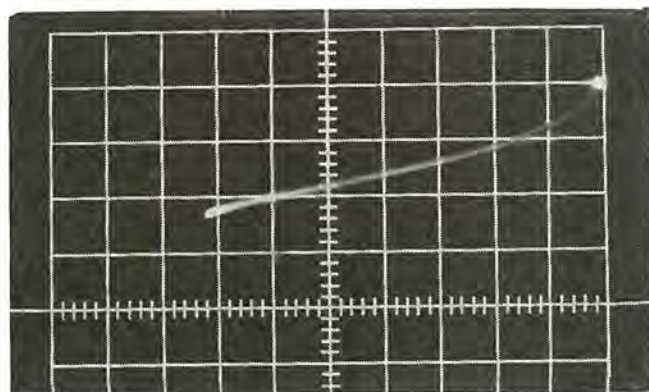


図 5.1 FD-1000 B, 150°C の逆特性
Reverse characteristic at 150°C of type FD-1000 B rectifier.

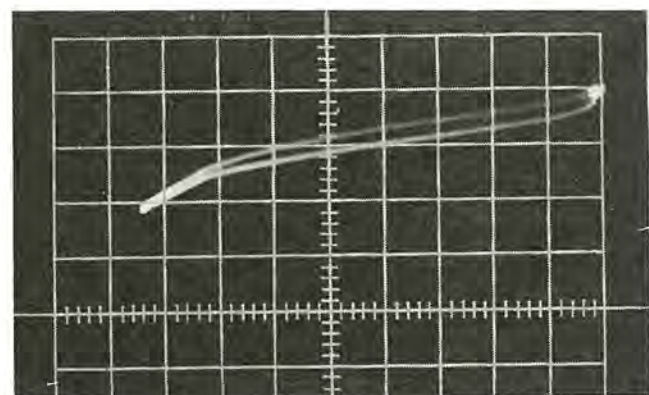


図 5.2 FT-800 A, 125°C の順阻止特性
Forward blocking characteristic at 125°C of type FT-800 A thyristor.

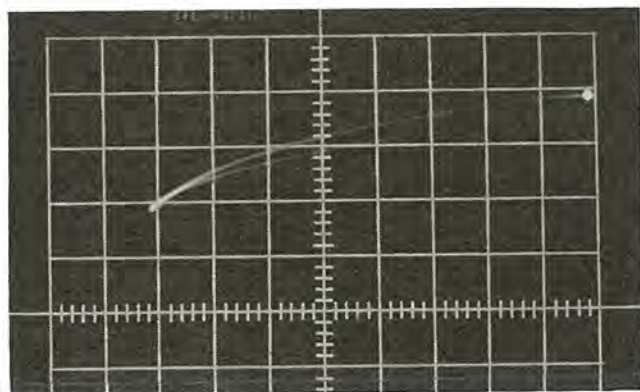


図 5.3 FT-800 A, 125°C の逆特性
Reverse characteristic at 125°C of type FT-800 A thyristor.

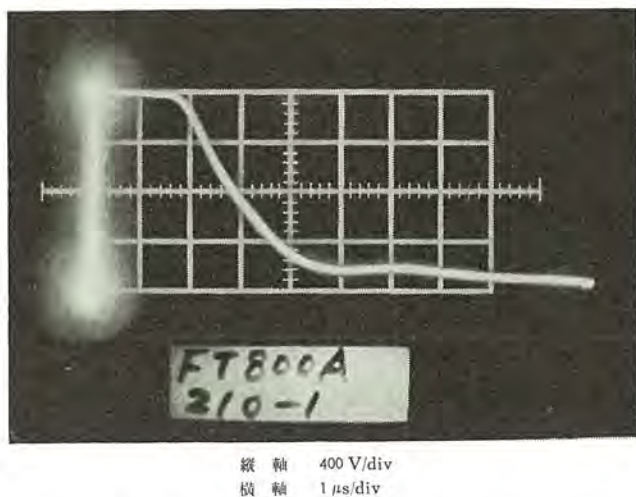


図 5.4 FT-800 A ターンオン の電圧波形
Turn-on voltage wave form of FT-800 A thyristor.

(2) ターンオフ時間 t_{gq} 250~300(μs)

測定条件 $I_T=400$ A, $V_R=100$ V, $dV/dt=20$ V/μs,
 $T_j=25^\circ\text{C}$

(3) 残留蓄積キャリア Q_r 1,100~1,200(μc)

測定条件 $di/dt=-10$ A/μs, $I_F=800$ A, $V_R=150$ V,
 $T_j=125^\circ\text{C}$

これらのスイッチング特性は、当社製 2,500 V 400 A サイリスタ FT-500 A に対してターンオン時間で約 1.5~2 倍、ターンオフ時間で約 2 倍、残留蓄積キャリアで約 1.5~2 倍の増加を示す。

FD-1000 B および FT-800 A の最大定格と特性の一覧表を、それぞれ表 5.1, 5.2 に示す。

6. む す び

半導体大電力用素子の高耐圧・大容量化にともない、製造上、素子基体の設計および構造についての新しい問題点を論じた。今日まで大電力用半導体素子の大容量化にともない、経済性と、信頼性とが確認され、その用途、需要面を拡大してきた。製鉄圧延用などの多数の電力用半導体素子を使用する応用面のみならず、今回開発した超高耐圧大電力用素子は、従来の イグナイトロンのパルブに代わって、直流送電をはじめ電力系統、高圧交流制御などの分野で応用面が開拓されようとしている。これらの方面においては、さらに、

表 5.1 シリコン整流素子の FD 1000 B-120
Ratings and characteristics of type FD 1000 B-120 rectifier.
最大定格

項 目	記 号	単 位	定 格 値	備 考
せん頭逆電圧	V_{RRM}	V	6,000	
過渡せん頭逆電圧	V_{RSM}	V	6,300	
平均順電流	$I_F(AV)$	A	800	単相半波180°通電
サージ電流	I_{FSM}	A	12,000	商用周波数単相半波1サイクル
動作接合部温度	T_j	°C	-40~150	
保存温度	T_{sfq}	°C	-40~150	

特 性

項 目	記 号	単 位	特 性 値	備 考
平均逆電流	$I_R(AV)$	mA	30	
順電圧降下	V_F	V	3.2	$I_F=2,500$ A, $T_j=150^\circ\text{C}$
定常熱抵抗	θ_{jo}	°C/kW	(48)	接合部ケース間

表 5.2 サイリスタ FT 800 A-80
Ratings and characteristics of type FT 800 A-80 thyristor.
最大定格

項 目	記 号	単 位	定 格 値	備 考
せん頭順阻止電圧	V_{DRM}	V	4,000	
過渡せん頭順阻止電圧	V_{DSM}	V	4,000	
せん頭逆耐電圧	V_{RRM}	V	4,000	
過渡せん頭逆耐電圧	V_{RSM}	V	4,000	
平均順電流	$I_T(AV)$	A	600	単相半波180°通電
サージ電流	I_{TSM}	A	12,000	商用周波数単相半波1サイクル
せん頭ゲート入力	P_{GM}	W	16	
せん頭ゲート順電流	I_{FGM}	A	4	
せん頭ゲート順電圧	V_{FGM}	V	10	
せん頭ゲート逆電圧	V_{RGM}	V	5	
動作接合部温度	T_j	°C	-40~125	
保存温度	T_{stj}	°C	-40~125	
臨界順電流上昇率	di/dt	A/μs	200	

特 性

項 目	記 号	単 位	特 性 値	備 考
平均逆電流	$I_R(AV)$	mA	30	
平均順漏れ電流	$I_D(AV)$	mA	30	
順電圧降下	V_{TM}	V	3	$I_T=1,600$ A, $T_j=125^\circ\text{C}$
ゲートトリガ電流	I_{GT}	mA	350	$T_j=25^\circ\text{C}$
ゲートトリガ電圧	V_{GT}	V	4	$T_j=25^\circ\text{C}$
ゲート非トリガ電圧	V_{GD}	V	0.2	$T_j=125^\circ\text{C}$
定常熱抵抗	θ_{jo}	°C/kW	(48)	接合部オイル間
臨界順阻止電圧上昇率	dV/dt	V/μs	200	$T_j=125^\circ\text{C}$

変換容量の大きい半導体素子が望まれる日もそう遠くないであろう。

参 考 文 献

- (1) P. N Hall : Proc. IRE, 40, 1,512-1,518, Nov. (1952)
- (2) A. E. Bakanowski and J. A. Foster : Bell Syst. Tech. J. 39, 87 (1960)
- (3) G. Bemaki : Phys. Rev. 111, 1,515 (1958)
- (4) 岡ほか：昭和 44 年電気連合大会予稿集 1825
- (5) Klein : AIEE, Commu. and Electronics 71, 208 (1964)

溶接機用サイリスタ AC スイッチ

杉本 盛行*・山本 勇*・飯田 隆彦*
大島 征一*・小嶋 鈴夫*

Thyristor AC Switches for Resistance Welders

Kitaitami Works MoriYuki SUGIMOTO・Isamu YAMAMOTO・Takahiko IIDA
Seiichi ÔSHIMA・Suzuo KOJIMA

As power control switches of resistance welders electro-magnetic switches and ignitrons have long been in use. They are, however, about to be replaced by thyristors because of marked development of semi-conductor devices for power use of late. Mitsubishi thyristor AC switches FTS 250 PW and FTS 500 PW can compare with ignitrons B and C sizes. They have a low forward voltage drop and are designed to have a mechanism unique to Mitsubishi employing flat devices, which renders them to possess excellent features in comparison not only with ignitrons but also ordinary thyristors. This article describes remarks in finding the maximum allowable current for intermittent load and hints for general application as well as the design with the mechanism featured by these switches, and also explains their gate firing circuits.

1. ま え が き

サイリスタはあらゆる工業分野で使用され、その需要もさらに伸びつつあり、今後も生産工業の発展とともに、また量産化・自動化の進展にしたがい、ますます多く活用されるだろう。そしてこれらの応用分野の一つに抵抗溶接機用サイリスタ AC スイッチがある。これは、従来の電磁開閉器やイグナイトロンと等価な機能を有するものであるが、次のようなサイリスタのすぐれた特長と十分なる信頼性が実証されて、今や急速な発展途上にある。

- (1) 電力損失が少なく、効率が良い。そのため冷却水量が少なくてすむ。
- (2) 点弧制御電力が小さく、制御回路も簡単で確実に点弧する。
- (3) 取付方向が任意で、小形軽量であるから保守点検が容易である。
- (4) 無接点スイッチで消耗部分がないから寿命が長い。

本文は現在生産されている FTS 250 PW 形および FTS 500 PW 形サイリスタ AC スイッチの、構造・定格ならびにこれらのサイリスタ AC スイッチと組合わせて使用する点弧回路について概説したものである。

2. 使用サイリスタの特長

サイリスタに流す電流波形と通電時間間隔は用途によって種々雑多であるが、特に抵抗溶接機の場合は等振幅の間けつ電流で使用するが多い。サイリスタ AC スイッチの心臓部はもちろんサイリスタ自身であるから、このような間けつ電流に対しても十分な信頼性を持たなければならない。

本文で述べるサイリスタ AC スイッチ FTS 250 PW および FTS 500 PW には、サイリスタ FT 250 A および FT 500 A が使用されており、これらはすべて平形構造で、抵抗溶接機用サイリスタとして次のようなすぐれた特長を有する。

2.1 断熱疲労を保護するモリブデン電極の使用

これらのサイリスタに使用されているシリコンエレメントの直径は約 20～30 mm であるが、その厚みは 0.2～0.3 mm 程度で、ガラスの薄片に似たきわめて薄いものである。したがってこれを直接銅の陽極

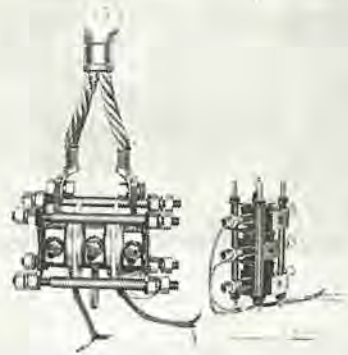


図 2.1 サイリスタ AC スイッチ FTS 250 PW と FTS 500 PW の外形
Outline of thyristor AC switch type FTS 250 PW and FTS 500 PW.

や陰極に取付けることは銅とシリコンの熱膨張係数が異なるため、両者の温度変化時に大きなひずみを生じさせることになる。シリコンの熱膨張係数は約 $4 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ であるのに対し、銅のそれは $16 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ であるから、かりに 100°C の温度変化があった場合には約 $2 \times 10^8 \text{ kg/cm}^2$ の応力がシリコン基体に作用することになる。シリコンエレメントはこの応力のうち圧縮方向の力に対しては、問題なく耐えうるが、引っ張りや曲げ方向の力に対しては非常にもろく破壊する。したがって、この応力からシリコンエレメントを保護するために、熱膨張係数がシリコンエレメントと酷似しているモリブデン板をシリコンエレメントの両面に配した、いわゆるサンドイッチ構造になっている。そのため抵抗溶接機のような間けつ大電流による断続温度変化に対しても、このサンドイッチ構造がその特長を発揮するため、高い信頼度を有する。

2.2 圧接構造

モリブデン電極にサンドイッチされたサイリスタエレメントには、主電流を取り出すための陽極端子と陰極端子をジョイントせねばならぬが、この際重要な機能は、

- (1) 電気的エネルギーを効率よく外部端子へ取り出せること。
- (2) シリコン基体から発生する熱量を効果的に外部へ放散させること。
- (3) サイリスタエレメントを機械的に安定させて固定すること。

である。これらの機能を満足させようとしてソフト溶ダによるジョイント法、ハード溶ダによるジョイント法、およびソフト溶ダとハード溶ダの中間的な性質を有する溶ダによるジョイント法などが採用されてきた。しかし、抵抗溶接機のような間けつ大電流に対しては、ソフト溶ダによるジョイント法では溶ダの熱疲労現象が問題となり、またハード溶ダによるジョイント法ではパイメタル効果によるひずみ現象が現われるため、サイリスタの十分な信頼性が得られなかった。

この問題を解決したのが圧接構造で、これは溶ダをまったく使用せず、外部圧力によって上部電極と下部電極でサイリスタエレメントを圧接したものである。このような構造であるから、溶ダの熱疲労現象もなく、またシリコン基体で発生した熱量を上部電極と下部電極の両面から有効に放散させることができるのである。

2.3 センタゲート構造

サイリスタをターンオンさせる際にゲート電極にトリガ、信号を加えてから全接合面が完全にターンオンするまでには、ターンオン時間よりさらに長い時間がかかる。つまり、ターンオンはゲート極に最も近い局部から始まり、次第に全接合面へと広がってゆくからであるが、最初にターンオンするゲート極近傍の局部は負荷電流が集中して、シリコン基体を異常な高温に高めるため、永久破壊を起こさせる場合がある。したがって、局部的な電流集中を抑えるために、負荷電流の上昇率を制限しなければならないが、サイリスタではこの耐量を臨界順電流上昇率と呼んでいる。

FT 250 A および FT 500 A はゲート極がシリコン基体の中央に位置するいわゆるセンタゲート構造であるため、ターンオン初期の単位時間当たりのターンオン面積の増加率が大きく、本質的に臨界順電流上昇率を高めるような構造になっている。

3. 構造

3.1 圧接機構

平形素子の性能を十分に発揮させるためには、次の三つの機構学的配慮が必要である。

- (1) 必要かつ十分な接触圧を与える。
- (2) 接触圧は温度変化・振動・衝撃を受けても変化しない。
- (3) 接触面に均一な接触圧を与えるための自動調心機構を持つ。

この条件を満足させるため、FTS 250 PW、FTS 500 PW は新しい発想から設計された。

3.1.1 素子の配列方法

サイリスタを逆並列に結線するための基本的構造は、図 3.1 の如く二つの方法が考えられる。(a)の方法は、電極の数が2個で済み小形にまとめられるが、ボルトを電気的に絶縁する必要がある、また2個のサイリスタの厚みが異なるときには、電極とサイリスタとの熱的接触がうまくいかぬという致命的欠陥を持つ。(b)の方法は、電極は3個となるが、両端の電極は同電位となるため、ボルトを電気的に絶縁する必要がなく、かつ2個のサイリスタはいかなるときも等しい圧力で均一に締めつけられる利点があるので、(b)の方法を採用した。

3.1.2 圧接機構

サイリスタを圧接するためには、前述のように締め付圧に耐える厚板端板と、圧力保持用ばねおよび自動調心用球面を必要とする。しかし、これらの単一機能の部分をそれぞれ設けることは感心しない。この三つの機能を兼ねそなえた部品が、今回開発された球面板ばねである。

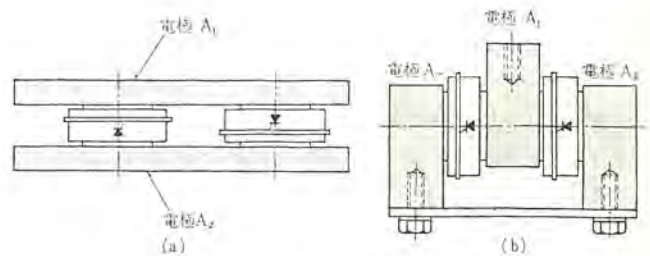


図 3.1 平形サイリスタ逆並列結線の代表例
Typical configuration of flat package type thyristor for antiparallel connection.

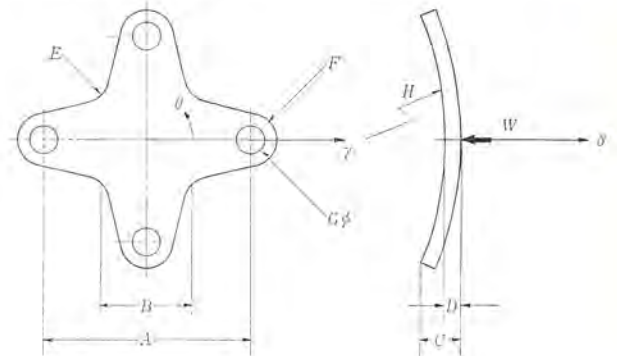


図 3.2 球面板ばねの外形
Outline of spherical leaf spring.

表 3.1 球面板ばねの諸元
Dimensions of spherical leaf springs.

機種名	A	B	C	D	E	F	G	H
FTS 250 PW	48	20	4	2.6	8	6	6.2	315
FTS 500 PW	96	35	6.8	3.5	10	9	10.3	490

中央に集中荷重を受ける両端単純支持はり、および中央に集中荷重をうける周辺単純支持円板のたわみは、材料の弾性範囲内でかつたわみの傾きが小さいときは、それぞれ式 (3.1) および式 (3.2) で表わされる。

$$\delta_1 = \frac{Wl^3}{48EI} \left(\frac{3x}{l} - \frac{4x^3}{l^3} \right) \dots \dots \dots (3.1)$$

$$\delta_2 = \frac{W}{16\pi D} \left\{ \frac{3+\nu}{1+\nu} (R^2 - \gamma^2) - 2\gamma^2 \log \frac{R}{\gamma} \right\} \dots \dots \dots (3.2)$$

δ はたわみ、 E は材料のヤング率、 W は集中荷重、 l ははりの長さ、 x ははりの先端からの距離、 D は板の曲げこわさ、 ν はポアソン比、 R は円板の半径、 γ は円板の中心からの距離である。もし図 3.2 のような薄板の中央に集中荷重をかけると、薄板は式 (3.1) と式 (3.2) を複合した曲面に近いものとなる。この曲面を

$$\delta = f(\gamma, \theta) \dots \dots \dots (3.3)$$

とすると、図 3.2 の薄板に初めから式 (3.3) で表わされる曲面を与えておけば、中央に集中荷重 W をかけたとき、材料の弾性範囲内であれば、終わりには平たんにもどると予想される。式 (3.3) の曲面は、実際には複雑なものであるが、 $\gamma^2 \sim \gamma^3$ の式に近いものであるから、これを球面で近似すれば、十分経済的に製作することができる。FTS 250 PW および FTS 500 PW に使用する球面板ばねの諸元を表 3.1 に記す。

材料の弾性限界を向上させるためには、適当な材料を熱処理後ショットピーニングすればよい。さらばねを使用した経験から硬度を $H_{RC} = 45 \sim 48$ に熱処理すれば、表面曲げ応力は 110 kg/mm^2 程度まで許容することができる。材料は SAE 1070 相当のものを使用した。

その概略組成を表 3. 2 に示す。

平形サイリスタの接触熱抵抗は、図 3. 3 のごとく接触圧力が増加するに従って減少し、ついには飽和するが、一度飽和した後は接触圧が減少しても接触熱抵抗は増加しにくい傾向にある。これらの諸性質を詳しく調べて FTS 250 PW および FTS 500 PW の定格締付圧をそれぞれ 650 kg, 1,200 kg とした。球面板ばねの四隅のボルト穴を全体の構成から定めれば、図 3. 4 のごとく (a) 等応力線図、(b) モーメント線図、(c) 曲げ応力線図が描ける。曲げ応力が最大になる位置の応力を基準に設計し、実験により熱処理前後の荷重 (W) とたわみ (δ) の関係を求め、ばね定数を決定した。これを図示したのが図 3. 5, 図 3. 6 である。熱処理しないと、薄板では降伏点を越えてしまうが、熱処理することにより、ばね定数は定格締付圧の範囲内で、良好な直線性をもっていることがわかる。この板ばねを、図 3. 1 (b) の電極 A_2 の外側に於て、四隅をボルトで均一に締付け、板ばねが平たんになれば定格締付圧が作用したことになる。さらに、板ばねの中央部は締付初期には対面の一部をしているから、自動調心作用をもち、締付けが進むにつれて平たんになっていくから、サイリスタの全接触面に均一な接触圧が作用する特長を併せ持つ。

またこの板ばねは、定格締付圧の 120% の集中荷重を加えても破壊することなく、定格締付圧を加えて 100°C の空气中に保存しても永久変形が 0.1 mm 以下であることが確認されている。

3. 2 冷却機構

平形素子の熱抵抗は、図 3. 7 のように表わされる。J は接合部、C はサイリスタのケース、FC は電極のサイリスタと接する面、FW は電極の冷却水と接する面、W は冷却水である。接合部から水までの熱抵抗は、アノード側とカソード側で対称であると考えれば、それぞれの熱抵抗を $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ とし

$$\theta_J = \frac{P}{T_J - T_W} = \frac{\theta_1 + \theta_2 + \theta_3 + \theta_4}{2} \text{ (°C/W)} \quad (3.4)$$

となる。 P は接合部で発生する熱損失 (W)、 T は各部の温度 (°C) である。冷却の設計は、 $\theta_2 \sim \theta_4$ の低減を目標として行なう。

3. 2. 1 ケースと電極間の接触熱抵抗, θ_2

金属 (1) と金属 (2) が平面接触する場合の熱コンダクタンスは、単位面積当たり式 (3.5) で表わされる。(図 3. 8 参照)

$$h = h_0 \frac{P}{H} + \left(1 - \frac{P}{H}\right) \frac{\lambda}{\delta_1 + \delta_2} \quad (3.5)$$

h_0 は金属が裸接触する点の熱コンダクタンスであり、

表 3. 2 球面板ばねの材料組成
Physical composition of leaf spring.

成 分	C	Mn	P	S	Si
組 成 (%)	0.65~0.75	0.6~0.9	≤0.04	≤0.05	0.1~0.2

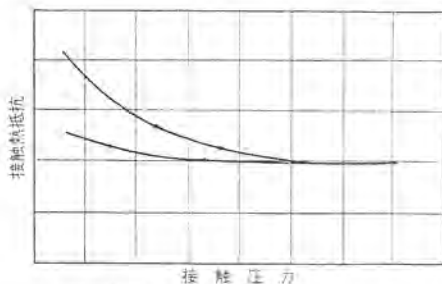


図 3. 3 接触熱抵抗と接触圧力の関係
Relation between contact pressure and contact thermal resistance.

$10^3 \sim 10^4 \text{ kcal/m}^2\text{h}^\circ\text{C}$ 程度である。 H は金属の硬度、 P は接触圧力、 δ は表面あらさ、 λ は接触面間に介在する物質の熱伝導率である。式 (3.5) は、全接触面積の P/H が裸接触し、残りの部分には、空気その他の物質が介在することを示す。熱コンダクタンス h を大きくするには、 P/H を大きく、 δ を小さく、 λ を大きくすることである。

FTS 500 PW の場合は、 $P=120 \sim 180 \text{ kg/cm}^2$ 、 $\delta=3 \mu$ に設計し、接触面にはペーストを塗ることにより、接触抵抗を $0.01 \text{ }^\circ\text{C/W}$ 以下に

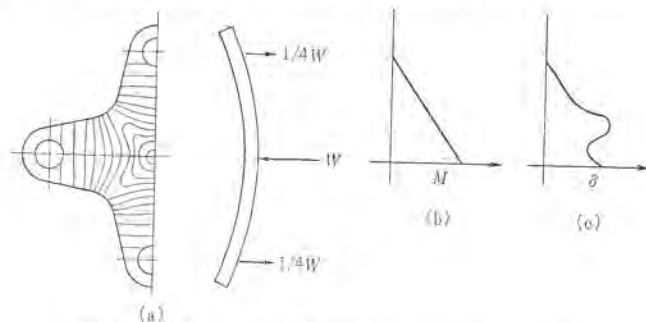


図 3. 4 球面板ばねに作用するモーメントおよび応力
Moment and stress diagram of spherical leaf spring.

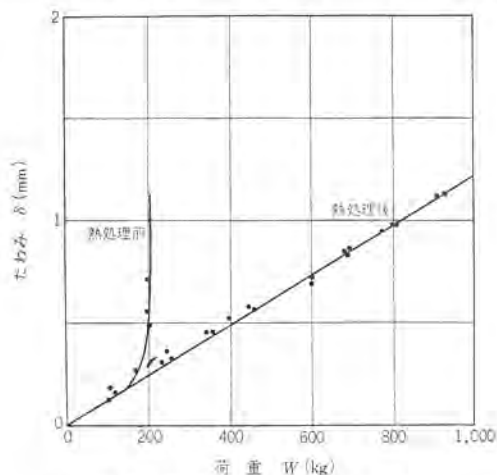


図 3. 5 FTS 250 PW 用板ばねの特性
Characteristics of leaf spring for type FTS 250 PW.

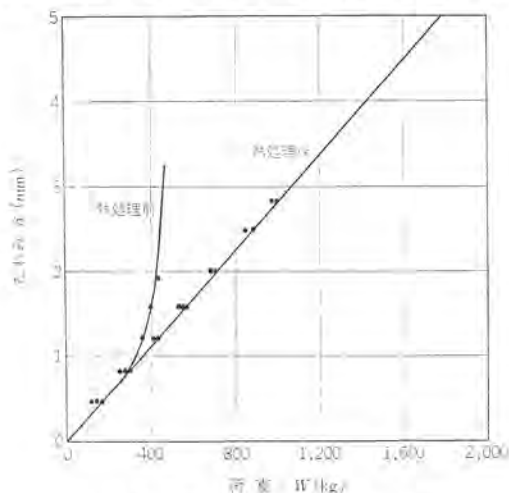


図 3. 6 FTS 500 PW 用板ばねの特性
Characteristics of leaf spring for type FTS 500 PW.

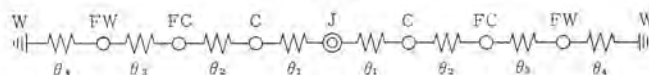


図 3. 7 平形素子の熱抵抗
Thermal resistance diagram of flat package cell.

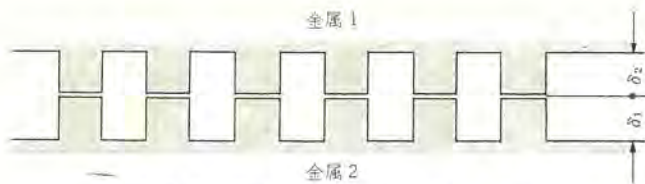


図 3.8 接触する二つの金属面の拡大図
Microscopic view of contact surface.

表 3.3 各種冷却媒体による熱伝達率
Heat transfer coefficients of various coolant.

冷却媒体	比重量 γ kg/m ³	熱伝導率 λ kcal/mh°C	動粘度 ν m ² /s	プラントル数 Pr	熱伝達率 α kcal/m ² h°C
水	992	0.540	0.67×10^{-6}	4.4	4,940
変圧器油	858	0.123	16.7×10^{-6}	230	413
エチレングリコール	1,100	0.220	8.77×10^{-6}	93	865

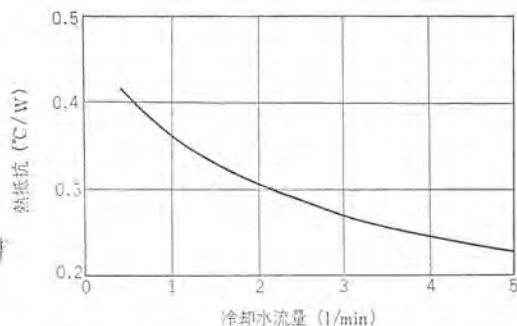


図 3.9 FTS 250 PW の接合部-冷却水間熱抵抗
Thermal resistance of type FTS 250 PW vs. coolant flow rate.

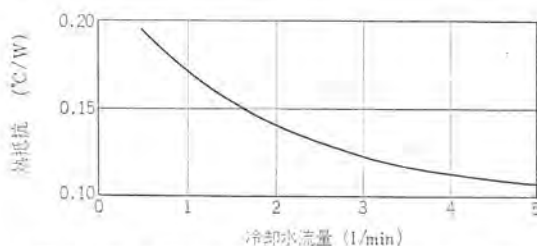


図 3.10 FTS 500 PW の接合部-冷却水間熱抵抗
Thermal resistance of type FTS 500 PW vs. coolant flow rate.

することができた。

3.2.2 水冷電極の熱抵抗, θ_3, θ_4

水冷電極の熱抵抗は $\theta_3 + \theta_4$ で表わされる。FTS 250 PW および FTS 500 PW は水で冷却されるが、水の冷却能力は表 3.3 に示されるとおり非常に良いので、冷却面積よりも加工しやすい形状にすることに考慮を払うべきである。水の冷却能力は、内径 10φ の円管内を 1 m/s で流れるときの熱伝達率を計算してみるとよくわかる。

$$\alpha = 0.023 \frac{\lambda}{d} \left(\frac{v \cdot d}{\nu} \right)^{0.8} Pr^{0.4} \dots \dots \dots (3.6)$$

ここに d は円管の内径 10 mm, v は冷却媒体の流速 1 m/s である。FTS 250 PW および FTS 500 PW はそれぞれ 7 cm², 50 cm² し熱伝達面積を持たないが、図 3.9, 図 3.10 のごとき低い熱抵抗を得ることができる。ただ FTS 500 PW の通水孔は、キリ穴とせず、全面にわたって管平行ねじを加工することにより、伝熱面積を広げかつ表面の温度境界層のはく離を促進させて熱抵抗を低減するよう考慮してある。図 3.11 および図 3.12 にそれぞれ FTS 250

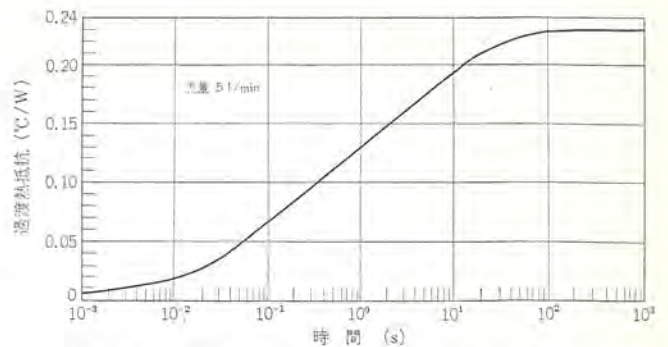


図 3.11 FTS 250 PW の接合部-冷却水間過渡熱抵抗
Typical transient thermal impedance of FTS 500 PW.

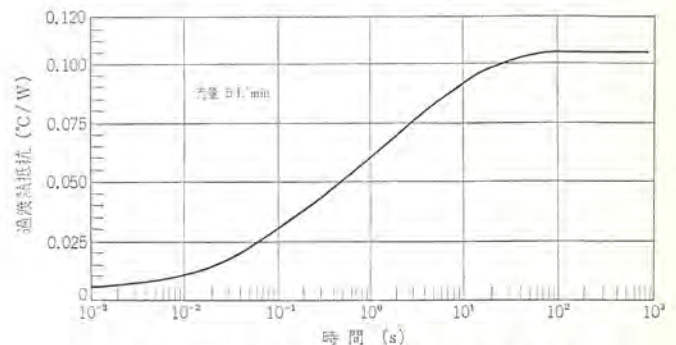


図 3.12 FTS 500 PW の接合部-冷却水間過渡熱抵抗
Typical transient thermal impedance of FTS 250 PW.

PW, FTS 500 PW の代表的な接合部冷却水間過渡熱抵抗を示す。

4. 定 格

4.1 電流定格

サイリスタ AC スイッチは図 4.1 のように溶接機用トランスの一次側コイルと直列に接続され、サイリスタのゲート制御によって溶接電流の実効値制御と時間制御を行なうものである。このように抵抗溶接機用サイリスタ AC スイッチでは間けつ負荷使用がほとんどであり、しかも溶接機の機能によって通電期間と通電周期の比率、つまり使用率が異なる。したがって、あらゆる使用率に対して適正なる電流定格を定めなければならないので、その方法を以下に説明する。

サイリスタ AC スイッチは 2 個のサイリスタを逆並列に接続したものであるから、図 4.2 のような溶接電流が流れても、サイリスタ 1 個当りに流れる電流は単相半波 180 度通電となる。このときのサイリスタの電力損失を図 4.3 に示すような方形波で近似すると、この値はサイリスタの単相半波 180 度通電における平均順電流に対する平均電力損失を 2 倍したものである。図 4.2 のように通電期間が T_F で、通電周期が T の間けつ電流を流した場合に、冷却水の温度が T_W °C であるとするれば、冷却水とサイリスタの接合部の間に許容される温度差 ΔT_{JW} は次式で与えられる。

$$\Delta T_{JW} = T_{J \max} - T_W \dots \dots \dots (4.1)$$

ここに $T_{J \max}$: サイリスタの定格接合部温度

一方、冷却条件が与えられて、実際に溶接電流を流した場合のサイリスタ接合部温度上昇 ΔT は図 4.3 の等価電力損失を用いて計算せねばならぬが、計算を容易にするため図 4.4 のような電力損失に近似して求めると次式のようになる。

$$\Delta T = P_{av} \{ \theta_{jw(\infty)} - \theta_{jw(T+T_F)} \} + \frac{1}{2} P_0 \{ \theta_{jw(T+T_F)} - \theta_{jw(T)} + \theta_{jw(T_F)} - \theta_{jw(\tau)} + 2\theta_{jw(\tau)} - 2\theta_{jw(\tau_F)} \} \dots (4.2)$$

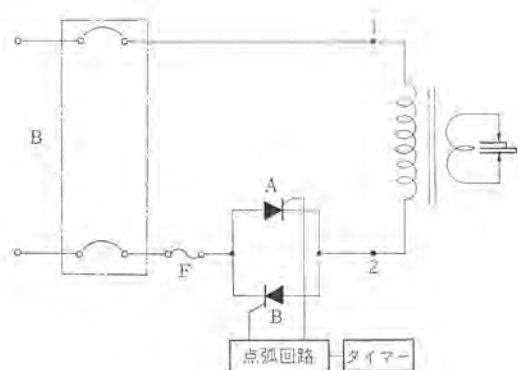


図 4.1 主回路接続図
Main circuit diagram.

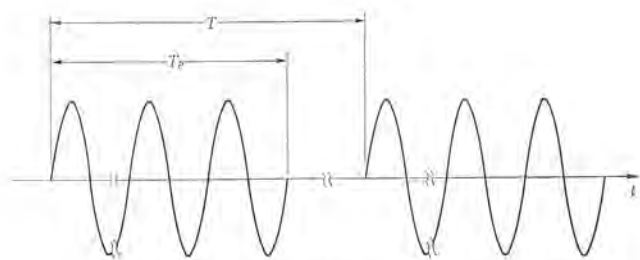


図 4.2 溶接電流 サイクル
Cycle of welding current.

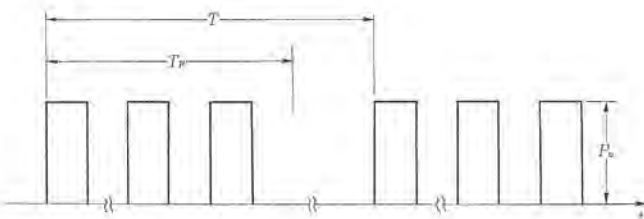


図 4.3 等価長方形波電力損失
Equivalent square wave power dissipation.

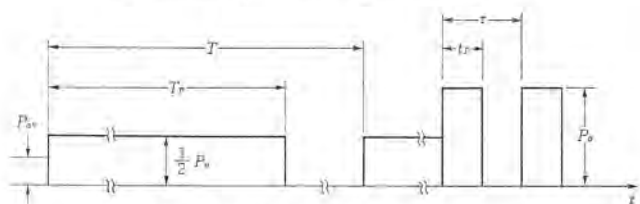


図 4.4 溶接機電流等価電力損失波
Equivalent power dissipation wave forms of welding current.

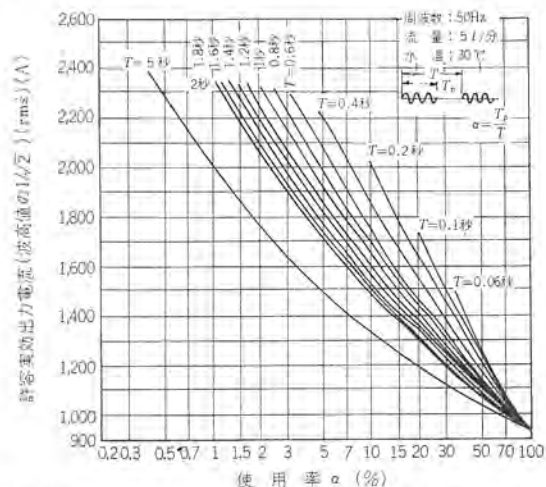


図 4.5 FTS 500 PW 許容実効出力電流-使用率 (その I)
Allowable output r. m. s. current vs. duty cycle of type FTS 500 PW.

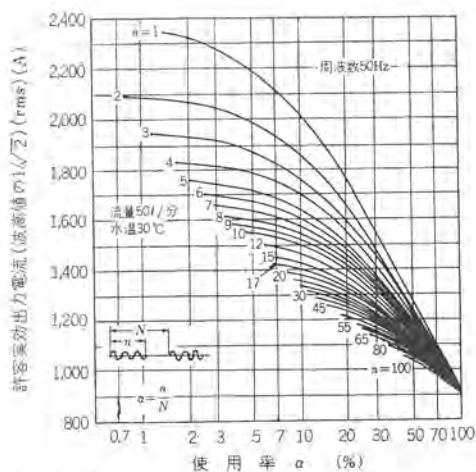


図 4.6 FTS 500 PW 許容実効出力電流-使用率 (その II)
Allowable output r. m. s. current vs. duty cycle of type FTS 500 PW.

したがって、

$$\Delta T = \frac{1}{2} P_0 \left[\frac{T_p}{T} \theta_{jw(t_p)} + \left(1 - \frac{T_p}{T} \right) \theta_{jw(T)} - \theta_{jw(T)} \right] \dots (4.3)$$

ここに P_{00} : 素子当たりの全平均電力損失

P_0 : 180 度通電期間中の平均電力損失

$\theta_{jw(t)}$: t 時間後の接合部-冷却水間の過渡熱抵抗 $\tau = 2t_p$

したがって、サイリスタ AC スイッチの電流定格式 (4.3) で示されるサイリスタ接合部の温度上昇値 ΔT が常に許容温度差 ΔT_{jw} よりも低くなるような次の関係を満足させなければならない。

$$\Delta T \leq \Delta T_{jw} \dots (4.4)$$

このサイリスタ AC スイッチに使用されている各サイリスタの最大接合部温度 $T_{j \max}$ は 125°C であるから、冷却水温度 T_w を 30°C として、2 章で述べたサイリスタ接合部-冷却水間の過渡熱抵抗を用いて、あらゆる使用率に対する電流定格を計算すると図 4.5 ~ 図 4.8 のようになる。この電流定格曲線は縦軸に制御電流実効値、横軸に使用率を用いており、電流定格の決定に便利ようにパラメータとして通電周期を用いた場合と、通電サイクル数を用いた場合の 2 つとが示されている。

以上のように、サイリスタの最大接合部温度が定格値の 125°C になるような条件で電流定格を求めたが、実際の接合部温度はこれより幾分低く若干の裕度を有する。なぜならば、図 4.3 の等価長方形波電力損失は実際の電力損失より大きく見積っており、計算結果が安全側になるようにしているからである。また、サイリスタの特性である順電圧降下と熱抵抗はある程度のばらつきを有し、いずれも最大値を用いて電流定格を計算しているが、これらの実際値は最大値よりも小さく、両者の最大値が組合わされる確率は皆無に近いものであるからである。しかし、サイリスタの定格や特性は温度に対する依存性が強いので、誤った電流定格で使用すると劣化を早めることになる。したがって、実際使用時には次のような点について考慮すべきである。

- (1) 電源電圧の変動
- (2) 冷却水温度の変動
- (3) 冷却水流量の変動
- (4) 通電時間と使用率の変動

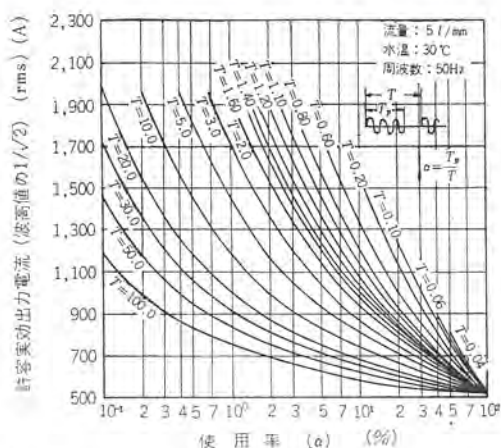


図 4.7 FTS 250 PW 許容実効出力電流-使用率 (その I)
Allowable output r.m.s. current vs. duty cycle of type FTS 250 PW.

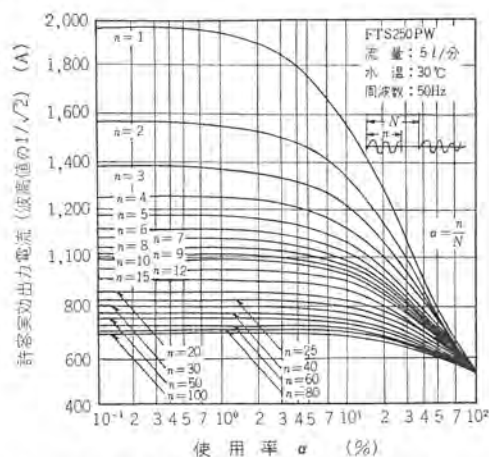


図 4.8 FTS 250 PW 許容実効出力電流-使用率 (その II)
Allowable output r.m.s. current vs. duty cycle of type FTS 250 PW.

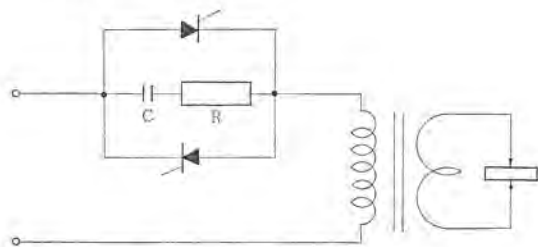


図 4.9 サージ電圧吸収回路
Surge voltage absorbing circuit.

4.2 電圧定格

現在、生産中のサイリスタ AC スイッチは、AC 200 V ライン用と AC 400 V ライン用の 2 種類を標準化しているが、これらのおののに対する使用サイリスタの定格せん頭順阻止電圧および定格せん頭逆電圧は次のように決めている。

AC 200 V ライン用……………600 V

AC 400 V ライン用……………1,200 V

AC 200 V ラインの場合は交流電圧の波高値が $\sqrt{2} \times 200 \approx 300$ V であるが、これに対しサイリスタの定格せん頭順阻止電圧および定格せん頭逆電圧は 600 V で、その比率つまり裕度は 2 倍にしている。一方、一般の整流回路に使用されるサイリスタの裕度は 2.5~3 倍を見込むのが普通であるから、サイリスタ AC スイッチの場合は幾分裕度が足りない感じもする。しかし、図 4.1 に示すように抵抗溶接機に

使用される場合は、溶接機用トランスの一次側コイルと直列に接続されるため、偶発的なサージ電圧でサイリスタがブレイクオーバーしたとしても、一般整流回路でみられるような電源短路のような過大電流が流れず、サイリスタを破損させる危険性が少ないから、2 倍程度でも十分実使用に耐えるのである。

しかし、サイリスタをゲート信号なしでブレイクオーバーさせることは、サイリスタの特性劣化を促進させるおそれがあるから好ましいことではない。したがって、高いサージ電圧が印加されないようにその保護対策を考慮しなければならないが、サージ電圧の発生源を分類すると次のようになる。

- (1) 溶接機自身の内部で発生するサージ電圧
 - (a) サイリスタの残留蓄積キャリアの回復時に起こるサージ電圧
 - (b) 制御器等の開閉操作に伴って発生するサージ電圧
- (2) 同一系統の電源に接続された他機器から発生するサージ電圧

図 4.9 はこれらのサージ電圧を抑制するコンデンサ、および抵抗を

表 4.1 CR アブゾーバ
CR absorber.

サイリスタ AC スイッチの種類	コンデンサ (C)	抵抗 (R)
FTS 250 PW	1~5 μ F	20~10 Ω
FTS 500 PW	2~5 μ F	20~10 Ω

表 4.2 最大定格
Maximum rating.

項 目	記 号	単 位	FTS 250 PW -12, 24	FTS 500 PW -24
せん頭順阻止電圧	V_{DRM}	V	600, 1,200	1,200
せん頭逆電圧	V_{RRM}	V	600, 1,200	1,200
実効制御電流 ※1	$I_T(RMS)$	A	510	940
サージ電流 ※2	I_{TSM}	A	5,000	7,000
臨界順電圧上昇率 ※3	di/dt	A/ μ s	110	200
せん頭ゲート入力	P_{GM}	W	16	
平均ゲート入力	$P_{G(AV)}$	W	3	
せん頭ゲート順電圧	V_{FGM}	V	10	
せん頭ゲート逆電圧	V_{RGM}	V	5	
せん頭ゲート順電流	I_{GM}	A	4	
動作接合部温度	T_J	$^{\circ}$ C	5~125	
保 存 温 度	T_{stn}	$^{\circ}$ C	-40~125 (ただし、水を抜いたとき)	
重 量		kg	0.85	2.2

注) ※1. 冷却水温度 30 $^{\circ}$ C, 流量 5 l/min

※2. 商用周波単相半波 1 サイクル波高値, 非くり返し

※3. 定格順阻止電圧の 1/2 を印加, ハイゲートドライブにてトリガ, 接合部温度 25 $^{\circ}$ C

表 4.3 動作特性
Electrical characteristics.

項 目	記 号	単 位	FTS 250 PW -12, 24	FTS 500 PW-24
平均漏れ電流	$I_D(AV)$	mA	15 (1 素子当り)	30 (1 素子あたり)
電 圧 降 下	V_T	V	1.8 ※1	2.2 ※2
ゲートトリガ電圧	V_{GT}	V	3 ($T_J=25^{\circ}$ C)	4 ($T_J=25^{\circ}$ C)
ゲートトリガ電流	I_{GT}	mA	350 ($T_J=25^{\circ}$ C)	350 ($T_J=25^{\circ}$ C)
ゲート非トリガ電圧	V_{GD}	V	0.25 ($T_J=125^{\circ}$ C) ※3	0.2 ($T_J=125^{\circ}$ C) ※3
臨界順阻止電圧上昇率	dV/dt	V/ μ s	10 ※4	200 ※4
熱 抵 抗	θ_{jw}	$^{\circ}$ C/W	0.23 ※5	0.105 ※5

注) ※1. 順電流 780 A, 接合部温度 125 $^{\circ}$ C

※2. 順電流 1,260 A, 接合部温度 125 $^{\circ}$ C

※3. 定格せん頭順阻止電圧の 1/2 を印加

※4. 定格せん頭順阻止電圧の 1/2 を印加, 指数関数波形, 接合部温度 25 $^{\circ}$ C

※5. 接合部-水間定常値, 流量 5 l/min

使用したサージアンプで、一般整流回路のそれに比べると幾分簡略化された感じもするが、サイリスタ AC スイッチがサージ電圧に対して、インピーダンスの高い溶接機用トランスの一次コイルと直列に接続されているため、このようなサージアンプだけでも十分保護しうるのである。なお、コンデンサと抵抗の値はサイリスタ AC スイッチの種類によって表 4.1 のような値に選ぶと適当である。

以上のようにしてサイリスタ AC スイッチの電圧・電流定格を決めたが、諸特性とともにこれらの定格を示すと表 4.2 および表 4.3 に示すとおりである。

5. サイリスタ AC スイッチ用点弧回路

これまでの説明でわかるように、サイリスタ AC スイッチの機能は溶接電流の時間制御、あるいは実効値制御を行なうものであるが、この制御モードはサイリスタのゲート極に与えられる制御信号の種類によって異なる。つまり、電源電圧に同期したパルスゲート電流の発生期間をオンオフさせ溶接電流の時間制御を行ない、さらにパルスゲート電流の位相も変化させて溶接電流の実効値制御する方式、あるいは単に溶接電流の時間制御のみ行なう方式などである。これらの制御方式は非同期式、準同期式および同期式と分類され、溶接機の機能や容量によって使い分けられている。

現在、生産されている FC-1 L 形点弧回路は、FTS 250 PW 形や FTS 500 PW 形サイリスタ AC スイッチと組合わせて用いると、準同期式スイッチとしての機能を発揮する標準点弧回路である。この点弧回路は温度特性のすぐれた BS08 A 形双方向スイッチング素子を使用しており、コンパクトなプリント基板に組立てられたものである。以下に、この動作原理や性能について説明する。

5.1 動作原理

図 5.2 は FC-1 L 形点弧回路の接続展開図で、図 5.3 はその動作原理を説明するための各部電圧波形である。この点弧回路は溶接機主回路と同期した補助電源を必要とし、端子 6, 7 と 8, 9 に AC 16 V を、端子 1, 2 に AC 100 V を接続しなければならない。また端子 10, 11 と 12, 13 はサイリスタ AC スイッチのサイリスタゲート端子のおおのに接続し、さらに位相調整用可変抵抗器 R_v と溶接電流時間制御用接点 T を端子 3, 4, 5 に接続する。端子 1, 2 に印加された AC 100 V はダイオード 1 D で全波整流され、その直流電圧はツェナーダイオード ZD でクリップされ、図 5.3 (b) に示すような波形になる。この台形波直流電圧は、固定抵抗器 3 R, 4 R および半固定可変抵抗器 VR を通してコンデンサ 2 C および 3 C を充電する。この充電電圧は時間とともに増大し、やがて双方向スイッチング素子 BS のスイッチング電圧 V_s に達するが、このとき双方向スイッチング素子 BS は急速にオン状態となり、2 C および 3 C の電荷をパルストランス PT に放出して、その二次コイルおよび三次コイルにパルス電圧を発生する。図 5.3 (c) および (d) はコンデンサの電圧とパルストランス出力電圧波形を示す。このようにパルス電圧は電源電圧に同期して毎サイクル発生するが、このパルス電圧発生位相は位相調整用可変抵抗器 R_v の値を変え、2 C および 3 C の充電時定数を変えることによって調整できる。このパルス電圧で小電力用サイリスタ 1 CR および 2 CR を点弧させると、端子 10, 11 と 12, 13 に図 5.3 (a) の斜線で示す位相制御された単相半波出力が得られる。これがサイリスタ AC スイッチの点弧パルスで、FTS 250 PW と FTS 500 PW を点弧させるのに十分な点弧電力を有する。なお、トランジスタ TR はコンデンサ 2 C および 3 C の電荷初期値を毎サイクル整え、出力パルスの電源同



図 5.1 点弧回路 FC-1 L の外形
Outline of firing circuit type FC-1 L.

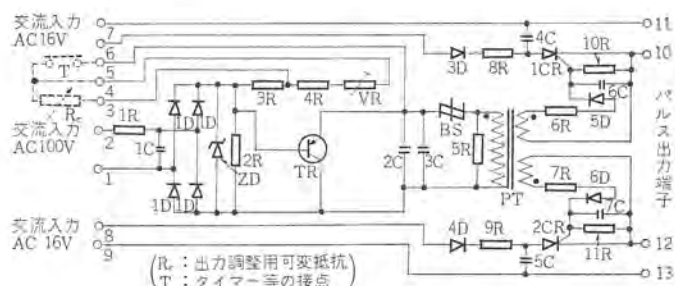


図 5.2 FC-1 L 接続図
Circuit diagram of type FC-1 L.

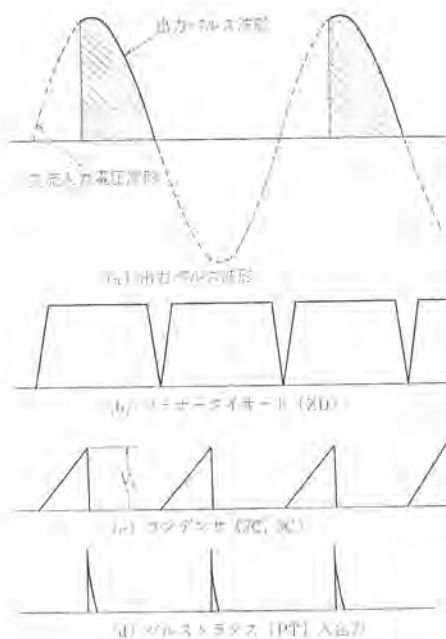


図 5.3 電圧波形と位相関係
Relations between voltage wave forms and phase.

期をより確実に行なわせるものであり、また半固定抵抗器 VR は、製品個々の出力パルス移相特性がツェナーダイオード、双方向スイッチング素子、コンデンサ、抵抗などの特性ばらつきによって分散するため、これを補正するための調整用である。

5.2 定格および特性

点弧回路 FC-1 L のおもな定格と特性は次に示すとおりである。

- (1) 交流入力
 単相 100 V $\pm 10\%$ 50/60 Hz 35 mA (1 回路)
 単相 16 V $\pm 10\%$ 50/60 Hz 750 mA (2 回路)
- (2) 使用周囲温度および保存温度 $-20 \sim 50^\circ\text{C}$

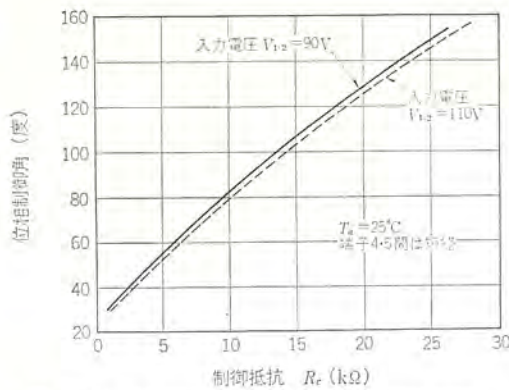


図 5.4 代表的位相制御特性の入力電圧依存性
Dependence on input voltage of typical phase control characteristics.

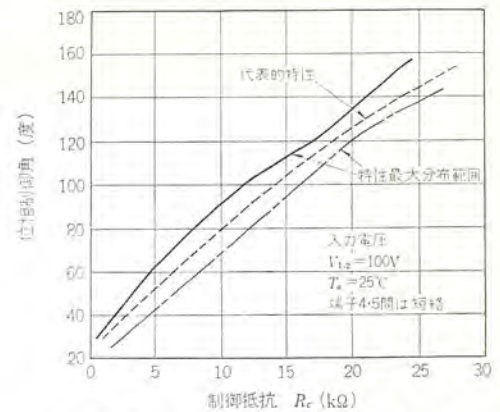


図 5.6 位相制御特性の最大分布範囲
Maximum distribution of phase control characteristics.

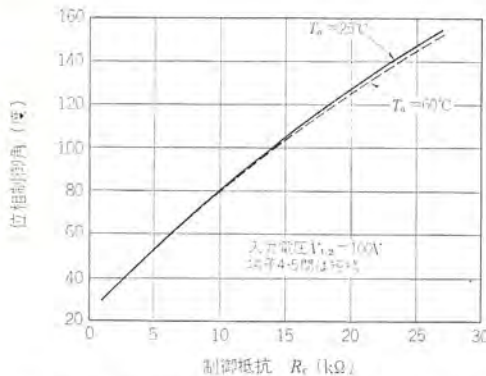


図 5.5 代表的位相制御特性の周囲温度依存性
Dependence on ambient temperature of typical phase control characteristics.

- (3) 絶縁耐力 AC 2,000 V 1 分間
- (4) パルス出力 抵抗 12 Ω 負荷を接続して、せん頭値 350 mA 以上
- (5) パルス幅 500 μs 以上
- (6) 位相制御範囲 30~150 度 (R_e : 0~30 kΩ)

代表的な位相制御特性として、図 5.4 に入力電圧依存性、図 5.5 に温度依存性、そして図 5.6 に位相制御角の最大分布範囲を示した。なお、図 5.7 はサイリスタ AC スイッチと点弧回路 FC-1 L を組合わせた接続図で、点弧回路補助電源トランスは図に示したような極性に接続せねばならぬ。また位相調整用可変抵抗器は RV_1 と RV_2 に分割してあるが、前者は溶接電流設定用であり、後者は溶接機主回路の力率角によって決まる力率調整用抵抗器である。

6. む す び

サイリスタの電流容量およびその信頼性は最近著しく向上し、その一応用製品であるサイリスタ AC スイッチは、従来の電磁開閉器やイグナイトロに代わって抵抗溶接機に広く使用されようとしている。

三菱サイリスタ AC スイッチ FTS 250 PW FTS 500 PW は、平形サイリスタを球面板ばねで圧接させた独自の構造となっており、その設計

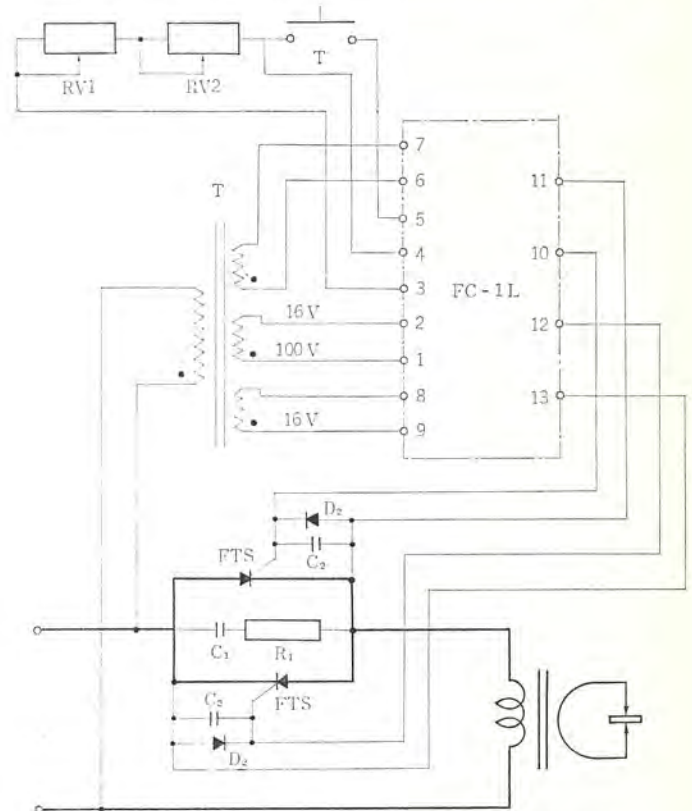


図 5.7 単相抵抗溶接機用サイリスタ AC スイッチ 接続図
Circuit diagram of thyristor AC switch for one phase resistance welder.

方法を詳細に説明するとともに、許容間けつ過電流の求め方と、その点弧回路である FC-1 L 形標準点弧回路について説明した。

参 考 文 献

- (1) 「伝熱工学資料」：日本機械学会編
- (2) 「機械工学便覧」：日本機械学会編
- (3) G. W. Gunther et al : Silicon Controlled Rectifier
- (4) F. E. Gentry et al : Semiconductor Controlled Rectifier

高周波高出力シリコントランジスタ

井上 功*・楠 和郎*・亘 善彦*
平瀬 邦久**・杉村 滋夫**・下馬場民夫**

High Frequency and High Power Silicon Transistors

Kitaitami Works Isao INOUE・Kazuo KUSUNOKI・Yoshihiko WATARI
Communication Equipment Works Kuniyasa HIRASE・Shigeo SUGIMURA・Tamio SHIMOBABA

Remarkable is the latest progress of high frequency high power transistors. Mitsubishi has been making mass production of 2SC 978 (1 GHz-5 W 28 V), 2SC 1015 (450 MHz-13 W 13.5 V) and 2SC 1022 (150 MHz-40 W 28 V) which are in the top level in this country through excellent package design, photolithography realizing fine interdigitated structure, high dope-shallow diffusion technique and TiO₂ passivation technique.

This article discusses briefly the design of package and pattern among the basic principles of designing high frequency high power transistors, elucidating the characteristics and applications of the above-mentioned high frequency high power units.

1. ま え が き

最近の高周波高出力トランジスタの進歩にはめざましいものがあり、当社でも卓越した外装設計、微細な、くし形構造を実現する写真蝕刻技術を駆使して、国内でトップレベルにある2SC 978 (1 GHz 5 W 28 V), 2SC 1015 (450 MHz 13 W 13.5 V), 2SC 1022 (150 MHz 40 W 28 V)の量産を行なっている。

ここでは、高周波高出力トランジスタの基本設計方針のうち、特にエミッタリードインダクタンスの低減を計った外装およびパターン設計と、二次降伏破壊に対する防止策について触れ、上述の高周波高出力トランジスタの特性および応用について述べる。

2. 高周波高出力シリコントランジスタの設計方針

最近の高周波高出力シリコントランジスタのめざましい進歩は、プレーナ形シリコントランジスタの製造基本技術となる拡散技術、高精度を必要とする写真蝕刻技術、電極形成技術等の進歩に負うところが大きい。

すなわち、トランジスタの高周波特性の良さを示す性能指数 $F=f_T/r_{bb'} \times C_c$ を高めるために

- (1) エミッタ周辺長とベース面積の比を大きくする。
- (2) エミッタ領域とベースコンタクトまでの距離を小さくする。
- (3) 拡散深さの浅い高不純物濃度のベース領域へのエミッタ拡散によって薄いベース幅を実現する。

(4) ベースおよびエミッタ電極の低オミックコンタクトを実現する。
以上4項が著しい技術的進歩によって容易となった。特に、エミッタ周辺長とベース面積比を大きくするために、くし形構造、オーバーレイ構造、メッシュエミッタ構造等が採用されており、さらにこれらの構造に加えて高出力化を実現するためにエミッタに安定化抵抗を導入し、かつ熱放散が良好であるように素子設計を行なって、電流の部分的集中によるダイナトロン特性および二次降伏現象を防ぐように十分考慮が払われている。表2.1は高周波高出力トランジスタの設計方針をまとめたもので、通常パターン精度、外装によって高周波化が阻害される場合が多い。

2.1 素子設計 (パターン設計)

図2.2に示すトランジスタの高周波等価回路を用いれば、真性トランジスタエミッタの接地でのA級小信号電力利得は次式で与えられる⁽¹⁾。

$$G_P = f_T / 8\pi f^2 r_{bb'} C_c \dots\dots\dots (2.1)$$

f_T : 利得帯域幅積

$r_{bb'}$: ベース広がり抵抗

C_c : コレクタ接合容量

上式はC級大電流領域での解析でなく、また伝導度変調等も考慮されていないが、素子を設計するうえで一つの指針となる。高周波電力利得を上げるには微細なパターン設計を行ない、ベース広がり抵抗およびコレクタ接合容量の軽減をはかることがたいせつであるが、それ以外に次の点に留意せねばならない。

- (1) エミッタ幅を狭くしてエミッタフィンギング効果を小さくする。
- (2) くし形構造を採用する場合、図2.3で見られるように電極のストライプ長を短く、ストライプ本数をふやした細長いベース領域を

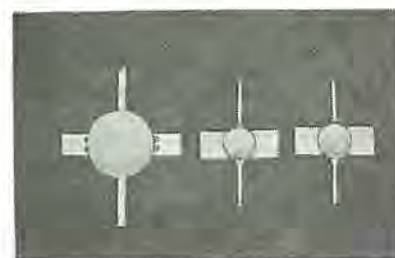


図 2.1 高周波高出力トランジスタ
2SC 1022, 2SC 978, 2SC 1015
High frequency high power transistors.

表 2.1 設計方針 Design procedure.

直 流 特 性	耐圧 (V_{CBO})	比抵抗 $V_{CBO} \approx 2 V_{CC} + \alpha$ V_{CC} : 動作電圧
	電 流 容 量	比抵抗とエミッタ周辺長の決定
	コレクタ損失	外装およびパターン構造の設計
高周波特性	$f_T \rightarrow$ 大	拡散仕様の決定
	$r_{bb'} \times C_c \rightarrow$ 小	パターン構造の設計 一様な低オミックコンタクト
	$L_e \rightarrow$ 小	外装および組立方法
	そ の 他	エピタキシャル層の設計
破 壊 強 度	エピタキシャル層を厚くする。(高周波特性と相反する) 安定化抵抗の設計、パターン構造の設計	

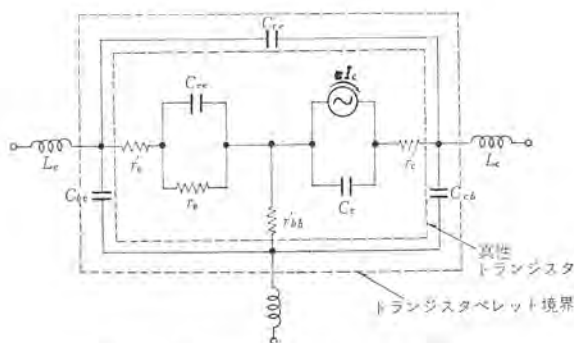


図 2.2 トランジスタの高周波等価回路
Equivalent circuit of the high frequency transistors.



図 2.3 2SC1015 のパターン
Transistor's pattern structure (2SC1015).

もつ構造にする。このような構造をとることによって熱抵抗を小さく、電極ストライプ部分のインダクタンスおよび抵抗成分の軽減をはかる。

(3) 同一シリコンペレット内でベース領域を分割することによって熱抵抗を下げ、かつ適度の熱結合を持たせて熱的不均衡による不安定を除くよう配慮する。

(4) 図 2.3 でわかるようにアルミニウム電極部に安定化抵抗成分をもたせ、電流集中を防ぎ均等な電流分布となるようにする。

(5) 内部リード線のインダクタンスを軽減するために、内部リード線接続が数多く取りだせる電極構造にする。特にエミッタ内部リードインダクタンスを下げるように、エミッタ電極を考慮する必要がある。

(6) 端子間の浮遊容量を小さくするため、酸化膜上に延長する電極部分を小さくする。特にコレクタベース間浮遊容量は、フィードバックエレメントとして電力利得の安定性および実効的な f_T を減ずるため注意を要する。

(5)、(6)は相反する要求であり、最適条件をみつける必要がある。

以上の点を考慮してパターンが設計されるが、当社のくし形構造における特長はベース領域の分割と、分割されたトランジスタを抵抗成分をもつ電極、または抵抗成分を介して結合する点にある。

さて上述した(1)および(2)の指針はパターン構造を微細化することによって実現されるもので、表 2.2 に当社の高周波高出力トランジスタのパターン設計基準を示す。ここで規格化周波率はエミッタパターンの複雑性を示す数値である。図 2.3 に示す 2SC1015 のパターンは、エミッタストライプ幅 4μ 、ストライプ長 80μ 、エミッタストライプ本数 120 本をもつ構造で、規格化周波率は 14 となる。

2.2 利得帯域幅積の設計

トランジスタの高周波電力利得の向上には、微細なパターン構造を実現して $r_{bb'}$ を小さくすると同時に f_T を高める必要がある。真性ト

表 2.2 パターン設計基準
Pattern design criteria.

	出力電力	LE/WE	PN	$B.R$
150 MHz シリーズ	10 W 以下	30 以下	5 以上	あり
	10 W 以上	30 以下	5 以上	あり
500 MHz シリーズ	10 W 以下	25 以下	10 以上	なし
	10 W 以上	20 以下	14 以上	あり
1 GHz シリーズ	10 W 以下	20 以下	14 以上	なし

L : エミッタストライプ長, WE : エミッタ幅
 $B.R$: 安定化抵抗 PN : 抗規格化周波率 ($=K \cdot LE/ABE$ K : 定数)

ランジスタの f_T は、図 2.2 に示す等価回路定数を使って次のように与えられる⁽¹⁾。

$$f_T = (\theta f_a)^{-1} = f_a^{-1} + f_e^{-1} + f_c^{-1} \quad (2.2)$$

$$f_a = \frac{1.2 \times D_n I_n (N_{BS}/N_{BC})}{W_b^2} \left/ \left\{ 1 + \frac{1.2 W_c D_n I_n (N_{BS}/N_{BC})}{V_S W_b^2} \right\} \right. \quad (2.3)$$

$$f_e = 1/2\pi r_e C_{T0} \quad (2.4)$$

$$f_c = 1/2\pi C_G (r_c' + r_e' + r_e) \quad (2.5)$$

f_a : α シャ断周波数 (電流増幅帯域幅周波数)

f_a : ベースコレクタ輸送効率

f_e : エミッタシャ断周波数

f_c : コレクタシャ断周波数

θ : 位相ずれによる修正定数, 拡散形トランジスタでは 0.7

D_n : ベース領域での電子拡散定数

V_S : 空乏層内でのキャリアの飽和速度

W_b : ベース幅

W_c : コレクタ空乏層の厚み

N_{BS} : ベース表面不純物濃度

N_{BC} : コレクタ不純物濃度

ベースコレクタ輸送効率はコレクタ空乏層遷移時間と少数キャリアのベース領域遷移時間で決まるもので、通常のプレーナトランジスタでは、コレクタ空乏層遷移時間は小さく f_T への寄与は少ない。またコレクタシャ断周波数も f_T への寄与が小さく、エミッタシャ断周波数と少数キャリアのベース領域遷移時間が支配的となる。したがって、 f_T を高めるにはエミッタ面積を小さくし、薄いベース幅を実現する必要がある。以上は小信号時の解析であるが、大電流領域ではエミッタシャ断周波数は無視してもよい。しかし、数 GHz トランジスタになるとベース幅を $0.1 \sim 0.2\mu$ と薄くするのみでなく、コレクタシャ断周波数およびコレクタ空乏層遷移時間を十分考慮する必要がある。

2.3 外装設計

高周波トランジスタは小面積に大電流が流れるように設計されているため、十分な放熱効果をもち、大きな許容電力がとれる外装設計が必要である。放熱効果が十分でないと高周波パラメータが温度の影響を受け、 $r_{bb'}$ の増大等により電力利得の低下をもたらす。しかし、高周波高出力トランジスタにおいて外装設計の重要性が指摘される理由は、放熱効果以外に高周波電力利得の低下がエミッタリードインダクタンスに起因しているからである。図 2.2 に示すようにトランジスタをエミッタ接地で使用する場合は、入力インピーダンスの実数部は大電流領域で次のように与えられる。

$$R_e(h_{11}) = r_b' + \pi f_T L_e \quad (2.6)$$

したがって端子間の浮遊容量の影響を無視すれば、A 級小信号電力利得は次式で与えられる。

$$P_G = f_T / 8\pi f^2 C_G (r_{bb'}' + \pi f_T L_e) \quad (2.7)$$

トランジスタの高周波化が進めば f_T 自体も高くなり、エミッタリードインダクタンス L_e の電力利得におよぼす影響が大きく、トランジスタペレットの高周波特性の改良よりもリードインダクタンスの低減をはかった外装設計のほうが効果的となる場合が多い。

特に、1 GHz トランジスタになると f_T が 1 GHz 以上となり、1 μ H のインダクタンス成分であっても 3.1 Ω 以上の抵抗成分を有することになる。トランジスタの高出力化が進めば $r_{bb'}$ は小さくなってインダクタンス成分の影響が顕著となり、電力利得を著しく低下させる。 L_e の影響は入力インピーダンスの増大にとどまらず、フィードバックエレメントの影響を大にする等の弊害もある。

したがって、図 2.3 に見られるように数本のエミッタ内部リード線が取り出せるようなパターン設計を行ない、内部リード線をできるだけ短くできるような外装のメタライズ構造や、あるいは図 2.1 の 2SC1015 の外装に見られるような幅広い外部エミッタリード構造を採用する必要がある。2SC1015 の $r_{bb'}$ は 1.5 Ω 程度であり、入力インピーダンスの L_e による影響を 50% 以下におさえるために、外装のリードインダクタンスは 1 μ H 以下に設計されている。

2.4 破壊対策

高周波高出力トランジスタにおいて、特に問題となっている二次降伏による破壊現象はまだ十分解析されていないが、その原因は激しい電流集中による熱的破壊とされてきた。そして、このような現象の起こる原因が、熱的不安定性理論⁽²⁾やトリガ温度モデルに代表される熱的なものであることが、従来、うんぬんされてきたが、この 1～2 年来、高周波高出力トランジスタのようなエピタキシャル層の薄い素子では、熱的原因とはまったく関係なしに二次降伏を起こす現象が明らかとなり、その原因が電界による場合もあることがわかってきた。図 2.4 は当社で得られた二次降伏耐量の周囲温度依存性を示すグラフである⁽²⁾。二次降伏測定法は丘越え法を用い、縦軸の P_M は二次降伏に突入する直前の電圧波高値 V_M と電流波高値 I_M の積であって、二次降伏耐量を示す。

このグラフはエピタキシャル層幅 l を適当に変えた NPN エピタキシャルトランジスタについて測定した結果を示すが、このグラフから二つの重要な事実がわかる。一つは、二次降伏耐量がエピタキシャル層幅 l とほぼ比例関係にあること、もう一つは、エピタキシャル層幅 l の大きいトランジスタの二次降伏耐量は周囲温度依存性を示すが、 l の小さいトランジスタの二次降伏耐量は周囲温度に無関係に一定であることである。前者の事実は周知のことであるが、後者の事実は、明らかに二次降伏現象の中に非熱的なものがあることを示している。この非熱的な場合は次のように解釈される。コレクタ接合に逆電圧が印加されたときに、もし空乏層が低抵抗基板に達するとそれ以上空乏層が広がりにくくなるため、空乏層が低抵抗基板に達しないようなエピタキシャル層の厚いトランジスタの場合に比べて、接合部電界の上昇が激しくなり、アバランシェ耐圧が低下することはもちろん、比較的低電圧でアバランシェ増倍を生じ、したがって自由キャリア濃度の増加により熱破壊を起こす前に、自由キャリアにより空乏層内電界分布が乱され、接合にかかる電圧が急減し、これが二次降伏へのトリガとなるものと考えられる。

以上のように破壊耐量を上げるためエピタキシャル層を厚くすることは有効であるが、高周波トランジスタではおのずから限度がある。また、高出力化が進めば接合面積も大きくなり、熱的不安定要素も多くなるので、エミッタに安定化抵抗を導入して電流の均一化をはかる必要がある。

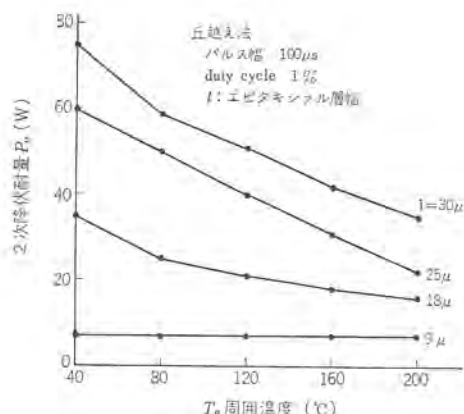


図 2.4 二次降伏耐量の周囲温度特性
Secondary breakdown vs. ambient temperature characteristics.

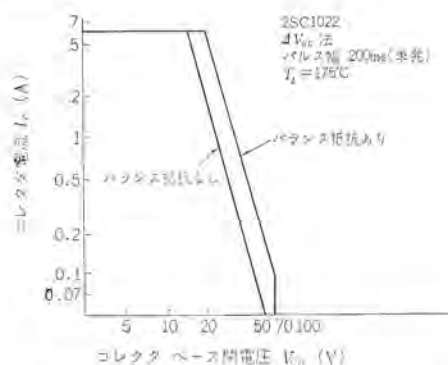


図 2.5 安全動作領域のバランス抵抗依存性
A. S. O. vs. balance resistor characteristics.

この安定化抵抗導入方法には各社それぞれくふうしているが、大別すると次の 4 方法がある。

- (1) エミッタ拡散層を安定化抵抗として利用する。
- (2) 抵抗蒸着膜を介して電極を形成する。
- (3) 電極の一部を抵抗成分として利用する。
- (4) トランジスタペレットと外装のエミッタリードとの間に抵抗物体（たとえばシリコンペレット）を導入する。

当社ではアルミニウム電極の一部を細長くして抵抗成分をもたせ、破壊耐量の改善をはかってきたが、150 MHz 50 W トランジスタの開発にあたって上述の(4)項について検討を行なった結果、大幅な安全動作領域の拡大が可能となった。

図 2.5 に示されるように安定化抵抗のある場合は、安定化抵抗のない場合に比べて、安全動作領域が 1.5 倍になっている。

3. 高周波高出力トランジスタの製造技術およびその動向

前章で高周波特性の向上のためのパターン設計および外装設計の重要性に触れたが、これらの要求を実現するためには high dose-shallow diffusion 技術、微細なパターンを実現する写真蝕刻技術、素子の安定化技術等の技術的裏付けが必要であり、これらの基本的技術の進歩がさらに高周波高出力トランジスタの性能向上を可能とする。

3.1 拡散技術

f_T を向上させるには薄いベース幅を実現する必要があるが、最近のようにエミッタ幅が数ミクロンになるとエミッタベース接合面のわん曲を無視できなくなる。したがってエミッタ領域とコレクタ領域との貫通を防ぐと同時に、薄いベース実効幅を実現するために、浅いベース

領域へのエミッタ拡散技術が重要となる。またこのような薄いベース幅にした場合の $r_{bb'}$ の増大を防ぐために、ベース不純物濃度を高める、いわゆる“high dope-shallow diffusion”の拡散技術確立することも必要である。現在、量産性を考慮して1 GHz トランジスタでは、コレクタベース接合 0.9μ 、エミッタベース接合 0.5μ ベース表面濃度 $5 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ 程度である。

従来の拡散方式では、ベース拡散深さ $0.3 \sim 0.5\mu$ までは実現可能であるが、さらに浅い拡散になると、目下開発が急がれているイオンインプランテーション等の新技術の導入が必至であり、これら新技術が実用化すれば、さらにトランジスタの高周波化が進むものと思われる。

3.2 写真蝕刻技術

最近のめざましいトランジスタの発展は、微細なパターン構造を実現する写真蝕刻技術の進歩によるところが大きい。

現在使われている銀エマルジョン被膜を用いたガラスマスクによる密着方式の場合、表3.1に示すような配慮を払って、 1μ 幅のストライプの形成が可能となっている。しかし、さらに微細なパターンを形成するには、感光性樹脂の露光に用いる光学系の解像力、ガラスマスクとシリコンウェハとの密着性、あるいは光の干渉等の問題より困難な要素が多い。電子ビーム露光によって 0.6μ 幅のストライプを実現したことが報告されている⁽³⁾し、光学的に微細なパターンの実現を可能とする方法も提案されており、これらの新技術の実用化によってさらに高周波高出力化が可能となろう。

3.3 電極形成技術

電極パターン構造は高周波化が進むにつれ、微細化すると同時に、非常に浅い接合を有するため、電極形成後の高温での熱処理は従来の方法による限り歩どまりの低下をきたす。したがって低温処理で良好なオーミックコンタクトをうる必要がある。不均一なオーミックコンタクトは $r_{bb'}$ を高め、電力利得を低下させ、パターン内での電流集中を起こしやすく、ひいては破壊耐量を減少させる。これに対処して当社では多層電極構造をとり、低温処理で低オーミックコンタクトを得ている。

3.4 TiOxによる素子の安定化

高周波高出力トランジスタでは電極構造が微細であるため、内部リード線接続部は酸化膜上に延長されて形成される。したがって電極接続部はMOS構造を有し、耐圧および電流増幅率の不安定要素を含むことになる。当社ではTiOxによる安定化技術⁽⁴⁾を使って、この不安定要素を除いており、信頼性の高い素子の製作が可能となった。

表 3.1 写真蝕刻工程の注意点
Technical points of photoresist process.

	注 意 す べ き 点
解 像 力	マスクアライメント装置の調整 ガラスマスクのパターンのエッジだれ 密着性、現像方法、レジスト厚さの均一性
エッチングかぶれ	感光性材料とウェハとの adhesion ・前処理 ・作業場の湿度 ・作業方法 ・感光性材料の選択 ・エッチング液組成、温度
ピッチずれ	ガラスマスク自体のピッチずれ マスク合わせ作業によるずれ ウェハおよびマスクのソリ 感光性材料の厚みおよび異物の混入 露光条件（露光不足であるとピンホールが多い） O ₂ 効果による感光性材料膜厚の減少

4. 特 性

当社の開発した高周波高出力シリコンエピタキシャルプレーナ形トランジスタの中から、特に注目すべき機種、すなわち150 MHz 28 V 40 W 出力用の2 SC 1022、450 MHz 13.5 V 13 W 出力用の2 SC 1015、1 GHz 28 V 5 W 出力用の2 SC 978の諸特性について簡単に紹介する。

表4.1に絶対最大定格および電気的特性の規格を示す。

図4.1に2 SC 1022の150 MHzでの入出力電力特性を示し、

図4.2に2 SC 1015の450 MHzでの入出力電力特性を示す。

図4.3に2 SC 978の1 GHzでの入出力電力特性を示す。

2 SC 1022は100 W 出力FM放送サテライト局、10 W 出力VHFテレビサテライト局および150 MHz 50 W 出力基地局用などの用途があり、すでに一部実用化されている。

2 SC 1015は400 MHz 帯移動無線機などに使用される。2 SC 978はUHF・TVサテライト局などの各種放送機器に使用される。

表 4.1 高周波高出力トランジスタの電気的特性
Electrical characteristics of high frequency high power transistors.

形 名	絶 対 最 大 定 格			電 気 的 特 性	
	V _{CE} V	I _C A	P _C W	P _{out} W	条 件
2 SC 1022	60	6.0	60	40 (min)	f=150 MHz V _{CE} =28 V, P _{in} =10 W
2 SC 1015	40	3.0	33	13 (min)	f=450 MHz V _{CE} =13.5 V, P _{in} =6 W
2 SC 978	55	1.2	18	5 (min)	f=1 GHz V _{CE} =28 V, P _{in} =2 W

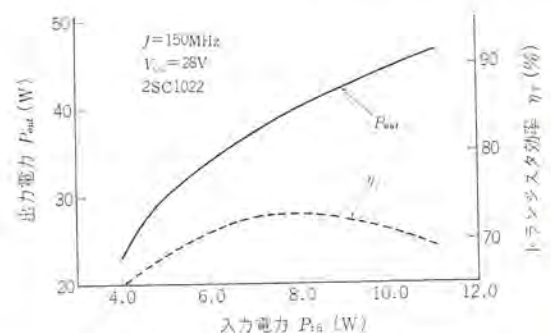


図 4.1 2 SC 1022 の入出力電力特性
Output power vs. input power characteristics.

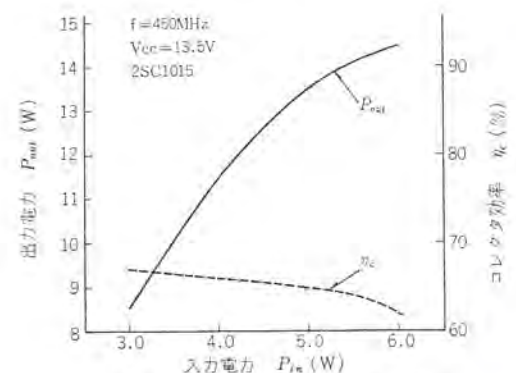


図 4.2 2 SC 1015 の入出力電力特性
Output power vs. input power characteristics.

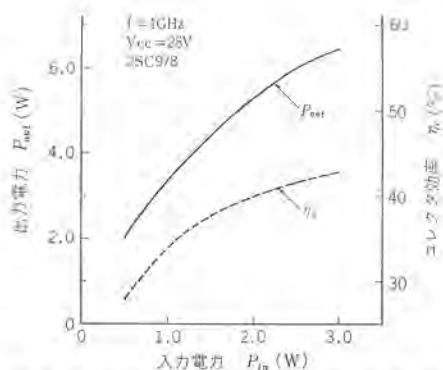


図 4.3 2SC978 の入出力電力特性
Output power vs. input power characteristics.

5. 応 用 例

ここでは、先に示した素子を用いた 2～3 の応用例につき述べる。

5.1 150 MHz 100 W 出力トランジスタ増幅器

2SC1022 を用いて設計・製作された 150 MHz 100 W 出力 C 級増幅器を紹介する。図 5.1 は、本増幅器の回路図であり、出力段は 2SC1022 の並列運転で、励振段にも 2SC1022 を使用している。このような高周波大出力の増幅器を設計・製作する場合、注目すべき点は次の 3 点である。

- (1) 並列運転の安定性
- (2) 段間結合の際の不整合および素子の破壊
- (3) 発振による素子の破壊

上記いずれの問題点も、その対策を誤ると素子を一瞬にして破壊せしめる。まず(1)の対策としては、高周波的なバランスをとる意味から、位置的な対称性を必ず考慮する必要がある。このため並列運転は 2 本か 4 本が望ましい。2SC1022 の 150 MHz 28 V, $P_{in} = 10$ W 時の入出力インピーダンスは、おおよそ $0.4 + j2.8(\Omega)$, $9.5 + j3.5(\Omega)$ となっている。出力インピーダンスは、わりあい大きな値のため、コレクタを直接銅板などで接続してもバランスのくずれる恐れはないが、入力インピーダンスは非常に小さいため、入力電力の均等分配の目的からベースに直列にバランス用のコイルを設ける必要がある。もし比抵抗の低い低電圧・大電力トランジスタの並列運転を行なう場合は、出力インピーダンスも非常に低くなるため、コレクタに直列にバランス用のコイルが必要となる。

(2) の場合、無作為に 1 個か 2 個のパリコンで、励振段と出力段を直結して調整する通常の段間結合の方法では、励振段と出力段の整合は、まず不可能であるうえ、往々にして激しい発振や著しい不整合により素子を破壊する。これは、励振段の比較的高い出力インピーダンスを、出力段の極低入力インピーダンスと整合させるには、きわめて微妙な調整が必要となるからである。そこでこのような場合にスムーズに整合をとる方法は、励振段・出力段をおおの別個に製作し、その入出力インピーダンスを回路の特性インピーダンス(この場合は 50Ω)に合わせておき、この後で両者の 50Ω 端を直結すれば、著しい不整合もなく、わずかの調整で完全な整合がとれる。

(3) の発振防止策としては、銅板シャーシを用いてアース電位の均一化をはかり、シャーシインダクタンスを小さくすることがたいせつである。また初期の回路調整中は特に強烈な発振が起こりやすいので、回路の Q を低めの状態から徐々に高めていくのがよい。図 5.2 に本増幅器の入出力電力特性のグラフを示す。150 MHz, $V_{cc} = 28$ V, $P_{in} = 6.5$ W で $P_{out} = 98$ W が得られ、そのときの総合効率は 62 %

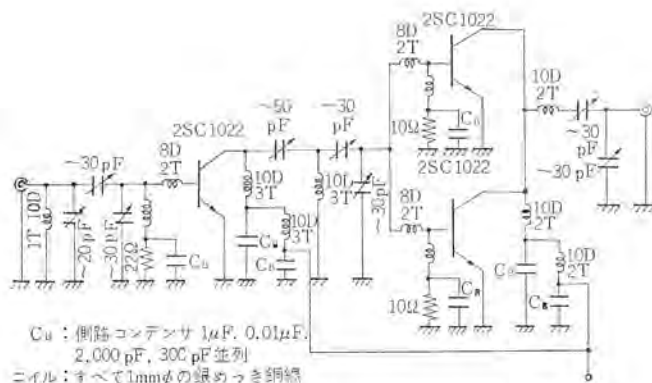


図 5.1 150 MHz, 100 W 出力トランジスタ増幅器
150 MHz, 100 W output power transistor amplifier.

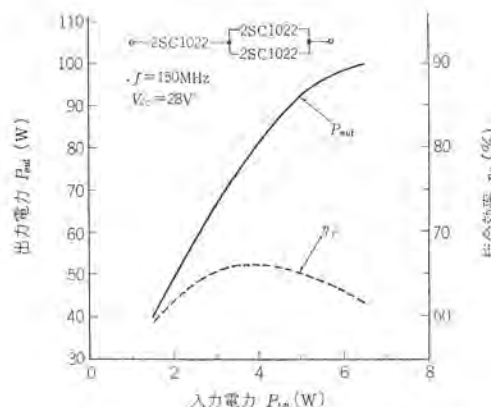


図 5.2 150 MHz, 100 W トランジスタ増幅器の入出力電力特性
Output power vs. input power characteristics of 150 MHz 100 W transistor amplifier.

ときわめて良好である。

5.2 200 MHz 25 W 出力リニア増幅器

次に 2SC1022 を用いて設計・製作された 200 MHz 28 V で 25 W まで直線性の良好なトランジスタ増幅器を紹介する。図 5.3 に回路図を示す。直線性をうるために、動作は AB 級となっており、出力段は 2SC1022 が 2 本並列運転され、励振段には 2SC690 が使用されている。本増幅器の入出力電力特性を図 5.4 に示す。無信号時のバイアス電流は、2SC690 が 80 mA, 2SC1022 は、1 本当たり 60 mA である。この直線増幅器は、そのまま VHF・TV サテライト局 10 W 出力用として使用可能であり、すでに 2～3 の放送機器メーカーで検討され、好結果が得られている。

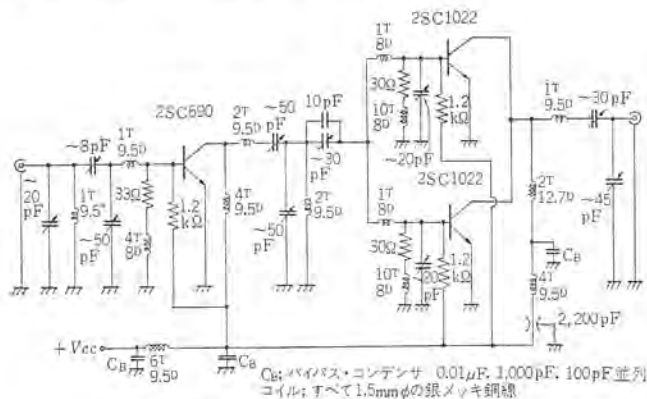


図 5.3 200 MHz, 25 W トランジスタリニア増幅器回路
200 MHz, 25 W transistor linear amplifier circuit.

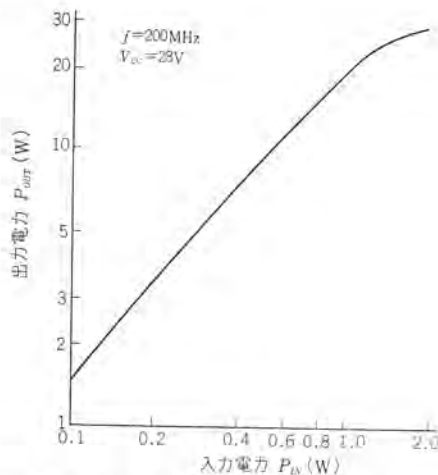


図 5.4 200 MHz リニア増幅器の P_{in} - P_{out} 特性
Input power vs. output power characteristics of 200 MHz linear amplifier.

5.3 UHF 帯電力増幅器

ここでは UHF 帯電力増幅用トランジスタの実用化例について述べる。図 5.5 に示す回路図は、IC 化サテライト装置用として開発した広帯域電力増幅器で、UHF 帯電力増幅用トランジスタ 2SC976—2SC976—2SC977—2SC977 の 4 段構成である。

IC 化サテライト装置用増幅器は、直線増幅を行なって非直線ひずみを除く必要があるため、各トランジスタのバイアス条件は A~AB 級の動作点に選んである。また、段間接続には同軸線路を用いたインピーダンス比 4:1 の広帯域インピーダンス変成器を使用して広帯域化し、また段間結合の簡易化を行なった。広帯域インピーダンス変成器の特性は、周波数帯域 0.5~2 GHz でそう入損失 0.5 dB、インピーダンス比 4:1 である。

図 5.6 にこの増幅器の出力電力の周波数特性を示す。

また以下に諸特性を示す。

使用周波数	590~770 MHz
帯域幅	60 MHz 以上
利得	18 dB 以上
出力電力および混変調	1.4 W にて -27 dB 1.0 W にて -30 dB
入出力インピーダンス	50 Ω

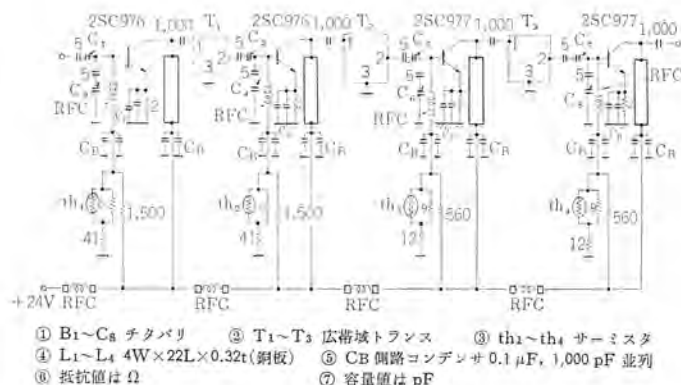


図 5.5 UHF 帯電力増幅器回路
UHF power amplifier circuit.

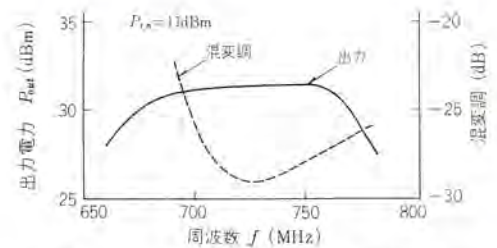


図 5.6 出力電力および混変調の周波数特性
Output power and inter-modulation vs. frequency characteristics.

消費電力	12 W (1.4 W 出力時) 5 W (無信号時)
電源電圧	24 V
温度範囲	-20°C~+60°C

増幅器の温度補償は、サーミスタによる各トランジスタの動作点の補償のみでよい。次に最高使用電圧は、トランジスタの最高接合温度を $T_j = 110^\circ\text{C}$ とすると、負荷インピーダンス 50 Ω の場合、28 V まで使用可能で、定格出力時に負荷インピーダンスを短絡から開放までの全範囲にわたって変化しても異常現象は認められない。過大入力に対しても、定格負荷の場合は基準入力から +10 dB まで、無負荷の場合は +4 dB までの過大入力ならば、 $T_j = 110^\circ\text{C}$ の規格を満足し、異常現象は認められない。なお 2SC977、2SC976 とともに 2SC978 と同じ 1 GHz シリーズの素子であっておのおの 1 GHz で 2.5 W および 1.0 W 以上の出力が得られる。

6. む す び

ここでは、2SC978、2SC1015、2SC1022 のトランジスタの設計方針およびこれらのトランジスタの特性、ならびに応用例について報告したが、今後さらに基礎製造技術を開発して高周波高出力化を進めていく予定である。

最後に UHF・TV-IC 化サテライト装置用広帯域電力増幅器の開発にあたっては、日本放送協会より技術的な指導、助言を一方ならず賜ったことに対し、関係者一同深く感謝の意を表する次第である。

また素子および応用回路の設計・製作、データ集積に協力いただいたかたがたにもあわせて謝意を表したい。(昭和 44-4-8 受付)

参 考 文 献

- (1) Baie, J. L.: High Frequency Silicon NPN Oscillator Transistor, Professional Group on Electron Devices, Washington, D. C., Oct (1958)
- (2) 安岡, 加藤, 楠: トランジスタの破壊様相, 信学会, 半導体・トランジスタ研究会資料 (昭 43)
- (3) O'Keeffe, T. W. and Handy, R. M.: Fabrication of Planar Silicon Transistors Without Photoresist, Solid State Electronics, Pergamon Press, 11, 261~266 (1968)
- (4) 土佐, 井上, 西海, 早坂: 昭和 41 年電気四学会連合大会 1254, (特許出願中)

シリコンモールド形低周波電力用トランジスタ

細見 清*・新保信太郎*・進藤 通世*・井上 晟*

Silicon Mold Type Low Frequency Power Transistors

Kitaitami Works Kiyoshi HOSOMI・Shintarô SHIMPO・Michiyo SHINDÔ・Akira INOUE

For the medium power amplification of car radio sets and stereos, plastic mold type NPN epitaxial planer silicon power transistors 2SC1013 and 1014 have been developed and are now being mass-produced. Of them, in particular, 2SC1013 has a very good linearity of DC current gain. This fact enables it to deliver the maximum power output ($K_f=10\%$) 4~4.5 W in case of supply voltage 13.2 V with SEPPP-OTL amplifier equipped with input transformers. Herein are described the design of chips and package, ratings and electrical characteristics: mention is also made on the operation characteristics of output stage of car radios and stereo main amplifiers as examples of representative applications.

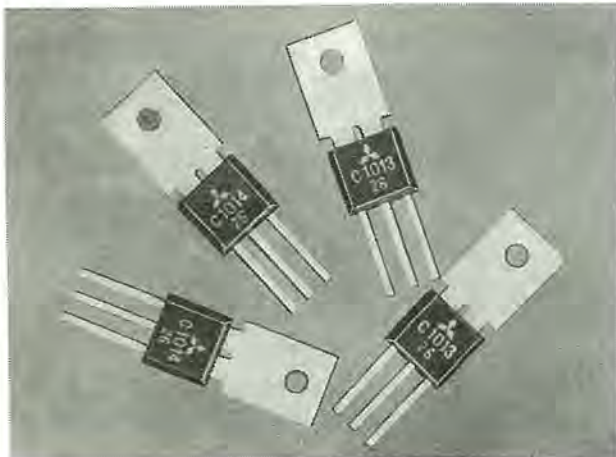
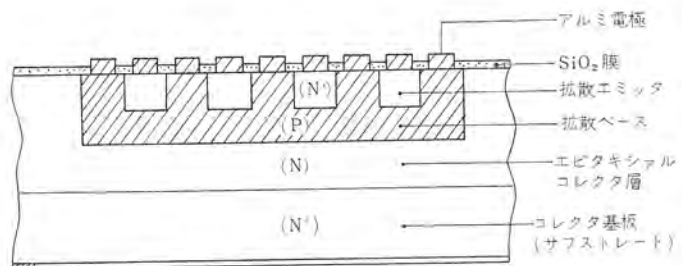
1. ま え が き

シリコントランジスタは、材料の性質上、ゲルマニウムトランジスタに比べて、高温まで使用することができ、しかも高耐圧のトランジスタが製作できるため、大出力のステレオの終段電力増幅用・テレビの偏向出力用・制御機器の大電流スイッチング用などにひろく使用されている。

しかし、出力が数ワット程度のカーラジオ・カーステレオ・小形卓上ステレオなどの中電力増幅には、まだゲルマニウムパワートランジスタがおもに使用されている状態である。

これは、おもにコストの問題で、このクラスのトランジスタではゲルマニウムトランジスタの方が安価なためである。

このたび、当社では、これら中電力増幅用に適したモールド形のパワートランジスタの開発を終わり、量産を開始したので、その特長・特性・応用回路等を紹介する。

図 2.1 トランジスタ上面図
Top view of transistor.図 2.2 トランジスタ断面図
Cross sectional view of transistor.

一つであるため、シリコンペレットや外装の設計および製造方法について、十分の考慮が払われている。

以下、シリコンペレットの設計と外装構造の設計について述べる。

コレクタベース間耐圧は周知のように、コレクタ領域の高比抵抗層の比抵抗値により決定される。2SC1013, 1014では、所定の耐圧をえるために、それぞれ $1\Omega\cdot\text{cm}$, $2.5\Omega\cdot\text{cm}$ 程度の比抵抗のウェハを使用している。

電流容量と h_{FE} の直線性は、実効エミッタ面積とそのエミッタ形状により決定される。このトランジスタの場合、図 2.1 で示すようなくし形構造をとり、エミッタ周辺長を長くして必要な電流容量をえている。ペレットの大きさは $1\text{mm}\times 1\text{mm}$ で、単一拡散形トランジスタと比べて、比較的小さい。

またパワートランジスタ特有の二次降伏破壊に対しては、飽和抵抗を増大させないこと、 h_{FE} の直線性を悪くしないことを考慮のうえ、ベース幅を広くとり、コレクタ領域の高比抵抗層の厚みを適正な値に設計している。図 2.2 にトランジスタの断面図を示す。

2. 素子の設計

パワートランジスタの構造には、単一拡散形、三重拡散形、エピタキシャルプレーナ形等があるが、モールド形パワートランジスタを開発するにあたり、耐環境性、特性および生産性のすぐれたエピタキシャルプレーナ形を採用した、パワートランジスタは一般に、あとで述べるように、 h_{FE} の直線性の良いこと、および安全動作領域が使用する電圧・電流の動作領域にわたって保証されていることが必須の条件である。それに加えて、とくにモールド形トランジスタの場合、低価格であることも特長の

周波数特性は、単一拡散形トランジスタに比べてベース幅が狭いので、キャリアの走行時間が短かく、高周波特性が良い。したがって、単一拡散形トランジスタの場合によく経験する高音領域でのひずみの発生は、このトランジスタにあってはほとんどない。

3. 外装の設計

シリコンペレットの製造技術の進歩により、トランジスタの特性のみならず、生産性も著しく向上してきた。そのため、製品コストの大部分は、外装部品の材料費とトランジスタの組立、検査に要する加工費でしめられている。外装設計にあたっては、電気的特性、放熱効果、耐環境性などの性能面の要求のみならず、とくに加工費と外装部品の材料費の低減をはかっている。

以下これらの点を中心に外装設計の要点をかんたんに述べる。

3.1 耐環境性

モールド形トランジスタにおいては、耐熱性・耐環境性にとくに注意が必要である。そのため、エポキシ樹脂よりも耐熱性のすぐれたシリコンコンパウンドを用いペレット自体に特殊な表面処理を施すとともに、ワニスでコーティングして、耐熱性、耐湿性、高温保存特性などの問題点を解決している。

ちなみに、これら材料は $T_a=200^{\circ}\text{C}$ でも十分に耐えることが確認されている。

3.2 熱抵抗

一般にトランジスタの最大コレクタ損失 P_C は次式で与えられる。

$$P_C = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}} \quad (3.1)$$

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cf} + \theta_{fa} \quad (3.2)$$

ここに T_j : 接合部温度

T_a : 放熱器周囲の外気温度

θ_{ja} : 接合部と外気との全熱抵抗

θ_{jc} : 接合部と外装放熱器との熱抵抗

θ_{cf} : ケース—絶縁板、絶縁板—放熱器間の接触熱抵抗

θ_{fa} : 放熱器と周囲の外気の熱抵抗

式(3.2)において、 θ_{jc} はペレットの大きさとペレットボンディングの良否、基板の形状によって決定される。このトランジスタの場合、前述したように $1\text{mm} \times 1\text{mm}$ のペレットが基板にボンディングされており、 $\theta_{jc}=12^{\circ}\text{C/W}$ (最大) である。

θ_{cf} はトランジスタの放熱器への取り付け方法によって決定される。普通、マイカ板(0.1mm)をはさみ、基板の裏にシリコングリスを塗布した状態で、 $\theta_{cf}=1^{\circ}\text{C/W}$ 程度と比較的低い。 θ_{fa} は放熱器の大きさ、形状、周辺外気の流れによって左右されるが、たとえば、 $100 \times 150 \times 1.5\text{mm}$ のアルミニウム板を用いた場合、 θ_{fa} は 8°C/W 程度である。

2SC1013, 1014 電気的特性 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)

項 目	記 号	測 定 条 件	特 性 値		単 位
			2SC1013	2SC1014	
コレクタ—ベース間開放電圧	BV_{CBO}	$I_C=1\text{mA}, I_E=0$	> 35	> 50	V
エミッタ—ベース間開放電圧	BV_{EBO}	$I_E=1\text{mA}, I_C=0$	> 5	> 5	V
コレクタ—エミッタ間開放電圧	BV_{CEO}	$I_C=10\text{mA}, R_{BE}=\infty$	> 20	> 40	V
コレクタ—エミッタ間電圧	IC_{BO}	$V_{CB}=12\text{V}, I_E=0$	< 100	< 100	μA
エミッタ—エミッタ間電圧	IE_{BO}	$V_{EB}=5\text{V}, I_C=0$	< 100	< 100	μA
直流電流増幅率	h_{FE}	$I_C=0.5\text{A}, V_{CE}=4\text{V}$ (duty cycle 0.7%)	35~300	35~300	—
直流電流増幅率	h_{FE_2}	$I_C=1.5\text{A}, V_{CE}=4\text{V}$ (パルス幅 350 μs)	> 20	> 20	—
ベース—エミッタ間電圧	V_{BE}	$V_{CE}=4\text{V}, I_C=0.05\text{A}$	0.8 (標準)	0.8 (標準)	V
コレクタ飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=1\text{A}, I_B=0.05\text{A}$	< 1.0	< 1.0	V
α シャ断周波数	$f_{\alpha b}$	$V_{CB}=4\text{V}, I_C=0.5\text{A}$	10 (標準)	10 (標準)	MHz

4. 生産性とコスト

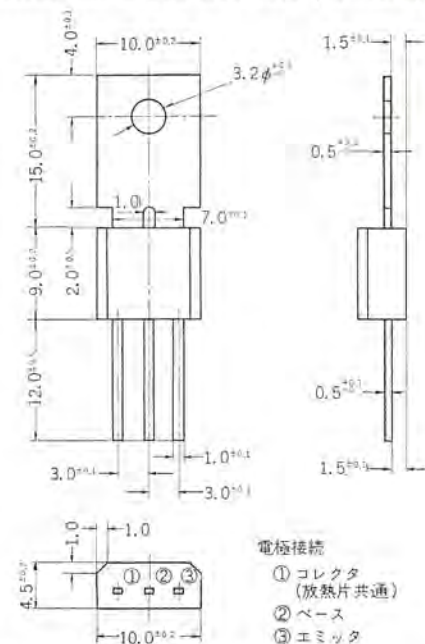
このトランジスタは用途から考えて、大量生産に適する製造方法をとる必要がある。そのため、組立方法には、連続システム(フレーム)を用いて作業能率の向上をはかっている。シリコンペレットのボンディングは、多数個を単位として加工され、また、モールド工程においては、より以上の単位のトランジスタを一度に加工する。この結果、加工時間は従来のトランジスタに比べて数10%短縮され、かつ作業内容も単純化された。

5. 定格および電気的特性

2SC1013, 1014 はすでに述べたようにカーラジオ・ステレオ・トランシーバおよびテープレコーダなどの中出力増幅用として開発されたプラスチック

表 5.1 2SC1013, 1014 外形図, 最大定格, 電気的特性 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)

Outline drawing, maximum Ratings and electrical characteristics of 2SC1013, 1014 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$).



2SC1013, 1014 最大定格 ($T_a=25^{\circ}\text{C}$)

項 目	記 号	定 格 値		単 位
		2SC1013	2SC1014	
コレクタ—ベース間電圧	V_{CBO}	35	50	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}	20	40	V
コレクタ電流	I_C	1.5	1.5	A
コレクタ損失	$P_C(T_a=25^{\circ}\text{C})$	7	7	W
接合部温度	T_j	+125	+125	$^{\circ}\text{C}$
保存温度	T_{stg}	-55 ~ +125	-55 ~ +125	$^{\circ}\text{C}$

ク封止の NPN エピタキシャルプレーナ形 シリコンパワートランジスタで、表 5. 1 に外形・定格・電気的特性を示す。また図 5. 1 にコレクタ損失-周囲温度特性を示す。

Hi-Fi アンプ 用出力 トランジスタ に要求される特性は、

(1) h_{FE} の直線性が良い。

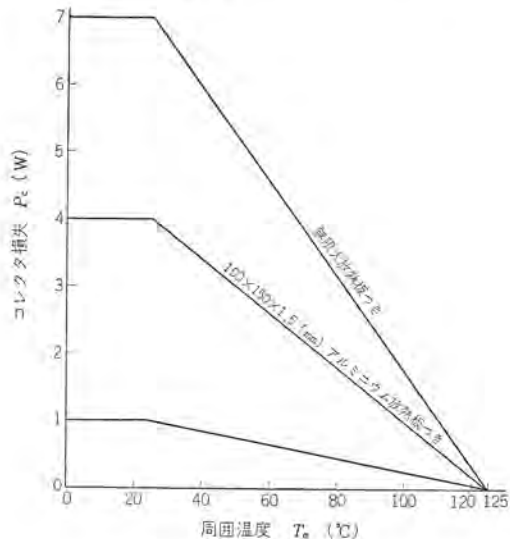


図 5. 1 2SC1013, 1014 コレクタ損失-周囲温度特性
Collector power dissipation vs. ambient temperature for 2SC1013, 1014.

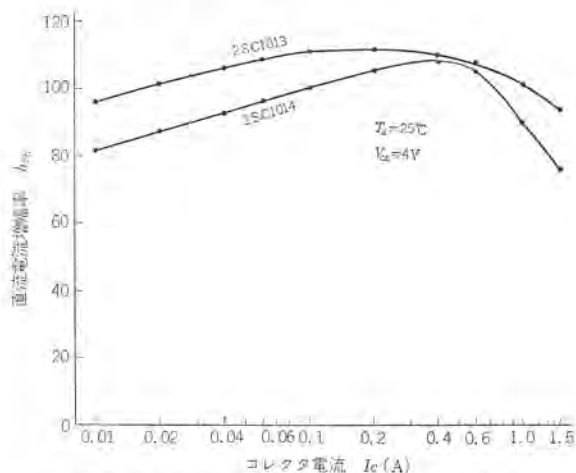


図 5. 2 直流電流増幅率のコレクタ電流依存性
Variation of DC current gain with I_c .

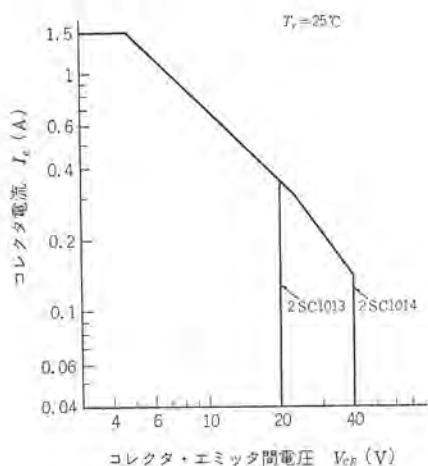


図 5. 3 安全動作領域 (DC)
Area of safety operation (DC).

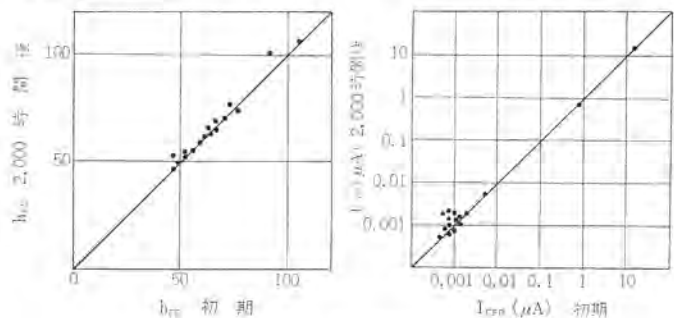
- (2) 順バイアス 2 次降伏を起こしにくく、破壊に対して十分強い。
- (3) コレクタ耐圧が高い。
- (4) コレクタ knee 電圧が小さい。
- (5) f_T が高い。

などがあげられるが、2SC1013, 1014 はこれらの特性をすべて合理的に満たしたパワートランジスタである。

増幅器の出力段に用いられるパワートランジスタの h_{FE} の非直線性は直接増幅器のひずみに影響をおよぼす。2SC1013, 1014 は図 5. 2 に示すように、大電流領域においても h_{FE} の低下が非常に小さい。これは、トランジスタに大電流を流した場合、電流がエミッタ周辺に集中するので、エミッタ注入効率が低下するが、これを防ぐため実効エミッタ周辺長を十分長く設計しているためである。

また OTL 増幅器において、動作中の出力トランジスタに対して誤ってスピーカを短絡した場合、コレクタエミッタ間電圧は電源電圧に近い値で、コレクタ電流は正常動作時のピーク値の数倍くらいの大きさとなり、順バイアス 2 次降伏領域に突入し、破壊することがある。これはトランジスタが活性領域内にあって生ずるもので、局所的な電流集中による瞬間的な熱暴走と考えられている。順バイアスの状態では、エミッタ周辺に電流が集中するため、2SC1013, 1014 においては、実効エミッタ周辺長を十分長く設計し、かつ完全な接合をつくり、そのうえシステムとペレット間の接合に十分考慮を払って、コレクタ接合の放熱を良くすることにより、広い安全動作領域 (Area of Safety Operation-ASO) をえている。図 5. 3 は ΔV_{EB} 法により測定した順バイアス ASO である。

シリコンプラスチックモールドトランジスタにおける信頼性は、モールド樹脂の改良および表面安定化の技術の向上により、現在では完全に解決されており、各種の信頼度試験の結果、振動疲労・定加速度試験など機械的強度は金属ケースのものよりむしろ良く、最大定格における動作寿命試験では、故障率 0.5%/1,000 時間がえられ、実使用状態では 0.05%/1,000 時間以下が期待される。図 5. 4 は動作寿命試験における 2,000 時間後の h_{FE} および I_{CBO} の経時変化を示すもので、初期の値とはほぼ同じであり、変化していないことがわかる。耐温性も金属ケースに比べればやや劣るが、実用上の問題はない。



PC=4 W, ($V_{CE}=20$ V, $I_C=200$ mA), ベース接地
150×100×1.5 mm アルミニウム放熱板使用

図 5. 4 2SC1013, 1014 動作寿命試験, パラメータ経時変化
Variation of parameters by operating life test of 2SC1013, 1014.

6. 応 用 例

図 6. 1 に 2SC1013 を使用したカーラジオの低周波増幅部を示す。ひずみ率特性を向上するため、出力段から駆動段へ約 15dB の負帰還をかけることにより、カーラジオの標準電源電圧 13.2 V の場合、無ひずみ最大出力 (ひずみ率 10%) 4~4.5 W がえられている。カーラジオの場合、とくに問題となる電源電圧の変動および周囲温度の変

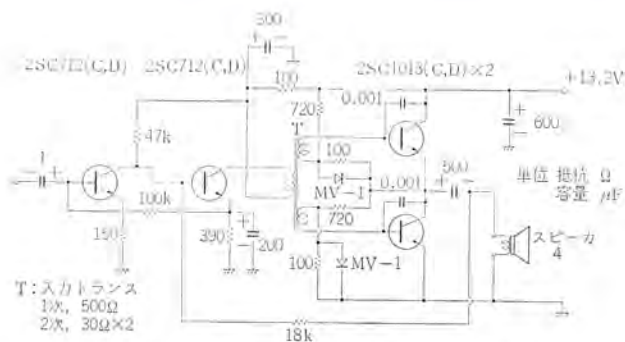


図 6.1 2SC1013 カラジオ低周波増幅部
2SC1013 low frequency power amplifier for car radio set.

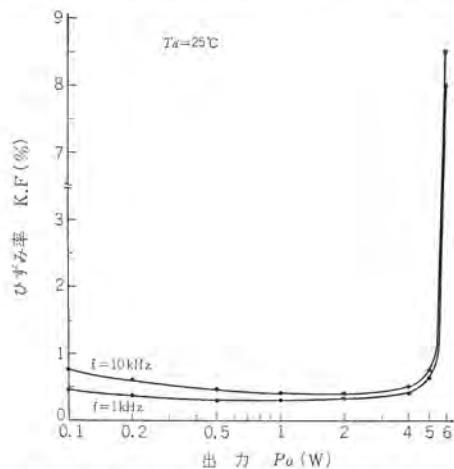


図 6.2 ひずみ率 - 出力特性
Distortion vs. power output characteristics.

化に対して、初段および駆動段の 2SC712 のバイアス点の移動を少なくするために、直結増幅器を構成して直流帰還をかけ、また出力段 2SC1013 の無信号時コレクタ電流の変動をおさえるために、シリコンバスタ MV-1 と抵抗 100Ω を並列にベース・エミッタ間に入れて良好な特性をえている。電源電圧をパラメータとしたひずみ率—出力特性を図 6.2 に示す。またこの例では動作時に数 10 秒間スピーカを短絡してもトランジスタの劣化および破壊を起さない。

最近、市場には中出力、低ひずみ率の増幅器が多く発表されているが、その一例として 2SC1013 を出力段に使用した 4W 出力準コンプリメンタリ OTL 増幅器を図 6.3 に、またそのひずみ率—出力特性を図 6.4 に示す。1kHz および 10kHz において、最大出力時でもひずみ率は 0.5% 以下で小さく、また出力—周波数特性は 30kHz

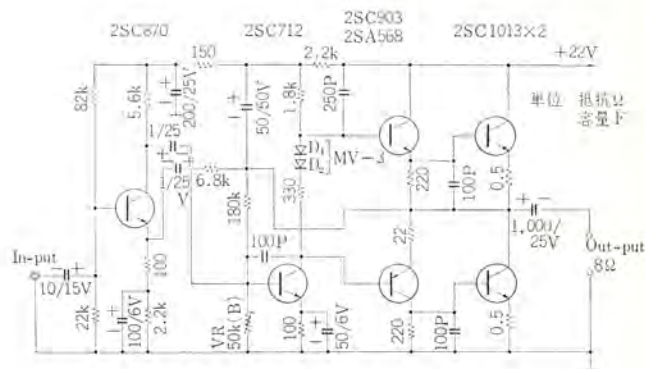


図 6.3 4W 出力 OTL アンプ
4W power output OTL amplifier.

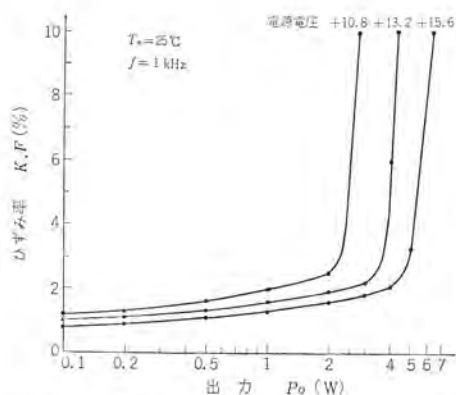


図 6.4 ひずみ率—出力特性
Distortion vs. power output characteristics.

までフラットにのび、可聴周波数範囲では十分満足できるデータがえられている。

このような高性能、経済性、適応性をかねそなえた画期的なモールド形シリコンパワートランジスタ 2SC1013, 1014 は従来の金属ケース (TO-5, TO-66) のゲルマニウムおよびシリコントランジスタにとってかわることができる。

7. む す び

以上、モールド形パワートランジスタ 2SC1013, 1014 についてのべた。このトランジスタは、モールド化することにより、量産性の向上、材料費の低減をはかっている。また、現在 2SC1013, 1014 のコンプリメンタリ形である。PNP モールド形パワートランジスタを開発中であり、今後さらに、大電力、高耐圧のトランジスタについてもモールド化をはかり、現在の TO-3 金属ケース封止のものにかわるトランジスタを開発する予定である。

サイリスタ用トリガ素子

柴田 浩*・進藤 通世*・石井 真*

Trigger Devices for Thyristors

Kitaitami Works

Hiroshi SHIBATA・Michiyo SHINDÔ・Makoto ISHII

Description is made herein about operation principle, characteristics and application circuits of thyristor trigger devices BS 08 A and BS 08 B. These trigger devices are to replace former PNP diodes, DIAC. They have such feature that they are applicable in a wide range on circuits because of being provided with gate electrodes. Also it is capable of omitting temperature compensated circuits with them, as their temperature characteristics are excellent. Moreover BS 08 A is of a mold type designed chiefly for consumer use, whereas BS 08 B is aimed at industrial use by being built of can sealed type.

1. ま え が き

サイリスタのトリガ素子として、これまでPNPNダイオード(三菱形名MHS)、UIT(Uni Junction Transistor)やDIAC等が用いられているが、ここで述べるトリガ素子は、集積回路技術を応用した一種のIC製品である。

この素子は双方向サイリスタ特性をもち、通常SBS(Silicon Bilateral Switch)と呼ばれるもので、構造としては、トランジスタ、定電圧ダイオードおよび抵抗を1片のシリコンペレット上に組込んだものである。

このトリガ素子の長所は、この素子を用いることにより、サイリスタのトリガ回路を簡素化できること、温度特性がきわめてすぐれているので温度補償回路を省略できること、ゲート電極を有しているため、電源同期回路が容易になること等である。このトリガ素子は双方向性であるから、単および双方向サイリスタのいずれにも使用できる。

現在製造中のものに、家電用を対象にしたモールド型のBS 08 Aと、工業用でキャン封止形のBS 08 Bの2機種があるが、特性は同じであるため、ここではモールド形のBS 08 Aについて述べる。



図 1.1 サイリスタ用トリガ素子外形
Exterior view of trigger devices for thyristors.

2. 動作原理

このトリガ素子の等価回路を図2.1(b)に示す。

図に示すように、この素子はそれぞれ2個のNPNトランジスタ、PNPトランジスタ、定電圧ダイオードおよび抵抗より構成されている。

また、その記号と静特性を図2.1(a)および(b)に示す。次に動作原理をかんたんに述べる。今 A_2 の電位が A_1 よりも高い場合について考える。 A_2 点の電圧がツェナー電圧よりも高くなると、印加電圧とツェナー電圧の差の電圧が Tr_1 のエミッタベース間に順方向に

印加され、 Tr_1 を駆動する。 Tr_1 のコレクタ電流は大部分 Tr_2 のベース電流となり Tr_2 を駆動する。 Tr_1 のコレクタ電流は Tr_1 のベース電流であるから、 Tr_2 が駆動されるといっそう Tr_1 のコレクタ電流を増大させる結果となる。つまり、 Tr_1 と Tr_2 は正帰還状態におかれているため、図2.1(b)の A_1 - A_2 間の左半分はオン状態に保たれる。逆にオン状態よりオフ状態にもどすには、 A_1 - A_2 間の印加電圧を0にするか、または外部回路の抵抗を増大させて、素子に流れる電流を保持電流以下にすればよい。 A_1 の電位が A_2 の電位よりも高い場合も同様で、図2.1(b)の右半分がオン状態になる。次にゲート回路を使用する場合、 A_2 -G間の電位差を正にするようなパルスでゲート回路に印加すれば、 Tr_1 のエミッタベース間に順方向にバイアスされて、オン状態にすることができる。以上の動作原理よりこの素子は双方向性サイリスタの特性をもっていることがわかる。なお、抵抗 R_1 、 R_2 はコレクタ漏れ(洩)電流に起因する、あるいは A_1 - A_2 間に急しゅん(峻)な電圧上昇率(dv/dt)をもった電圧が印加されたときに生じる誤動作を防止する目的でそう入されている。

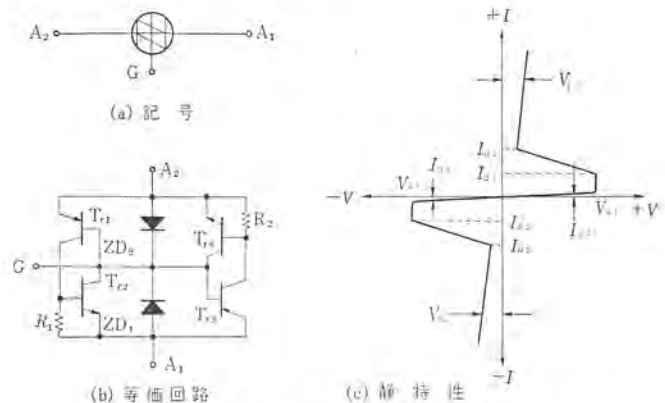


図 2.1 BS 08 A の記号、等価回路および静特性
Symbol, equivalent circuit, and static characteristics of BS 08 A.

3. 構 造

素子の上面図、および断面図を図3.1、3.2に示す。

図2.3で示すように、PNPトランジスタ(Tr_1 , Tr_3)はLateral形であり、NPNトランジスタ(Tr_2 , Tr_4)はVertical形である。PNPトランジスタは横方向のため、ベース幅は、ホトレジストの精度で制限され、比較的広い。NPNトランジスタは普通のトランジスタとほぼ同一の構造で、

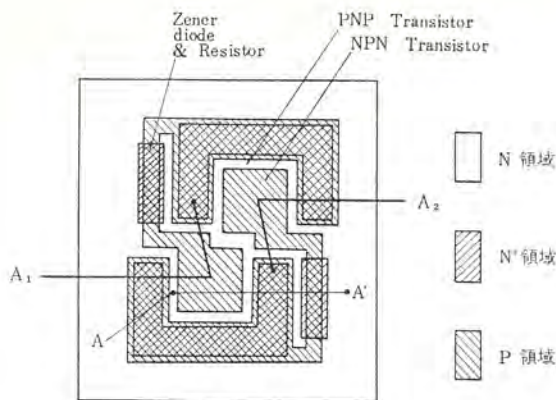


図 3.1 上面図
Chip viewed from the top.

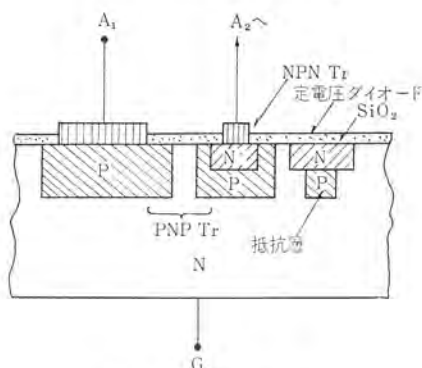


図 3.2 断面図
Cross sectional view of chip.

そのベース幅は1.2~1.5ミクロンと比較的狭く設計されている。サイリスタ特性をえるには、両トランジスタのベース接地の電流増幅率 α の和が1以上であればよいので、図3.1, 3.2に示すような構造で十分目的にかなうわけである。定電圧ダイオードはPN⁺接合で形成されるが、これはNPNトランジスタのエミッタ拡散時に同時に形成できる利点がある。また抵抗は拡散により形成される。

4. 特性と特長

BS 08 A の主要特性を表4.1に、その温度特性を図4.1(a), (b)に示す。従来のトリガ素子と比べて、その特長を列挙すると、まず、特性上スイッチング電圧が6~10Vと低いこと、スイッチング電圧の差 $|V_{S2}-V_{S1}|$ が0.5V以内と小さいこと、および V_S の温度特性が0.02%/°Cと良好であることであり、またプレーナ構造により製造されるため、漏えい電流がきわめて小さいこと、接合部が酸化膜でおおわれているので耐環境性がすぐれていること、信頼度が高いこと等、あらゆる面ですぐれているのみならず、素子のばらつきのすくないのも特長の一つである。

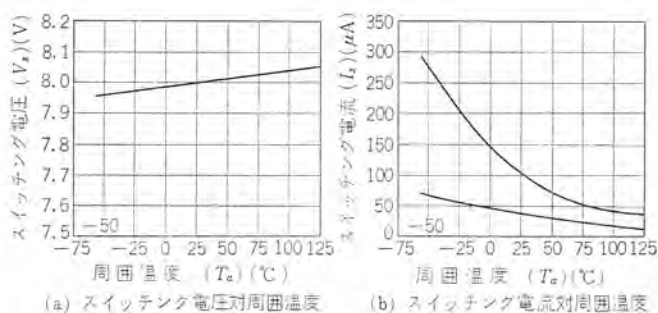


図 4.1 BS 08 A の温度特性
Temperature dependence of BS 08 A.

表 4.1 BS 08 A のおもな定格と特性 ($T_a=25^\circ\text{C}$)
Principal characteristics of BS 08 A.

項 目	言 号	条 件	最 大 定 格 値	単 位
保 存 温 度	T_{stg}		$-55 \sim +125$	$^\circ\text{C}$
動作接合部温度	T_j		$-55 \sim +125$	$^\circ\text{C}$
許 容 損 失	P		250	mW
直 流 順 電 流	I_F		175	mA
くり返しせん頭電流		duty cycle 1%, パルス幅 10 μs $T_a=100^\circ\text{C}$	1	A
非くり返しせん頭電流		パルス幅 10 μs $T_a=25^\circ\text{C}$	5	A
ゲ ー ト 電 流	I_G		5	mA
ス イ ッ チ ン グ 電 圧	V_S		最小 6 標準 8 最大 10	V
ス イ ッ チ ン グ 電 流	I_S			200 μA
$ V_{S2}-V_{S1} $				0.5 V
$ I_{S1}-I_{S2} $				100 μA
保 持 電 流	I_H			1.5 mA
も れ 電 流	I_B	$V_F=5\text{V}, T_a=25^\circ\text{C}$		1 μA
も れ 電 流	I_B	$V_F=5\text{V}, T_a=85^\circ\text{C}$		10 μA
V_S の 温 度 係 数	TC	$T_a=-55^\circ\text{C} \sim +85^\circ\text{C}$	± 0.02	%/ $^\circ\text{C}$
順 電 圧	V_F	$I_F=175\text{mA}$		1.4 V
ゲ ー ト ト リ ガ 電 流	I_{GT}	$V_F=5\text{V}, T_a=25^\circ\text{C}$	10	200 μA
ゲ ー ト 非 ト リ ガ 電 圧	V_{GD}	$V_F=5\text{V}, T_a=85^\circ\text{C}$		0.2 V

5. 寿命試験結果

モールド形の BS 08 A およびキャン形 (TO-18) の BS 08 B について、各種信頼性試験をおこなっているが、一例として、BS 08 B の寿命試験項目中、特に重要なスイッチング電流 I_S 、スイッチング電圧 V_S 、順電圧 V_F の試験結果を図5.1(a)~(c)に示す。故障率は実使

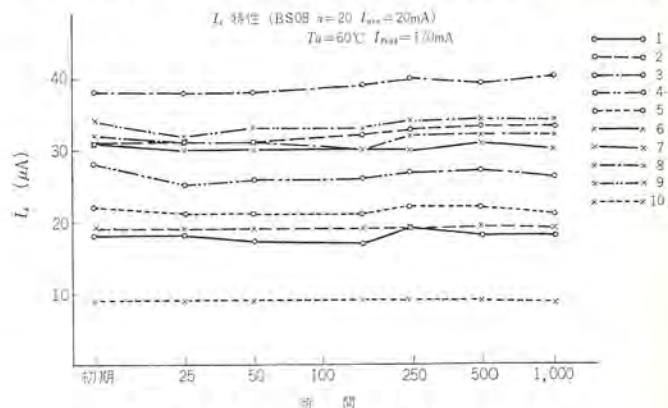


図 5.1 (a) スイッチング電流の変化
(a) Variation of switching current during life test.

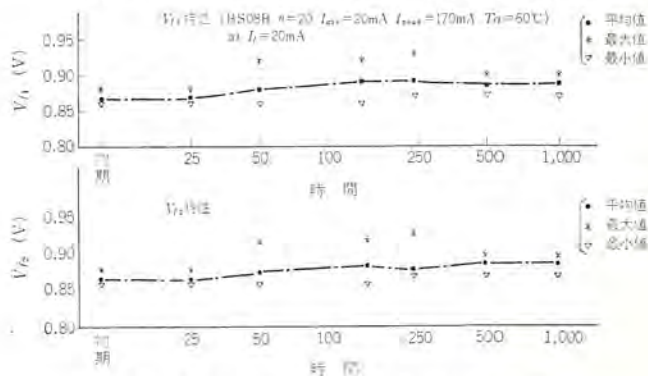


図 5.1 (b) スイッチング電圧の変化
(b) Variation of switching voltage during life test.

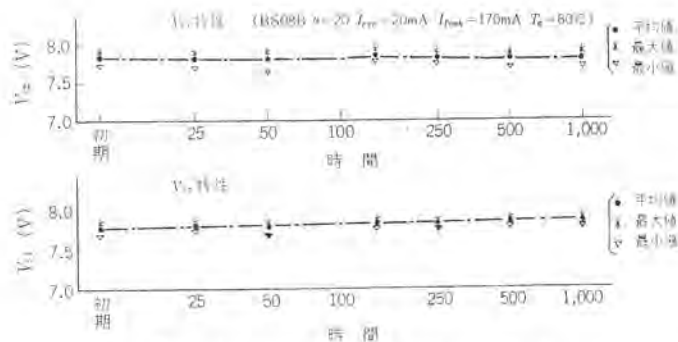


図 5.1 (c) 順電圧降下の変化
(c) Variation of forward voltage drop during life test.

用状態で、0.01%/1,000時間以下が期待される。

6. 応用回路例

BS 08 A, BS 08 B のおもな用途として

- (1) サイリスタ、特に双方向サイリスタ(トライアック)のトリガ回路
- (2) レベル検出回路および各種タイマ回路
- (3) 弛張発振回路

等が考えられるが、ここではサイリスタのトリガ用としての応用例を中心に紹介する。BS 08 A は従来から市販されていたダイアック等のスイッチング素子に比較して新たにゲート電極を有しているため、応用上種々の利点がある。したがってここではゲート電極の有効な使用例に焦点を合わせて紹介する。

図 6.1 (a) は双方向サイリスタのトリガ用として使用した場合の応用例である。双方向サイリスタのトリガ位相を制御する最も簡単な方式としては、図 6.1 (a) に示す回路からダイオード D_1 , D_2 および抵抗 R_1 を省略したものが考えられる。しかしこの方式では、いわゆるヒステリシス特性を示すために、適正な制御特性が得られない欠点があった。本回路例は、BS 08 A のゲート電極を有効に利用することにより、上記欠点を解消したものである。すなわち、コンデンサの残留電荷を 1 サイクルごとに、交流電源電圧が零になる瞬間に放出することによって、ヒステリシス特性を防止したものである。本方式を採用することにより、交流入力電圧をほぼ 15~98% の広範囲にわたって円滑に制御できるので、調光回路等の各種位相制御回路に応用することが可能である。

また図 6.1 (b) は、単方向サイリスタのトリガ用として BS 08 B を使用した場合の応用例である。

図 6.2 は、洗たく機等の単相コンデンサモータの速度制御回路に双方向サイリスタと、そのトリガ用として BS 08 A を使用した場合の応用例である。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、双方向サイリスタのトリガ位相を交流電源に対して同期させないと、一般に乱調現象を起すことが知られている。図 6.2 に示した回路は、BS 08 A 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。

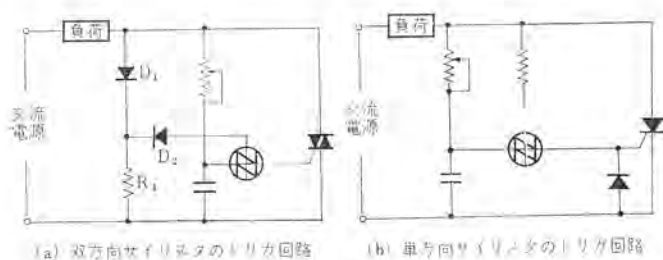


図 6.1 BS 08 A を用いたトリガ回路
Triggering circuit using BS 08 A.

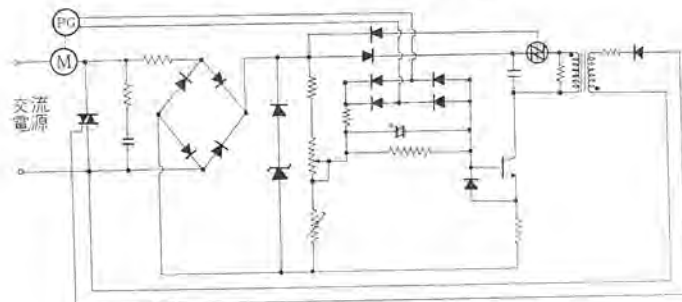


図 6.2 単相コンデンサモータの速度制御
Speed control of single phase condenser motor.

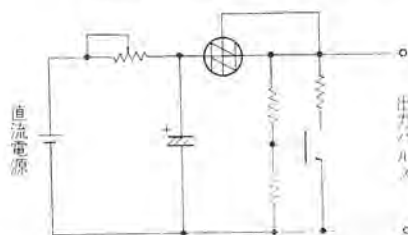


図 6.3 低周波弛張発振回路
Low frequency relaxation oscillation circuit.

以上の応用例からもわかるように、BS 08 A は、従来のこの種のスイッチング素子に比べて、新たにゲート電極を備えているため、電源同期回路が容易になる等の応用上の利点がある。

最後に BS 08 A を弛張発振回路に用いた場合の応用例を図 6.3 に示す。本来、シリコン双方向スイッチング素子は、スイッチング電流 I_s と保持電流 I_H との差が小さいために、発振可能周波数範囲が比較的狭く、弛張発振回路には適さない(双安定回路に適す)欠点があった。図 6.3 の回路例は、比較的簡単な回路構成により、低周波用途に対する制限を緩和したものである。

7. む す び

今後、温度装置、速度制御装置等にサイリスタの使用される機会はますます増大すると考えられる。そのトリガ素子として、ここで述べた BS 08 A や BS 08 B は、従来のトリガ素子の欠点を十分におぎなっているうえに、数々の特長をもっているため、将来広範囲にわたって使用されるものと思われる。

この素子に関して、基本的な事項についてそのあらましを述べたが、回路設計者の各位にとって何らかの参考になれば幸いである。

最後に、本素子の開発および試験にたずさわった関係者各位に深く感謝の意を表したい。
(昭和 44-4-9 受付)

MOS IC の設計技術

土屋 鍊平*・坪内 夏朗*

Design Technique of MOS Integrated Circuits

Kitaitami Works

Renpei TSUCHIYA・Natsuro TSUBOUCHI

MOS integrated circuits have been confirmed of their reliability and reached a stage of practical use. Compared with bipolar integrated circuits, they have slower switching speed and their application is somewhat limited. However, because of ease of increasing the integration density turning them to LSI is rapidly advancing.

This article describes a few remarks in the design of MOS integrated circuits, problems related to the logic level, gate protecting devices important in handling and design technique of the patterns.

1. ま え が き

MOS IC の設計は MOS トランジスタの十分な特性式が得られているので、バイポーラ IC の設計に比べて比較的容易である。図 1.1 に示した MOS トランジスタの特性は次の式で表わされる。

$$I_D = \frac{\epsilon_{ox} \mu}{t_{ox}} \cdot \frac{w}{l} \cdot \left\{ (V_G - V_{th}) V_D - \frac{1}{2} V_D^2 \right\} \quad \dots\dots\dots (1.1)$$

$$|V_G - V_{th}| \geq |V_D|$$

$$I_D = \frac{\epsilon_{ox} \mu}{t_{ox}} \cdot \frac{w}{l} \cdot \frac{(V_G - V_{th})^2}{2} \quad \dots\dots\dots (1.2)$$

$$|V_G - V_{th}| \leq |V_D|$$

ここに ϵ_{ox} : ゲート酸化膜の誘電率

t_{ox} : ゲート酸化膜厚

μ : ホール移動度

w : ゲート幅

l : ゲート長

V_G : ゲート電圧

V_D : ドレイン電圧

V_{th} : しきい電圧

これらの特性式において、 $\epsilon_{ox} \mu / t_{ox}$ を実験的に決定すれば、MOS IC の特性をかなり正確に定量的に予測することができる。これらの式から出発して MOS IC の基本的な特性、すなわち、入出力特性、論理レベル、過渡特性などと MOS トランジスタの構造、あるいは

はパターン形状の関係についての研究はすでに多くの文献⁽¹⁾があり、それらは IC の設計に用いて有効であることが確認されているから、ここでは設計全体からいうときさいな部分に属するが、看過されやすい点について述べる。また議論の対象は P チャネルエンハンスメント形 MOS IC のうちで、最も多く市販されている、電源電圧 -11 V ~ -16 V あるいは -20 V ~ -29 V (一電源の場合は後者のみ)、論理レベルとして入力“0”が -9 V, “1”が -3 V ~ -4 V, また出力として“0”が -10 V ~ -11 V, “1”が -1 V ~ -2 V をリミットとしているような IC に限る。したがってゲート電圧 V_G , ドレイン電圧 V_D , しきい電圧 V_{th} はいずれも負電圧であるが、便宜上符号を除き正電圧として扱うことにする。

2. 論理レベル

MOS IC の設計において、基板の n 形抵抗率 ρ の決定は重要である。これはよく知られているように論理の基準となるしきい電圧 V_{th} に直接関連しているからである。これらの関係は次式で与えられる。

$$V_{th} = \frac{Q_{SS} + Q_D}{C} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

ここに Q_{SS} : 単位面積当りの実効的な表面電荷密度

Q_D : 単位面積当りの空間電荷層中の基板(不純物)濃度

C : 単位面積当りのゲートとチャネル間容量 $= \epsilon_{ox} / t_{ox}$

基板濃度としきい電圧の実験値を図 2.1 に示した。 C と Q_{SS} はゲート酸化膜厚および製作プロセスによって規定されており、簡単に

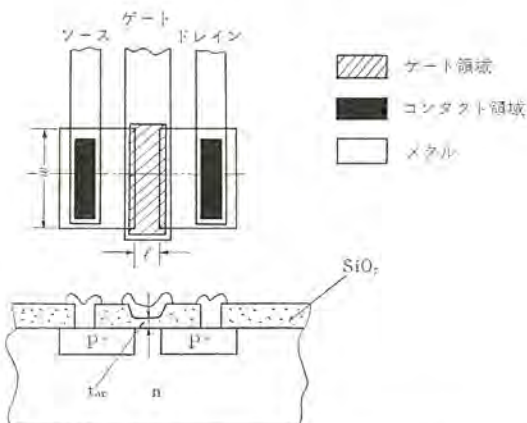


図 1.1 P チャネル MOS トランジスタの構造
Physical structure of the P-channel MOS transistor.

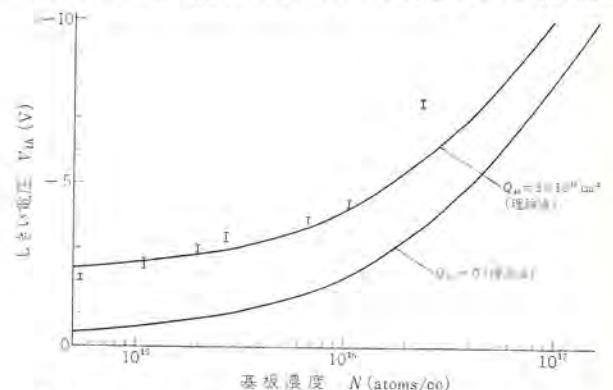


図 2.1 しきい電圧の基板不純物濃度依存性
Dependency of threshold voltage on bulk impurity concentration. ($t_{ox} = 1500 \text{ \AA}$)

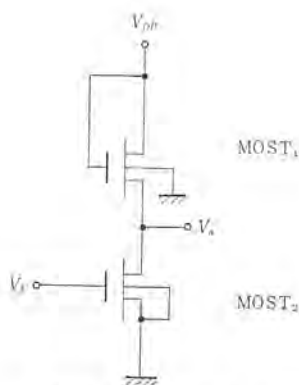


図 2.2 基本インバータ
Basic inverter.

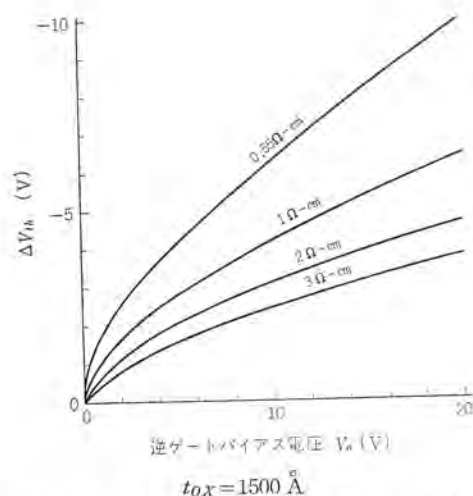


図 2.3 ΔV_{th} の逆ゲートバイアス電圧依存性
Threshold-voltage variation vs. back-gate bias.

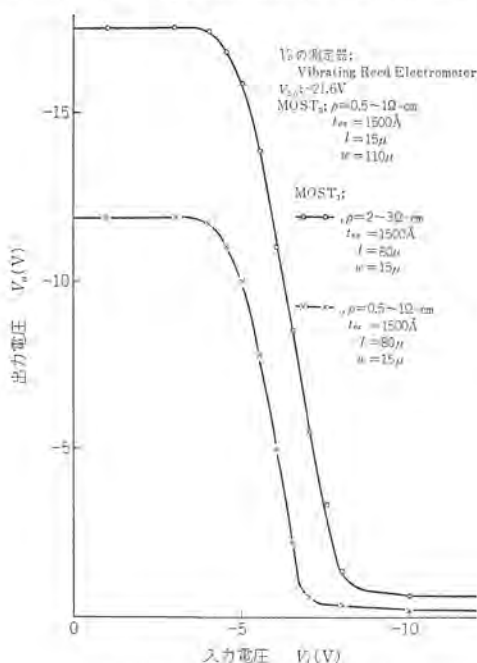


図 2.4 入出力伝達特性
Static transfer curves.

変えることは不可能であるから、論理レベルの基準を変えるには基板抵抗率によるのがよい。

MOSICの基本インバータ(図 2.2)において出力トランジスタ $MOST_2$ が OFF のときの電圧、すなわち“0”状態の電圧は MOSIC の同一基板上にすべての素子を組み込むという性質のために基板抵抗率

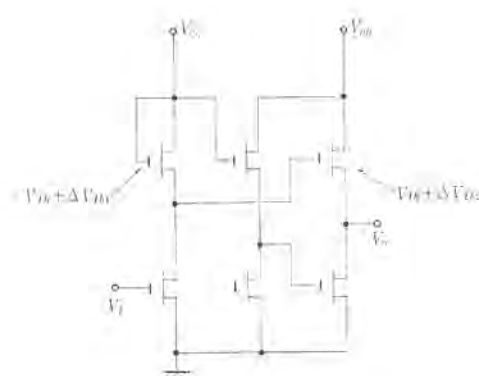


図 2.5 バッファ回路
Buffer circuit.

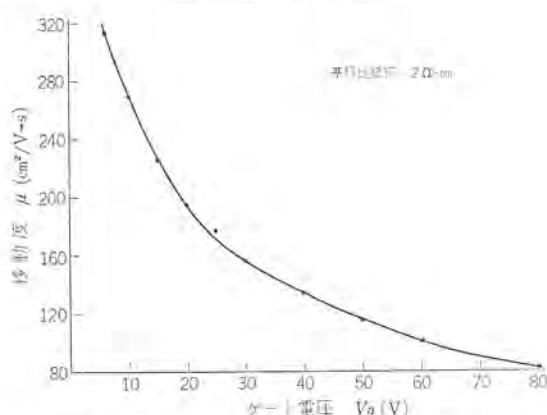


図 2.6 移動度のゲート電圧依存性
Effective mobility vs. gate voltage.

に大きく依存する。というのはこのとき MOS 負荷の基板は出力端子であるソースに対して出力電圧分の逆方向のバイアス電圧が印加されるため MOS 負荷のしきい電圧は $V_{th} + \Delta V_{th}$ となり、 ΔV_{th} だけ増加するからである。 ΔV_{th} は次式で与えられる。

$$\Delta V_{th} = K[\sqrt{-2\phi_F + V_0} - \sqrt{-2\phi_F}] \quad (2.2)$$

$$\text{ここに } K = \frac{t_{OX}}{\epsilon_{OX}} \sqrt{2q\epsilon_S N}$$

ϵ_S : シリコンの誘電率

N : n 形基板の不純物濃度

ϕ_F : n 形基板のフェルミ準位

この逆バイアスゲート電圧に対する関係を図 2.3 に示した。実際の個別 MOS トランジスタを使用してインバータを構成し、負荷 $MOST_1$ の基板抵抗率 $\rho = 0.5 \sim 1 \Omega\text{-cm}$ と $2 \sim 3 \Omega\text{-cm}$ について入出力伝達特性の実測値を図 2.4 に示した。このように逆バイアス効果による“0”レベルの減少は特に図 2.5 に示したようなバッファ回路において顕著である。 $V_i = 0 \text{ V}$ のとき、出力電圧は $V_0 = V_{GG} - 2V_{th} - \Delta V_{th1} - \Delta V_{th2}$ となり、 V_{th} のみならず ΔV_{th} の積み重ねとなるからである。

“1”状態の出力電圧は出力抵抗の ON 抵抗 R_{on} で定まる。 R_{on} は次式で与えられる。

$$R_{on} = \frac{t_{OX}}{\epsilon_{OX}\mu} \cdot \frac{l}{w} \cdot \frac{1}{V_G - V_{th}} \quad (2.3)$$

1 章で述べた $\epsilon_{OX}\mu/t_{OX}$ は式 (1.2) すなわち飽和領域における 2 乗特性から決定し、この係数は定数として非常によい近似となる。すなわち飽和領域においては実効移動度 μ を一定として扱ってよい。一方 3 極管領域の特性式 (1.1) において μ は V_G に対して大きな依存性を示す。この実測例⁽⁹⁾を図 2.6 に示した。すなわちゲート電圧

を増大するに従い μ は減少する。しかしながら飽和領域における定移動度 μ と3極管領域における $V_G \approx V_{th}$ 近辺の μ を比較すると、3極管領域のほうがかなり大きな値を示す⁽³⁾。したがってゲート電圧による μ の減少はかなり緩和されているからふつう使用するゲート電圧 $-10\text{ V} \sim -15\text{ V}$ 近辺では飽和領域における定移動度で近似しても大きな誤差はない。しかしゲート電圧をさらに増大してON抵抗を減少させるときには μ の減少を考慮すべきである。

3. ゲート保護装置

MOS ICのゲート酸化膜厚はふつう $1,000\text{ \AA} \sim 2,000\text{ \AA}$ であり。この絶縁破壊電圧は $100\text{ V} \sim 200\text{ V}$ である。一方人体あるいは他の物体の摩擦等によって生ずる電圧は数百Vに及ぶので、ゲートが直接外部リードを通じ人体電位等に接続されると、容易にゲート破壊に至る。したがって入力ゲートには保護装置をつける必要がある。

最も簡単な方法はソース、ドレイン拡散と同時にできる P^+ 領域と基板 n からできる $P-n$ 接合ダイオードの降伏特性を利用することである。このダイオードの降伏電圧はふつう $80\text{ V} \sim 100\text{ V}$ であり一応保護装置として用いることができる。しかしながら、このダイオードの降伏後の飽和抵抗は後述するようになり高く、降伏後に流れる放電電流が多いときにはゲート破壊電圧以上になる。改善策として、直列に抵抗をそう(挿)入して電圧分割をする方法が採用されている。この抵抗にソース、ドレインの P^+ 拡散抵抗を利用するときにはパターンサイズの点で $k\Omega$ が最大である。これを図3.1に示した。拡散抵抗が基板に対して分布的なダイオードを形成しており、このダイオードの降伏個所が図のA部、すなわち被保護ゲートに近い所で起るのがこの抵抗値を最大に利用するから好ましいが、実際はかならずしもそうではない。

この降伏を特定の個所で発生させるためには図3.2に示したように入力ゲートの近い個所にMOSトランジスタと同じゲート酸化膜を作りゲートに相当する電極を接地する。これはふつうのMOSトランジスタのソースドレイン間の降伏電圧が図3.1のダイオードの降伏電圧より低い理由と同じであり、この部分の電界強度が強くなるから⁽⁴⁾、過電圧が入力に加えられたばあい、この部分が優先的に降伏電圧に達する。しかし、製作技術の向上により V_{th} が低くなっている現在ではかならずしもこの方法は最善と言えない。

以上のような欠点を除去するためには降伏個所からの基板に対する飽和抵抗を減少させるのがよい。図3.3に示したように P^+ 領域(I)、(II)を近接させ一方を接地する。開放にしたときは図3.1のダイオードに相当するが両者を比較した結果は表3.1のように飽

表 3.1 降伏後の飽和抵抗
Saturation resistance after breakdown.

I	w	x	飽和抵抗 $I=10\text{ mA}$	
			1端開放	1端接地
$12.5\text{ }\mu$	$110\text{ }\mu$	$55\text{ }\mu$	$1.25\text{ k}\Omega$	$250\text{ }\Omega$
$12.5\text{ }\mu$	$40\text{ }\mu$	$55\text{ }\mu$	$2\text{ k}\Omega$	$750\text{ }\Omega$

基板比抵抗 $2 \sim 3\text{ }\Omega\text{-cm}$

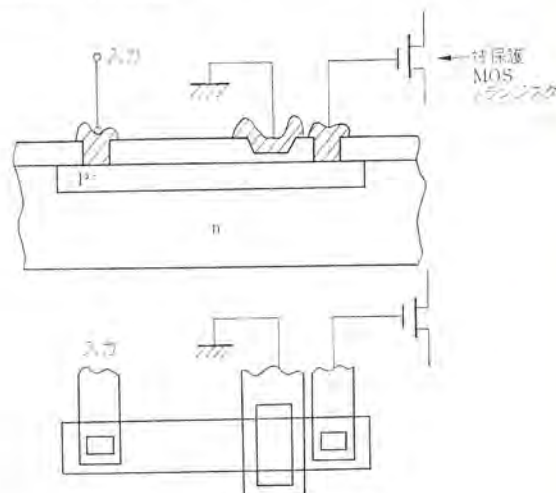


図 3.2 ゲート保護装置
Protective device for gate oxide.

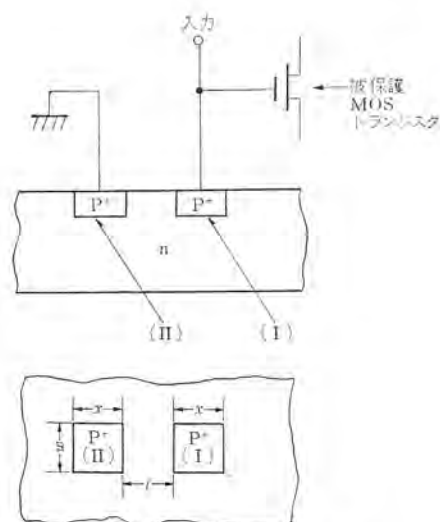


図 3.3 ゲート保護装置
Protective device for gate oxide.

和抵抗はかなり減少している。

もちろん MOS ICの標準製作工程以外に保護装置のために特別な工程をつけ加えればさらに良い特性のものが可能であるが価格面で好ましくない。

当社の MOS ICには拡散抵抗と図3.3の基本構造を組み合わせた保護装置により實際上ゲート破壊はほとんど問題になっていない。

4. パターン設計⁽⁵⁾

MOS ICにおいてはその高集積密度のために大容量メモリ、あるいはシフトレジスタに多く用いられている。これらは単位ビットの繰返しであるから、特性の均一化、誤りの減少という意味で設計は単位基本ビットと周辺の入出力あるいは接続関係だけを行ない、フォトリソ製作で組み合わせる方法が有効である。当社二相ダイナミック方式

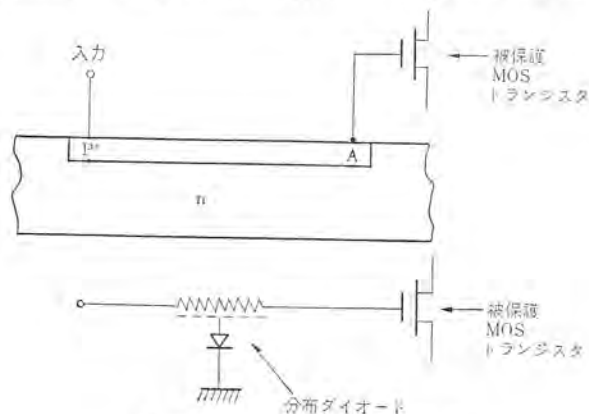


図 3.1 ゲート保護拡散抵抗
Protective device for gate oxide.

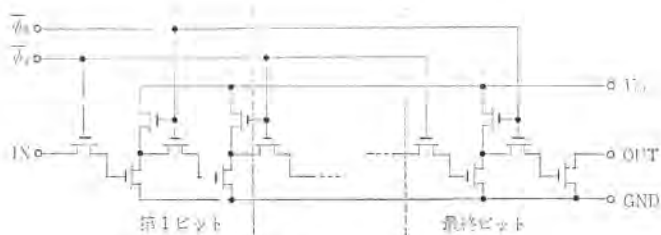


図 4.1 二相 ダイナミック シフトレジスタ
2 phase dynamic shift register.

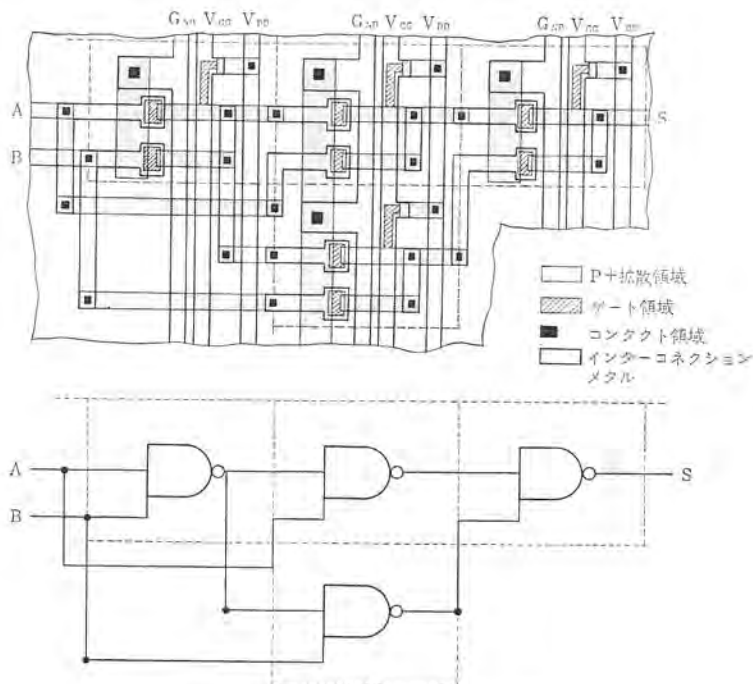


図 4.3 Half adder のパターンレイアウト
Pattern layout of half adder.

シフトレジスタの例(図 4.1)について述べれば、基本2ビットおよび出力トランジスタを含んだ2ビットを標準化しこれを周辺部と組み合わせて製作されている。このようにして4+52ビットを構成したパターン写真を図 4.2 に示す。これは出力部を図 2.5 に示したバッファ回路で置き換えられるように V_{GG} ラインを備えている。当社の MOS IC シフトレジスタ、48ビット、56ビット、64ビットはいずれもこの方法で形成されており、特性の均一化、設計時間の短縮、マスク製作ミスの減少に対して大きな効果をあげている。

LSI のパターン設計においてはレイアウトを、標準化して設計時間を短縮する必要がある。というのはスケールが大きくなるに従いその最適レイアウトを決定する時間は急激に増大するからである。一方あまり標準化し過ぎ標準回路の数を減らすと冗長度が増し、集積度が落ちチップサイズの点で問題となる。両者を調和させることが LSI のパターン設計において重要である。

よく知られている方法に選択配線法 (Discretionary Wiring), マスタースライス法があるが面積の効率では次に述べるような方法が良い。基本ゲートのパターンを数種類標準化し、その標準回路のパターン設計を行い、このパターンはブロックボックスとして入出力、電源、アースの位置および回路機能に記したカードにする。このカードを用い配線幅、配線間隔の設計基準に従って相互結線を行い最適レイアウトを決定する。図 4.3 に Half Adder の例を実際の IC パターンと論理ブロックダ

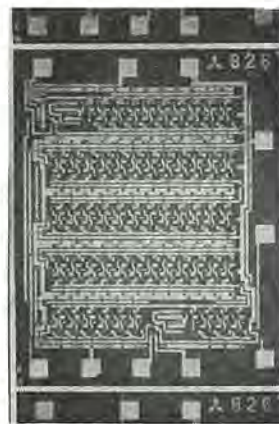


図 4.2 56 ビット シフトレジスタ の パターン 写真
Pattern photograph 56 bit shift register.



図 4.4 MOS LSI のパターン写真
Pattern photograph of MOS LSI.

ィアグラムとを対比して示した。このようにしてわれわれが設計製作した MOS-LSI のパターン写真例を図 4.4 に示した。

5. む す び

以上 MOS IC の設計技術について2, 3 注意点について述べたが MOS IC の設計には MOS トランジスタの特性、製作工程等に精通し、信頼性を含めた性能、コスト、さらにはシステムそのものも MOS IC に適した方式等の検討が必要であり、すぐれた MOS IC を設計するには広汎な総合的技術力が必要である。

終わりに日ごろ有益な設計データをいただく半導体研究部の方々、集積回路部の方々に厚く感謝いたします。

(昭和44-4-8 受付)

参 考 文 献

- (1) R. H. Crawford : MOS FET in Circuit Design, Mac Graw-Hill (1967)
- (2) 河津ほか : 昭 44 電気四学会連合大会, No. 1896
- (3) 杉岡ほか : 昭 43 応物講演 19 a-M-8
- (4) R. R. Iyer : Protective Devices for MOS Integrated Circuits, Proc. IEEE, 56, No. 7, 1223 (1968)
- (5) 坪内 : パターンレイアウトの考え方, 電子材料, 8, No. 4 (1969)

Some Considerations on IC's for Radio

Kitaitami Works

Hiroshi ISHII

Introduction of IC's into consumer electronics field is problem of growing concerns for IC industry because of its large potential demands. Much effort has been spent by many IC makers for the development of IC's to be applied in radios, TVs, tape recorders and so on. A number of considerations are required to make IC adapted products economical and advantageous over conventional products. This article discusses economical as well as technical problems of IC's for radios, especially concerned with the Company's radio IC's, M 5103 and M 5105.

1. ま え が き

民生機器への IC の導入は、IC メーカーにとっては、その大きな潜在需要のゆえに、またユーザにとっては、現在までの経営手法に变革をもたらすものとして、注意を怠れない問題であると考えられる。現時点では、主として経済的観点から、IC 導入の方法、IC 形態の問題が種々試みられつつある段階であり、民生機器の IC 化はようやくその緒についたというところであろう。

本来、民生用の電子機器はその輸出状況からみて、十分な発展力を備えたわが国産業分野の一つに数えられる。したがって、現在の IC 導入の変革期に際しても、わが国のほうがむしろイニシアチブを取りうる状況下にあるとも考えられる。事実、ディジタル IC ではアメリカが絶体的なイニシアチブを持っているのに対し、民生用アナログ IC の展開に関しては、彼我同じような段階にあるように思われる。これは、彼我の状況を、IC 導入の具体的構想・手法・形態・市場へのアプローチの諸点についての比較からいえる。

しかしながら、最近に至りアメリカにおけるこの分野での展開は急激な高まりを見せつつある。たとえば、早くから民生用 IC への志向を明らかにしていた GE 社は、現在大がかりな IC-II 計画で、この分野の主導権を確保しようとしていると伝えられており、RCA 社は現在においてすでに十分な成功を収めつつある⁽¹⁾。さらに、IC 販売高で業界 1 位に上がってきた Motorola 社は、図 1.1 に示すような民生用 IC 成長予測を行ない、過去 1 年足らずのうちに、テレビ・ラジオ・ステレオ等に各種 IC の導入を試みつつある。

わが国においても、ラジオ・テレビ・テープレコーダ等への IC の導入はすでに試みられており、今後ますます促進されるであろう。アメリカにおける上述のような高まりは、この傾向に一段と拍車をかけることになるのではないと思われる。

さて、以上のような状況の中で、ラジオの IC 化は早くから各所で試みられてきた。アメリカにおいては GE, Philco Ford, イギリスでは Plessey, またわが国では IC メーカー 各社が試みているが、最終的にセットとして販売される段階にまで達したのは、国内メーカーの S 社とわが社⁽²⁾である。民生用 IC が大きな問題であるのは、IC メーカーにとってはその膨大な潜在需要のゆえであり、セットメーカーにとっては、その導入の結果得られる生産性向上その他の経済的メリットのためである。この規準に沿って考える場合、ラジオの IC 化、あるいはラジオ用 IC については次の諸点を指摘できる。

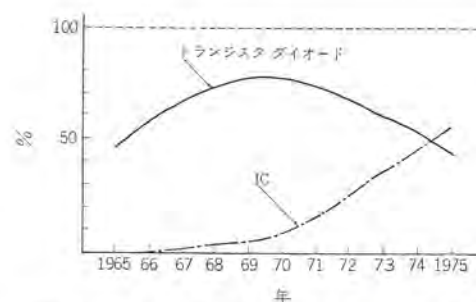


図 1.1 能動素子別家庭電子機器生産予想
(Electronic News JAN 20, '69)

Production forecast of home electronic apparatus classified by active element.

(1) 現在わが国でのラジオの生産台数は約 3,000 万台であり、安定した生産が続いてきている。したがって十分大きな市場を期待できる。

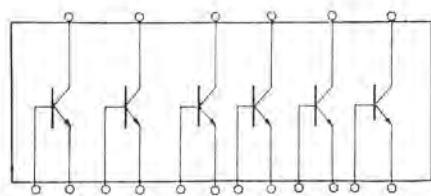
(2) ラジオは一つのまとまったシステムとして取扱うのに容易であり、IC 化に手ごろな大きさである。しかも技術的にはかなり安定した段階にある。

(3) 逆に、もっとも完成された商品であるがゆえに、経済的にも技術的にも IC に対する要求は非常にきびしい。

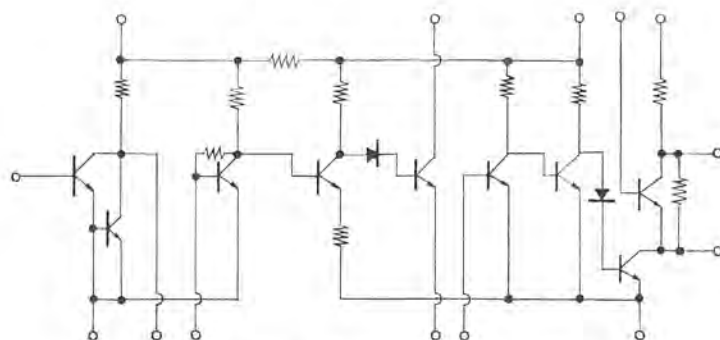
(1)(2)は、ラジオ用 IC への進出を動機づけるものであるが、一方(3)は、ラジオ用 IC の実用化に伴う問題を示しているものである。実際に、この問題の攻略がどのように行なわれてきているかについて、一般的動向を次節において概観し、次にわれわれのこれまでの試みについて述べることにする。

2. ラジオ IC の動向

1966 年 GE 社は図 2.1 (a) の IC を時計付ラジオに用いたものを発表した。これは単なる複数のトランジスタを収容した箱であって、一つの機能を目指したものとはいえないが、GE 社のこの分野への早くからの着手を意味している。IC を実装したセットを実際に販売した最初の例は、国内 S 社の IC 超小形ラジオである。これは 1967 年であり、図 2.1 (b) に示す構成になっている。このラジオはそれなりに特色のある企画製品であるが、出力が 50 mW と小さくまだ一般のラジオを対象としたものではない。しかし、コンパタおよび出力段を除いた残りのラジオ回路の機能を IC として収容してあり、実際に供しうるものである。同じころ、Philco Ford により、図 2.1



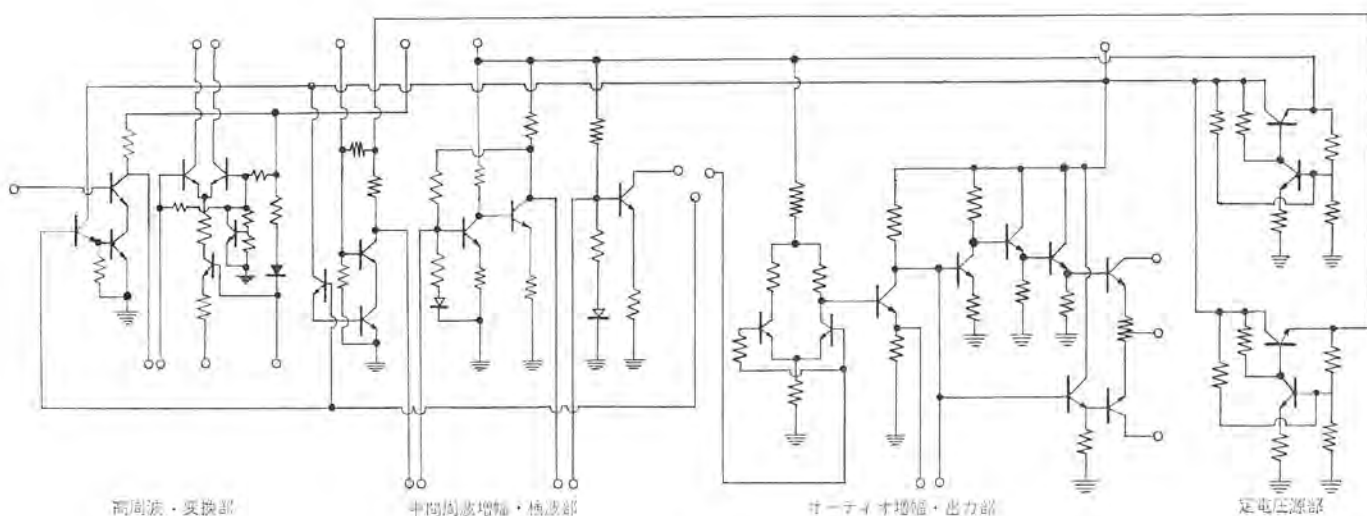
(a)



中間周波増幅・検波部

オーディオ増幅

(b)



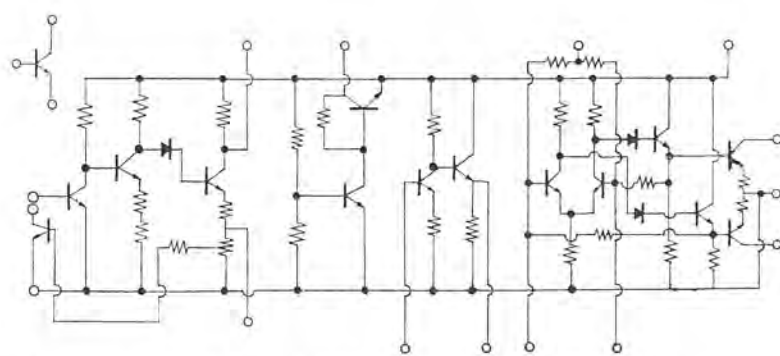
高周波・変換部

中間周波増幅・検波部

オーディオ増幅・出力部

定電圧源部

(c)



変換 中間周波増幅・検波

定電圧

オーディオ増幅・出力部

(d)

図 2.1 各社のラジオ用 IC
IC for use in radio made by various companies.



図 2.2 18ピンラジオ IC の外装
Exterior finish of 18 pin radio IC.

(c) に示すものが発表されたが、これはマルチチップであるうえに、接続リード数が 23 以上必要で、経済的考慮が不十分なものである。続いて 1968 年には当社から ICX-001 が販売された。これは出力 300 mW と実用機であり、図 2.1 (d) に示す構成で、コンバータ段より出力段に至るすべての能動部分を、1 個の 18 ピンの IC (図 2.2) にまとめたものを使用している。ここに用いられている IC においては、ラジオ用 IC を実用的な段階のものとみなし、そのための設計が行なわれ、すべての必要な機能を 1 個のモールドパッケージに収容す

ることにより、経済性を指向した点に特色がある。同じように、大出力の能力を有し、実用性を考慮したものとして、Plessey 社は自動車ラジオ用 IC としてモールド形で出力 3 W のものを発表しているが、実際に使用されるまでに至ったかどうかは明らかでない。このほかに、Philco Ford 社はごく最近 FM-AM 用として高周波段より AF プリアンプまでの IC 化を発表しているが、依然マルチチップで、外部への接続点数 33 を数え、経済的には到底実用にならないと思われる。最近では、National Semiconductor 社からも IF 部分の A

ンプが発売されており、国内 IC メーカー 各社もそれぞれの試みを行っているが、最終的セットとして販売する段階にまでは至っていない。

3. ラジオ IC の構成に関する考察

ラジオ用 IC のイメージとしては、アンテナ・電源・選局回路・スピーカを接続すればセットが構成されるようなものが求められようが、現実にはこの他になお幾つかの LCR の外付部品をつける妥協が必要であり、または人用性・経済性・使いやすさを考慮すると、その構成には各種のものが考えられる。現在の実用的なラジオ用としては、次のような条件が必要である。

- (1) 感度～40 dB ; 出力 100 mW～700 mW ; AGC～40 dB 以上
- (2) 選択度 10 kHz 離調時減衰度 20 dB ; S/N 30 dB 以上
- (3) 減電圧特性……初期使用電圧の半分まで使用可能
- (4) デスクリットとほぼ同等のコスト

現在市場で入手される個別部品を用いたラジオは、これらの条件をよく満たしているわけであるが、現時点でのトランジスタと抵抗の直結回路を主体とする IC の構成では、いくつかの技術的問題に直面する。感度に関しては、IF アンプ・AF アンプの利得を必要なだけ設定すればよく、困難な問題はない。しかしその他の特性要求を満足するには、IC 設計に際し特別の考慮を必要とする。

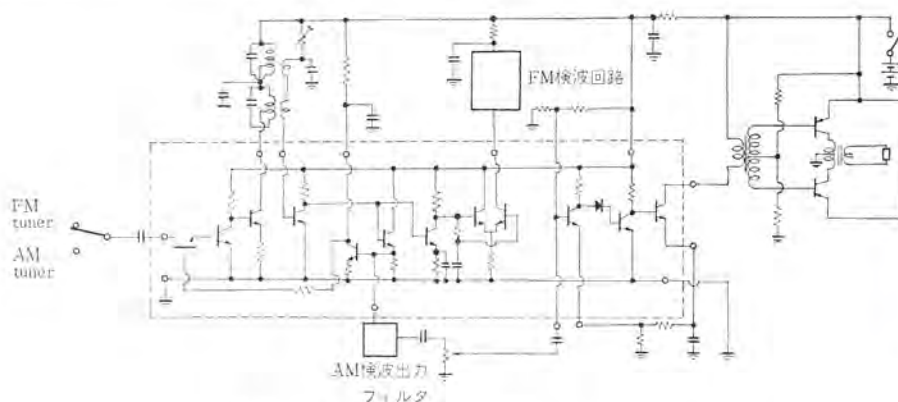
AGC は、通常、検波出力の直流分を共振回路を負荷とするトランジスタのベースに帰還し、コレクタ電流を制御することで行なわれる。負荷が抵抗の場合には、この通常の方法ではひずみの発生が早く、広範囲な AGC 幅をとることができない。このため、ICX-001 に使用された MX-004⁽³⁾、および新機種 M 5105 (図 3. 1) では、い

ずれも図 3. 2 に示す減衰器を組み込むことで AGC の問題を解決している。これらは、トランジスタのコレクタエミッタ間インピーダンスが、ベースエミッタ間電流の逆数に比例して変化することを利用したもので、IC として特色のある構成といえよう。

ラジオに要求される選択度は、広帯域アンプである IF アンプの前に、図 3. 3 に示すようなフィルタを置くことで十分取ることができる。この場合、フィルタには、単に中間周波数だけでなく、局発周波数成分を AGC 領域以下の大きさに押えるような考慮が必要になる。フィルタの漏えい(洩)または IF アンプの入力端子に対する近傍部品からの漂遊容量により、AGC 領域以上の局発成分がはいるとそれ以下の信号は増幅されなくなる。このような障害は IC 化を試みる段になってはじめて現われるものの一つである。

IC で IF アンプを構成する場合、IC としては広帯域アンプを構成させ、前部にフィルタを置く方法は、使用しやすく、検波コイルを使用しないメリットがある。しかしながら、電源ラインアース、その他からフィルタ以後でアンプにはいる雑音は、その周波数によらず容易に増幅されてしまうため、IC を使用したための障害の原因になる。このため、IF アンプとして入力より検波出力まで直結構成で行なうことは、必ずしも好ましくないように考えられる。先にふれた ICR-100 用 IC や M 5103 では徹底した直結構成を採用しているが、M 5103 の New Version や M 5105 では、段間または検波段直前に共振回路をそう入する構成になっていて、このほうが使いやすく、特性も良いと期待される。

減電圧特性は、特にパワー段を内蔵する場合にアイドル電流の制御に関連してむずかしい点がある。FM/AM IF 段+AF driver までの構成である M 5105 では 2.2 V～4.5 V の動作電圧範囲を有し、デカップリングの選択により 13 V～3 V の電源で使用できる。パワー段



(a) 等価回路図と使用結線図

(b) パターン写真

図 3. 1 ラジオ用 IC M 5105

IC M5105 used for radio.

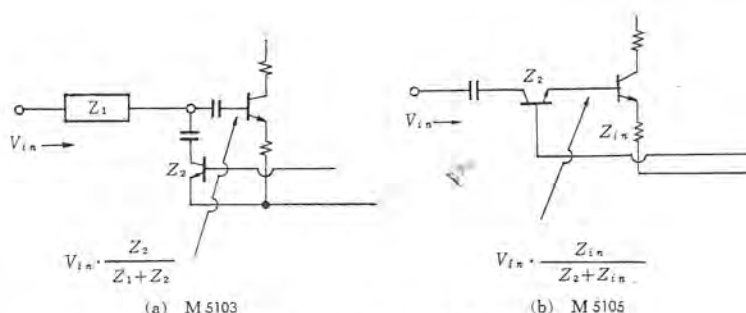


図 3. 2 減衰器形式による AGC 方式
AGC system according to attenuation form.

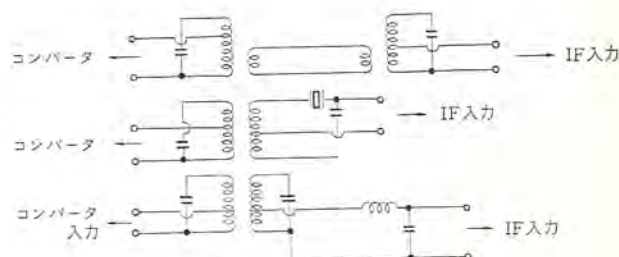


図 3. 3 IC IF の前段に置くフィルタ形式
Filter form to be preset to IC IF.

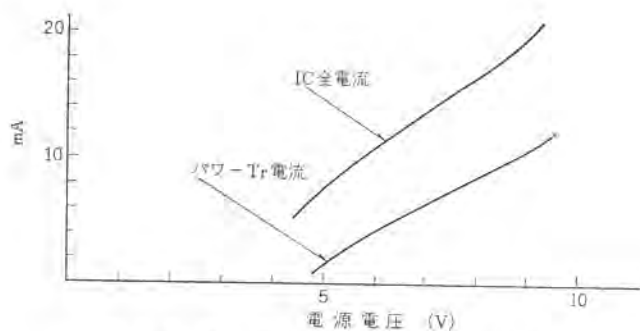


図 3.4 M 5103 のアイドル電流電源電圧依存性
Dependence of idle current source voltage of M 5103.

の場合には、電源電圧変化に対するアイドル電流の変化を抑えることが設計の中心問題である。M 5103 では定電圧源を内蔵させることにより、見かけ上電源電圧 10 V ~ 4.2 V で使用できるようになっている。電源電圧 9 V の場合は、その半値 4.5 V に対し十分であるが、電源電圧が 6 V に対しては減電圧特性は不十分なことになる。M 5103 では、電源電圧の変化に対し、内蔵定電圧源電圧とアイドル電流は図 3.4 のように変化し、その使用下限電圧値はアイドル電流減少によるクロスオーバーひずみの発生によって決まっている。

以上は、ラジオに IC を適用する際に発生する問題について述べたのであるが、これらの問題とも関連しながら、最後に、どのような構成にするかの経済設計の問題に関しては多くの議論の余地があると思われる。IC の生産では、パッケージ等の集積度にあまり依存しない原価部分があり、この費用以上の価値を回路に集積する必要がある。セットメーカーの立場からは、工数削減が重要であり、そのためにもある程度以上の集積を行なうことが望まれる。M 5103 では、コンパタから出力段までのすべてを集積してあり、M 5105 では、FM/AM IF アンプ+AM 検波+AF ドライバの構成である。前者に対しては、一度プリント基板が標準化されれば、かなりの経済的メリットを発揮すると期待されるが、逆に部品配置、配線の自由度が少なく使いにくいという批判もありうるであろう。部品配置に関連しては、局発干渉の問題はすでに述べたところである。M 5105 は非常に自由度が大きく、広範囲の応用が期待できるが、一方その対応する個別回路のほうの部分は、IF 2 ~ 3 石 + 1 ダイオード + AF 2 石であるから、価格的にはきびしい。表 3.1 は、M 5105 とその対応する回路

表 3.1 M 5105 使用回路と対応する個別部品回路構成の比較例
(タンク回路, FM 検波回路部は除いてある)

Comparison between circuit using M 5105 and individual parts composing circuit corresponding to the former.

部 品 数	個 別 部 品 回 路		M 5105 の 場 合	
	Tr & Di	6	IC	1
	R	17	R	10
	C	18	C	13
	L	L
接 続 数	87		42	

について部品数および接続点数を示したものである。この差をコストとの関連においてどのように評価するかが、IC の選択を決める基本的な基準になるわけである。ユーザの立場からは、場合によって、IF 段のブロック、AF 段のブロックと分かれていたほうが使用しやすいという考え方もありうるし、一方、外付部品の削減、接続点数の削減による IC 化のメリットを生かそうとすると、集積度はできるだけ高めるほうが望ましく、この間の情勢はまだ流動的であるといえよう。

4. む す び

以上、ラジオの IC 化に関する一般的情勢と、わが社におけるラジオ用 IC M 5103, M 5104 に関する技術的問題点およびその基本的設計思想について述べた。

ラジオ用 IC は、IC メーカーと社内外のユーザの理解と協調の精神にささえられた協同作業により、はじめて市場に出ることが可能になった。民生用 IC では、メーカーの IC はまたユーザの IC でもありうる。
(昭和 44-4-9 受付)

参 考

- (1) RCA 社はリニア IC を主体として十分な売り上げをあげており、TV 用 IC CA 3013 は 10^7 個も売れたといわれる。
- (2) S 社の IC ラジオ……ICR-100
当社の IC ラジオ……ICX-001
- (3) MX-004 は現在 M 5103 の商品名になっている。

IC 用横形 PNP トランジスタ

大久保利美*・中野 隆生**・堀場 康孝***

Lateral PNP Transistors for Integrated Circuits

Kitaitami Works Toshimi OHKUBO・Takao NAKANO
Consumer Products Research Laboratory Yasutaka HORIBA

Applying integrated circuits to electronic equipment is now extending in the field of linear circuits such as amplifiers. In linear transistor circuits, compounded use of PNP and NPN makes the circuit simpler, and a supplied voltage power lower, and further improves the characteristics in many cases. These merits are particularly desirable to the integrated circuit. So, compounded circuits of PNP and NPN are strongly called for in the design of IC, but this is liable to raise the cost through the increase in the manufacturing process. Lateral PNP transistors, on the other hand, are in a construction not to increase the processes, but have a drawback of low current amplification factors. This article describes that the use of parasitic transistors brings relatively higher current amplification factors for their small sizes, also giving various characteristics and examples of IC application.

1. ま え が き

電子回路は、デジタルとアナログ(リニア)回路に分類される。計算機で代表されるデジタル回路は、数種の基本論理回路の組合せで構成されるため、この基本回路を集積回路(IC)化することにより、容易に全システムのIC化ができる。IC化は、設計および組立て作業時間を短縮し、間違いを少なくし、回路の標準化を促進し、しかも、信頼性を高めるものである。特にIC卓上電子計算機の発展は、少機種・多量生産にして初めて、採算の合うIC企業の基礎を築くに最適のものであった。この種デジタルICの開発・量産化によってつちかわれた設計および製造技術は、MOSトランジスタを手だてとしたLSI(Large Scale Integration)と、リニア回路の開拓に向うまでになってきた。

リニアICは、増幅器を主とした通信機・ラジオ・テレビといったもののIC化で、デジタルと異なり、1台当りに同一のICを数多く使用することはなく、ICの量産化は、電子商品の量産化にともなうものである。しかも、家庭電化商品の場合、低価格が、主要な要求となるため困難な問題をかかえることになる。ICの価格を最終的に左右するものは、直径38~50mmのシリコン円板から取れるICチップの数である。このため、機能を満たす範囲で構成素子数の少ない回路を選び、できるだけ小さい寸法になるよう設計する必要がある。シリコンの場合、NPN形トランジスタの製造が容易なため、NPNを主体とした回路が多いが、PNP形を混用することにより、大幅に回路が、簡単になることがある。この点は、特にリニアICの設計において留意すべきことである。

ここでは、まず混用の利点について述べ、次にICにおけるPNPトランジスタの構成法をあげ、われわれが、採用している横形トランジスタの設計理論、その実測結果、IC化実用例について紹介する。

2. ICにおけるPNPトランジスタ

2.1 NPNとPNPの混用

シリコントランジスタは、製造技術上の容易さからNPN形が、主体で、PNPはあまり生産されていない。もちろん、電子回路はNPN単独で全回路を構成できる。NPNとPNPとでは、バイアス電圧、電流の方向が全く逆であるため、混用することにより電源電圧や電流の

むだが、省ける可能性が多分にある。たとえば、出力回路について考えてみると、トランスを使うことが多いが、これは簡単にレベルシフトが行なえ、ひずみが少なく回路が簡単になるからで、駆動段や効率を問題にしない小電力増幅器にはしばしば見られる。しかし、ICでは、トランスは外付けとなり、小形・軽量という面からも適当とはいえない。PNPを混用すると、トランスは不必要となる、同じ出力をうることを条件に両者を比較すると、トランス結合は、2倍の電源電圧を要することになり、この結果、電流量と出力振幅で劣っているが、これは、トランジスタに2倍の耐圧を要求し、歩どまりの低下、コストの増大を招く。このため、これまで発表されている演算増幅器・音声増幅器・電圧調整器などのIC化製品ではトランスを省いた回路構成となっている。PNPの混用される代表的な回路は、4章で詳述するレベルシフト、位相分割回路であるが、理想的にはNPNと同等の特性をもったPNPが望まれる。しかし、一般にシリコンでは、NPNに最適の設計・製造がおこなわれ、また回路設計は、NPNを主体としたものであるから、PNPの特性にきびしい制限のつく回路は製造上無理が生ずるため、採用されないことになる。電流増幅率はNPNと組合せることで相補形(Complementary)回路をとると問題は解決する。

2.2 ICでつくるPNP構造

NPNを基本トランジスタとしている現在の半導体ICでは、PNPの形成法として4種類が考案されている。

2.2.1 コレクタ共通形⁽¹⁾

この構造は、図2.1で示される。シリコン基板が、すべてのPNP

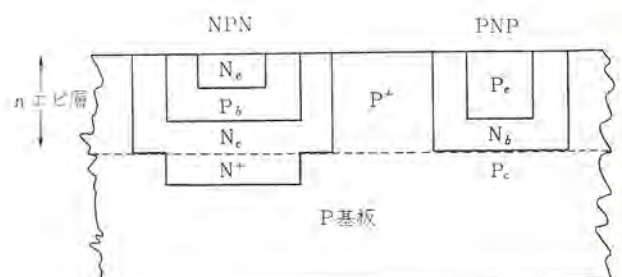


図2.1 コレクタ共通形PNP構造
Common collector PNP structure.

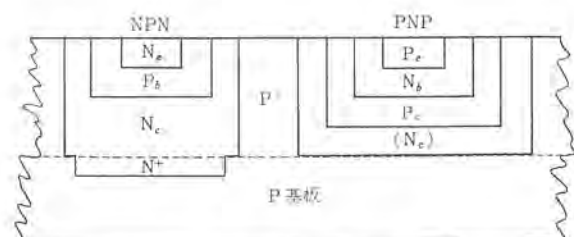


図 2.2 分離縦形 PNP 構造
Isolated vertical PNP structure.

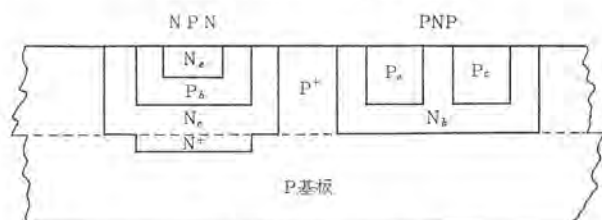


図 2.4 横形 PNP 構造
Lateral PNP structure.

トランジスタの共通したコレクタとなり、短絡することになる。標準の NPN 製造工程で形成できる利点をもつが、この全 PNP のコレクタ共通特性と、PNP のコレクタを最低電位とすることを設計面に要求することになるので、特定の回路しか使えなくなる。

2.2.2 分離縦形トランジスタ構造⁽²⁾

コレクタ共通を避けるために、N 層をはさんで PNP トランジスタを互いに分離したもの（図 2.2）、ポケット状の P_b 、 N_b および P_c は、標準 NPN と異なった工程でつくる。このため、電気特性は、単一ブロックでは、他の構造に比べてすぐれているが、余分な製造工程が付加されるので、コスト高となり、IC としては望ましくない。

2.2.3 重ね合わせ構造⁽³⁾

図 2.3 は、PNP を別のシリコンで製作し、NPN を主体にしたシリコンの必要な場所に向い合せてガラスハンダで接着させた構造。PNP は、全く別の専用工程で製作することになるから、しゃ断周波数、電流増幅率などすぐれた特性のものが得られる。分離縦形よりは、かえって歩どまりが良くなる可能性がある。接着の精度、信頼度の向上によっては、将来広く使用されるかも知れない。

2.2.4 横形トランジスタ構造⁽⁴⁾⁽⁵⁾

標準の NPN 工程で製造でき、電気特性に少し難点があるが、設計の自由度の大きい構造である、（図 2.4）半導体 IC の基本構造は、P 形シリコン基板にコレクタ用 N 形エピタキシャル層があり、この層は、 P^+ 層によって、それぞれの素子が、独立するように分割分離されている、次いで、P 形ベース、N 形エミッタの不純物拡散をおこなって NPN 構造ができるわけであるが、この P 形ベースで横形 PNP のエミッタとコレクタを同時につくる。トランジスタにとってベース間隔は、できるだけ短いほうがよいが、この構造では製造装置と作業精度でできるもので、非常に狭くすることも、その制御も容易でないうえ、原理的にベースは、深さ方向で一定ならず広がるので、電流増幅率を高くすることはむずかしい。しかし、これは、相補形とすれば 1 以上あればよい。

NPN を基本として最適設計をおこなっている IC で、PNP を組み込むには、このように幾つかの難点がある。結局は、コストの面から余分な工程の不必要な横形とコレクタ共通性が採用され、電気特性の不足は回路面で補うことになっている。

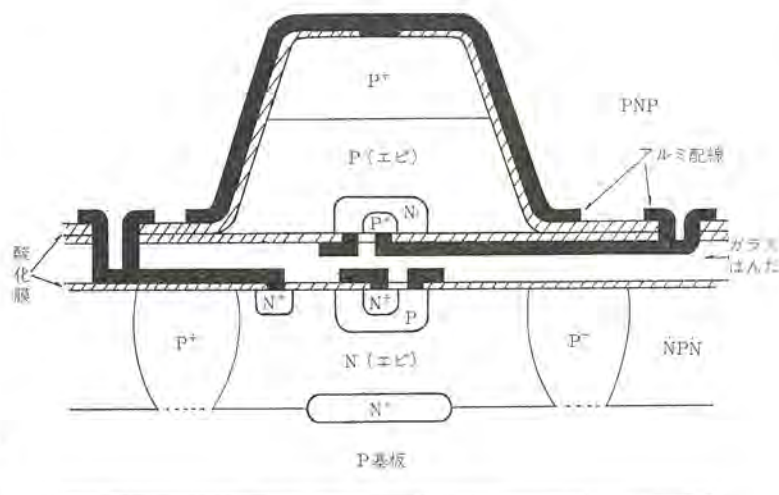


図 2.3 重ね合わせ構造
Soldered joint structure.

3. 横形 PNP トランジスタ (Lateral PNP Transistor)

横形構造は工程の増加を必要としない点と、設計での自由度が大きいことから、今のところ IC には一番適している。欠点にあげられる電気特性は、通常の PN 接合理論から導出されるが、形状が一定でないため境界条件が入れにくく、完全な解析はまだ達成されていない⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

3.1 電流増幅率

図 3.1 は、横形 PNP トランジスタの断面図である。ベース幅は、エミッタ端より対向するコレクタ端であたえられるから、表面で最短、深くなるにつれて末広がりになっている。不純物拡散前のエミッタ・コレクタ間、すなわち、マスク穴の間隔を W_0 とし、拡散の深さを d とすると、表面においても d だけ拡散するから、ベースは、このような形状になる。表面でベース幅 W_b は $W_0 - 2d$ 、この d は、NPN のコレクタ接合の深さでもある。

エミッタ電流 I_E は、横形トランジスタとして有効な面積成分 A_L から流れってくる I_{EL} と、深さ（縦）方向の A_V からベースに流れる I_{EV} とからなる。

$$I_E = I_{EL} + I_{EV} \quad (3.1)$$

コレクタ電流を I_{CL} とすると、横形成分のベース電流 I_{BL} は、 $I_{EL} - I_{CL}$ 、このトランジスタの電流増幅率を β_0 とすると、

$$\beta_0 = I_{CL} / I_{BL} \quad (3.2)$$

図 3.1 は、図 3.2 で等価され、ベース電流を I_B とおくと、

$$I_B = I_{BL} + I_{EV} \quad (3.3)$$

電流増幅率 β_L は

$$\beta_L = I_{CL} / (I_{BL} + I_{EV}) \quad (3.4)$$

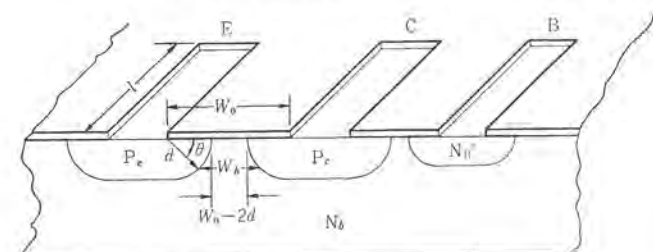


図 3.1 横形トランジスタの断面図
Cross section of lateral transistor.

IC の場合、基板によるコレクタ共通 PNP トランジスタが寄生しており、これが常時、動作していると考えねばならない、この等価回路を図 3.3 に示す。縦方向寄生トランジスタのコレクタ電流を I_{cr} 、ベース電流を I_{br} 、増幅率を β_r 、この場合の横形トランジスタの増幅率を β_L とすると、

$$\begin{aligned}\beta_L' &= I_{CL} / (I_{BL} + I_{Br}) \\ &= I_{CL} / (I_{BL} + I_{Cr} \cdot \beta_r^{-1}) \quad \dots\dots\dots (3.5)\end{aligned}$$

一般に β の間には、次式が成立している

$$\beta_0 > \beta_L' > \beta_L \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

ベース幅 $W_b < L_p$ (拡散長) の条件で式 (3.4) を正孔および電子の濃度で示すと、

$$\beta_L = \frac{A_L / W_b \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W_b^2}{L_p^2}\right)}{A_L \cdot W_b / 2L_p^2 + \frac{A_r}{L_r} + \frac{n_b D_n}{P_e D_p L_e} \frac{1}{L_e} (A_L + A_r)} \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

ここで、 $A_r = 0$ とおくと、 β_0 が得られる。

式 (3.7) で、 W_b と A_L 、 A_r は、 d の関数で簡単に $W_b = W_0 - 2d \cos \pi/4$ とおいている例もあるが、 $W_0 - 2d \cos \theta$ において、PN 接合面を $1/4$ 円筒近似にする⁽⁷⁾と、ベース幅は、 θ の点における直線距離で等電位面から求められる通路より短くなる、これを面積で補正して A_L の微少面積を $l \cdot d \cos \theta d\theta$ とおくと、

$$\frac{A_L}{W_b} = l \cdot \frac{d}{W_b} = l \cdot \int_0^{\pi/2} \frac{d \cos \theta \cdot d\theta}{W_0 - 2d \cos \theta} = l \left[\frac{W_0 \cos^{-1} \left(\frac{-2d}{W_0} \right)}{2\sqrt{W_0^2 - (2d)^2}} - \frac{\pi}{4} \right] \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

これより式 (3.7) から β_L が求められる。

3.2 周波数特性

均一ベース濃度の場合、正孔のベース走行時間 (τ_b) は次式で示される。

$$\tau_b = W_b^2 / D_p \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

低周波での電流増幅率 $|\alpha|$ が 3 dB 減るときのシャ断周波数 f_α は、

$$f_\alpha = 2.43 D_p / 2\pi W_b^2 = 0.01 \mu_p / W_b^2 \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

横形トランジスタでは、 W_b が一定でないため、電流密度の重みを加えた実効 W_b から f_α を決定すべきであり、寄生する縦方向素子の影響も考慮する必要があるので、一般に上式は、実験値と一致しない。

3.3 実測例

ここで、われわれが、設計の基礎資料をうる目的で試作した種々の形状の横形トランジスタの特性について述べる。試料は、P 形約 10 Ω cm のシリコン基板、 N^+ 層をベース底に敷き、N 形ベース・エピタキシャル層の厚み 10 μ m 比抵抗 0.5 Ω cm、拡散深さ 3 μ m を標準仕様としたものである。

3.3.1 寸法・形状

トランジスタの寸法は $A_r = 20 \times 50 \mu^2$ を規準として、形状は、たんざく形 (図 3.4) とリング形 (図 3.5) を検討した。表 3.1 は、これら 2 者を比較したもので、 β_L を比べるとリング状が断然すぐれて

表 3.1 たんざく形とリング形との比較
Comparison between linear and circular geometry.

	エミッタ面積 A_r	エミッタ面積 A_L	ベース幅 W_b	占有面積 cm^2	β_L	$\beta_L' (-5V)$
たんざく形	$50 \mu \times 20 \mu$	$2 \times 3 \mu \times 50 \mu$	10 μ	1.8×10^{-4}	1.3	4.8
リング形	$(20 \mu)^2 \pi$	$3 \mu \times 40 \mu \pi$	10 μ	4.8×10^{-4}	8.5	9.5

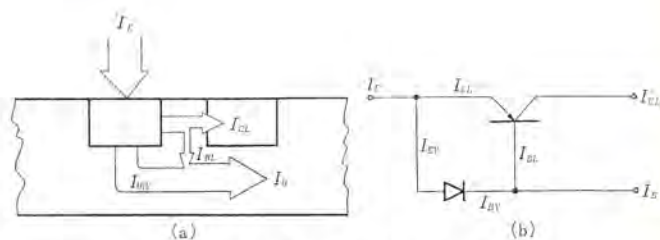


図 3.2 横形トランジスタの等価図
Equivalent representation of normal lateral transistor.

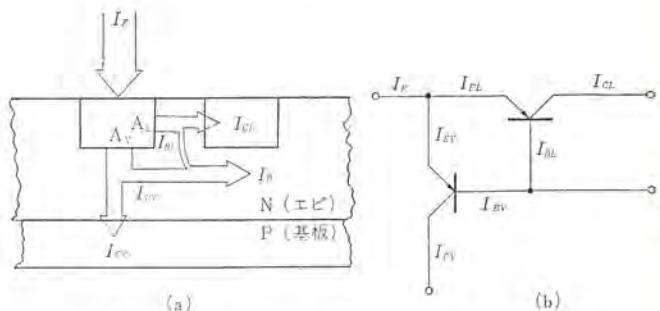


図 3.3 基板をバイアスした横形トランジスタの等価図
Equivalent representation of lateral transistor with vertical transistor.

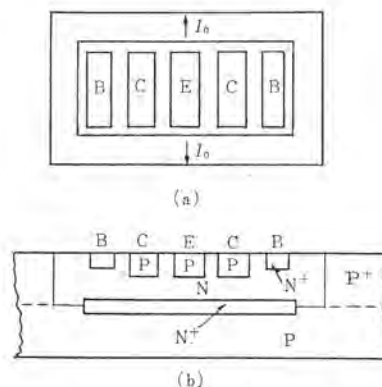


図 3.4 たんざく形トランジスタ
Linear geometry.

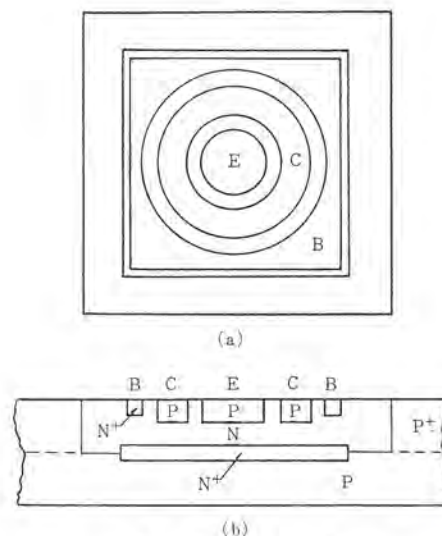


図 3.5 リング形トランジスタ
Circular geometry.

いる、これは占有面積比2.7を考慮してもいえることであるが、基板にバイアスを加えた β_L' では、むしろたんぎく形が面積当たりではよいと言える。この他に、たんぎく形を基本形として選ぶ理由としては、 A_F , A_L , β_L の対応が取りよく中間点での設計も容易であり、製造上、マスク合わせが一方だけ精度を要求するので、高性能のものが得られる。などがあげられる。

3.3.2 エミッタ面積依存性

図3.6は、 A_F を変えたときの β_L , β_L' を示す、たんぎく形は I 方向にのみ増加した、リング形は、半径20 μ と25 μ で、 A_F と A_L で増加の割合が異なるため下向線をたどる、たんぎく形では、 I_F のうちの図3.4で示される I_0 が β_L を支配する結果、面積の増大にともなって、実効的に I_0 が減少することになって β_L , β_L' が増大することになる。 β_L' は、 I_0 が大体 I_0/β_F に減少することによって β_L より高い値を示す。

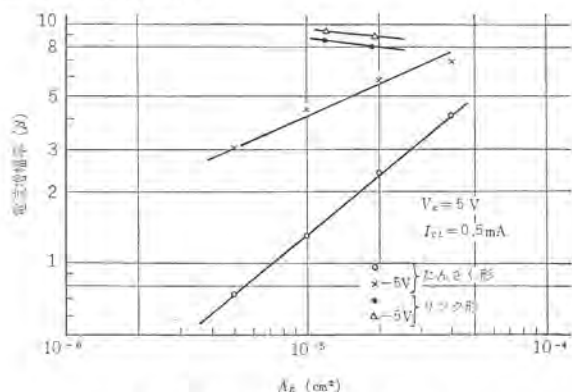


図3.6 β の面積依存性
Effect of variation in emitter area on current gain.

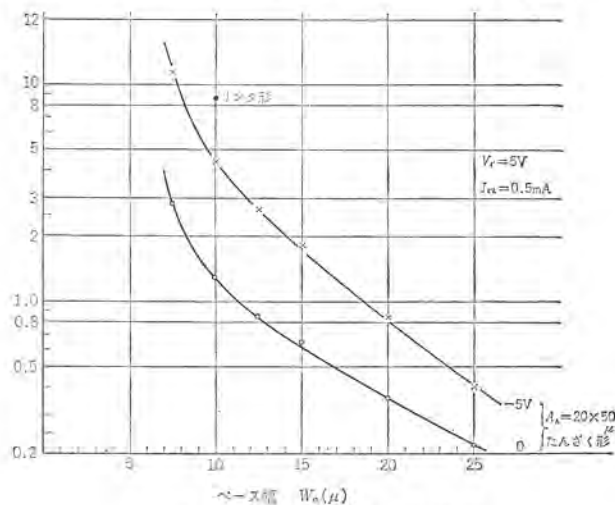


図3.7 β のベース幅依存性
Effect of variation in base width on current gain.

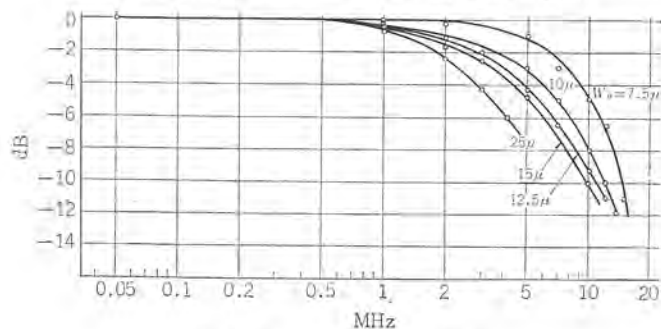


図3.8 α の周波数特性
Frequency response of current gain.

3.3.3 ベース幅依存性

どのようなトランジスタでも、ベース幅は、その特性を決定する一番重要な因子であることに変わりはない。図3.7は、マスクのベース間隔 W_0 を横軸にとってたんぎく形の β_L , β_L' をプロットしたものである。これから、通常のトランジスタに比べてベース幅に対する依存性が高いことを示している。

図3.8は、ベース接地の電流増率 α の周波数特性を示す。図から12.5 μ より広い場合、高周波領域で大体6 dB/oct. の減少率をもつのに反し、10 μ 以下では、急激に減少する、これは横形トランジスタ以外の寄生分のシャ断周波数に影響されるものと思われる。

4. IC 応用回路例

回路を全IC化するには、まだ問題があるにしても、外付部品は極力少なくする方向にむいており、コンデンサ結合、トランス結合などを避けて、直結回路を構成するためPNPを使っている例が多く出てきている。

4.1 レベルシフト

ICでは、一般に電源電圧が指定ないしは制限されており、各トランジスタのバイアス電位の配分が厄介な問題となる、信号の大きさをできるだけ減少せず、直流電位のみを移行できるもの——レベルシフト——が必要となる。図4.1(a), (b), (c)は、これをNPNで構成しようとするもので、ダイオードやトランジスタで直流電位を次段のベースバイアス点にまで下げていって増幅しようとするもの、(d)は、PNPを使うことにより簡単に大幅なレベルシフトと増幅ができることを示す。

4.2 位相分割

図4.2は、各社が音声増幅器出力段に採用している位相分割回路方式を示す。(a)はGEの回路で、コレクタとエミッタに取り出される出力信号がそれぞれ定電流と定電圧の特性をもつことになり、対称動作を考えると次段の構成が困難になってくる。(b)はRCAの回路で、差動増幅器であるため、両トランジスタの平衡度が問題となる。PNPをつかう(c)は、ウェスチングハウス社および当社で例があり、非常に簡潔な回路になる。

4.3 OTL (Out-put Transformer-less)

図4.2(c)で、負荷を流れる電流は、半サイクルごとに交互に逆

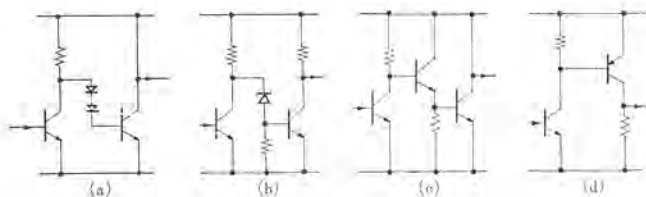


図4.1 レベルシフト回路構成例
Level shifter.

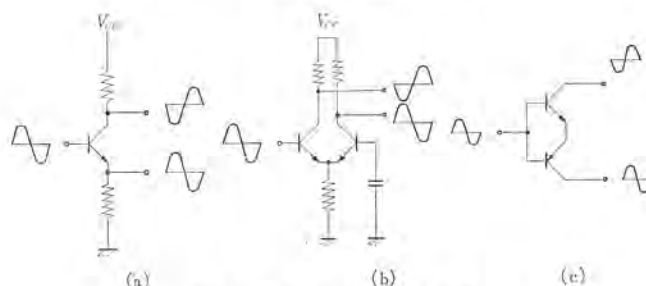


図4.2 位相分割回路構成例
Phase splitter.

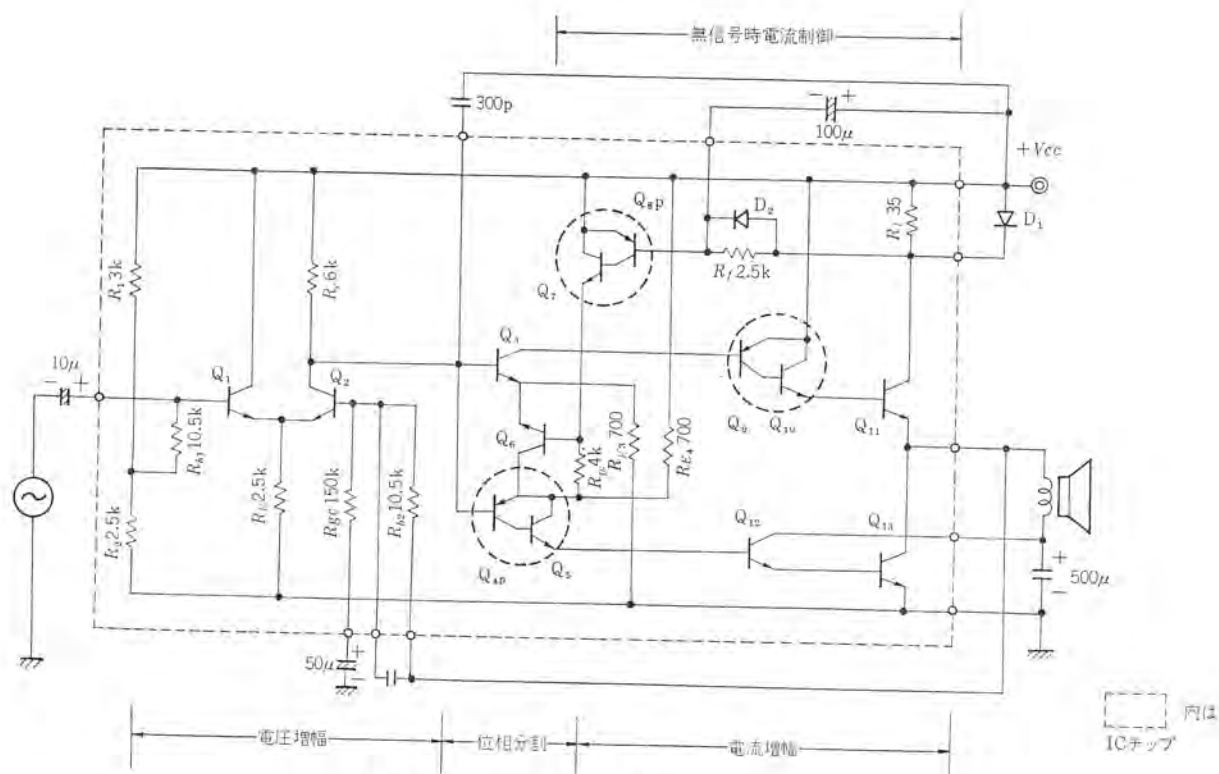


図 4.3 M5102 Y 3W OTL 電力増幅用 IC の回路
3W OTL monolithic power amplifier.

向きになるから出力トランスは不要となる。

4.4 3W 電力増幅器用 IC

図 4.3 は、当社で開発した M5102 Y・3W・OTL 電力増幅器の回路を示す。点線で囲んだ部分が PNP と NPN を組み合わせた相補複合構造で、PNP の低増幅率をおぎない、もし PNP の β が 1 ならば、NPN の増幅率をもつ PNP として動作する。 $D_1 \rightarrow R_7 \rightarrow Q_{8P} \rightarrow Q_7 \rightarrow Q_6$ のループは、 $Q_3 \cdot Q_{4P}$ のベース・エミッタ間電圧を適当な値に保持して、出力段に AB 級増幅動作のための適正無信号時電流を流すための負帰還回路である。このループ中、 $Q_{8P} \cdot Q_7$ からなる複合 PNP は、レベルシフトの役目をしており、信号を増幅しながら Q_{8P} のベースバイアス ($V_{CC} - 0.7V$) にある信号を Q_6 のベースバイアス (約 $1/2 V_{CC}$) に移行して増幅する。 Q_{4P} は位相分割、 Q_{8P} もレベルシフトをおこなっている。

5. む す び

リニヤ IC における PNP トランジスタの役割りに注目し、現在その主役となっている横形構造 PNP を取りあげ、その性質および応用について述べた。横形トランジスタは、電流増幅率、周波数特性、消費電力の点でも改良の余地がないとは言えない。また、混用回路は、半導体素子独特のものであるから、まだ未開拓の分野が存在する可能性があり、リニヤ IC の開発とともに取りかからねばならない問題

であろう。

参 考 文 献

- (1) R. B. Seeds : Integrated Complementary Transist Nanosecond Logic, Proc. IEEE 52, (1964)
- (2) W. F. DeBoise : Differential Amplifiers Grown in Silico Blocks, Electronics 35, July 6 (1962)
- (3) D. W. Oberlin : Complementary Bipolar Transistors for Monolithic Structures, International Electron Device Meeting (1968)
- (4) H. C. Lin : Lateral Complementary Transistor structure for the Simultaneous Fabrication of Function Blocks, Proc. IEEE 49, Dec. (1964)
- (5) 特許, 第 505614 “補足的なトランジスタの構造”
- (6) T. L. Lindmayer : Theory of Lateral Transistor, Solid State Electronics 10, 225 (1967)
- (7) 大久保, 中野 : 横形トランジスタの電流増幅率, トランジスタ研究会 (1968-1)
- (8) D. E. Fulkerson : A Two-Dimensional Model of Lateral Transistors, Solid State Electronics 11, 821 (1968)

GaAs ショットキ障壁ダイオード

池川 秀彰*・八原 俊彦*・星加 春幸*

Gallium Arsenide Schottky Barrier Diodes

Kitaitami Works

Hideaki Ikegawa・Toshihiko Yahara・Haruyuki Hoshika

Gallium arsenide Schottky barrier diodes are well known as low noise mixer diodes which display excellent characteristics even in the region of microwaves above 10 GHz and of millimeter-waves. Through the application of these low noise mixer diodes, great improvement is being worked out on the receivers of radar and communication equipment. In the GaAs Schottky mixer diodes developed by Mitsubishi, the noise figure in X band is found as low as 5.0 dB and the conversion loss in the similar state is so low as 3.8 dB.

This article describes the design, manufacture and characteristics of these diodes for the reference to those who are going to use them.

1. ま え が き

GaAs ショットキ障壁ダイオードは、主として三つの特長をもっている。第1にショットキ障壁ダイオードは多数キャリア素子であり、少数キャリアの存在がほとんどないから、100 Ps 以下の高速スイッチング特性を有している。したがってマイクロ波、ミリ波の領域でも、その整流特性はほとんど失われない。第2に GaAs の電子移動度は、8,000 cm²/Volt・s 以上あるので、Si, Ge に比較してダイオードの直列抵抗 R_s が小さいこと。第3に、禁制帯が 1.41 eV であるので、温度依存性が小さいことである。

これ等の特長を応用した素子には、ミキサダイオード、検波ダイオード、パクタダイオード、ショットキゲート電界効果トランジスタ、高速受光素子、スイッチング素子などがあげられる。しかしながら現在、とくに注目されている応用素子は、マイクロ波、ミリ波領域における低雑音用ミキサダイオードである。この GaAs ショットキミキサダイオードは、Si ショットキミキサダイオードと同じく、最近の半導体技術を駆使しているので、ほぼ理想的なショットキ障壁を得ることができる。

また、フォトリソ法などにより、均一な特性を有するダイオードがえられる。GaAs ショットキミキサダイオードは、とくに Si の場合より直列抵抗 R_s が小さくなるので、ミキサダイオードの雑音指数は、X帯において 5 dB 以下⁽¹⁾、変換損失が 4 dB 以下のものも得られるようになった。さらに、従来の点接触ダイオードに比較して、1/f 雑音が 30 dB 近く低く、焼損エネルギーが大きいという利点を有している。ここでは、ショットキ障壁の原理、当社で開発した GaAs ショットキミキサダイオードの設計、制作上の問題点、およびミキサダイオードとしての諸特性について述べる。

2. ショットキ障壁の原理

ショットキ障壁は、原理的には GaAs, Si などの清浄な半導体表面に、Au, Mo, Ti, Ni などの金属を蒸着などで接触させた場合、半導体と金属間の界面に生ずる図 2.1 に示すようなエネルギー・ポテンシャル障壁をいう。GaAs, Si など電子移動度が、正孔移動度に比較して大きく、一般に n 形半導体を用いるので n 形の場合を示した。最近、Si ショットキ障壁ダイオードには、純粋な金属でなく、けい化モリブデン、またはけい化白金⁽²⁾などが使用され非常に安定な障壁を得ているが、原理的には同じである。

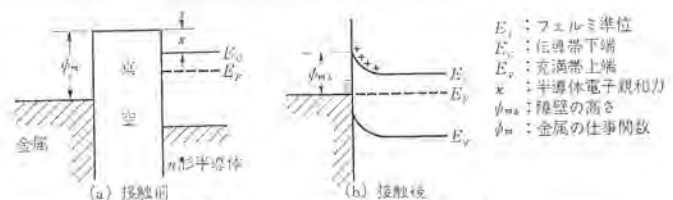


図 2.1 金属と半導体との接触
Ideal energy diagram of Schottky barrier.

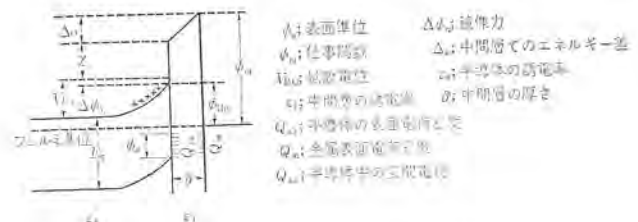


図 2.2 金属と n 形半導体との接触
Energy diagram of Schottky barrier (Metal-n type semiconductor contact).

さて、実際のショットキ障壁は、半導体の表面にうすい酸化膜ができて、ひずみや原子配列の不連続などから生ずる表面準位の存在、および鏡像力の存在などにより図 2.1 のポテンシャル構造から変形し、図 2.2⁽³⁾に近似される構造となる。したがって、原理的には、式(2.1)で表現されるように、障壁の高さ ϕ_{Bn} は金属の仕事関数 ϕ_m と半導体の電子親和力 χ との差であらわせる。

$$\phi_{Bn} = \phi_m - \chi \quad (2.1)$$

しかし、図 2.2 のように各要素を考慮した場合は、式(2.2)に示されるように、複雑になる。

$$\phi_{Bn} = \gamma(\phi_m - \chi) + (1 - \gamma)(E_g - \phi_0) - \Delta\phi_n \quad (2.2)$$

$$\text{ここに } \gamma = \epsilon_s / (\epsilon_s + e\delta D_s) \quad (2.3)$$

(a) δ および D_s が大きいとき、 $\gamma \rightarrow 0$

このときの ϕ_{Bn} は、式(2.2)から、式(2.4)で表わされる。

$$\phi_{Bn} \approx (E_g - \phi_0) - \Delta\phi_n \quad (2.4)$$

したがって、中間層におけるフェルミ準位は、価電子帯より上方の ϕ_0 点で表面準位により固定されてしまう。この結果、障壁の高さ ϕ_{Bn} は金属の仕事関数に無関係となる。

(b) δ が小さく、 D_s がほとんど存在しないとき、 $\gamma \rightarrow 1$

式(2.2)より、式(2.5)が与えられる。

$$\phi_{Bn} = (\phi_m - \chi) - \Delta\phi_n \quad (2.5)$$

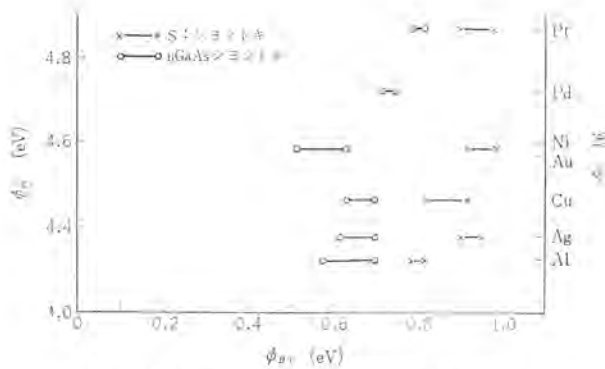


図 2.3 ϕ_{Bn} と金属の仕事関数 ϕ_m との関係
 ϕ_{Bn} vs. metal work function ϕ_m .

この場合は表面準位の影響などがなくなり、理想的なショットキ障壁が形成された場合である。

一般には(a)と(b)の中間状態、すなわち $0 < \gamma < 1$ の場合が多く、とくに Si, GaAs を使用したときには、表面準位の影響が大きくなって、 ϕ_{Bn} の大きさは、図 2.3 に示されるように⁽⁴⁾、各金属の仕事関数の差だけの变化はみられない。しかしながら、0.2 eV 程度の差が存在するので、ミキサダイオード用のように、できるだけ I-V 特性における電流立ち上り点の低いダイオードが好ましい場合には、仕事関数の低いものを選択する必要がある。さらに実用的見地からより安定な障壁がよく、GaAs と、Mo, W, Ti-Ag などの例が多いが、ここでは ϕ_{Bn} の低い Ni を用いている。

3. ミキサダイオードの特性

ミキサダイオードの良否は、主としてその雑音指数 NF で判定される。一般には、映像周波整合終端の場合の NF で比較されるが、この NF は、式 (3.1) で与えられる⁽⁵⁾。

$$NF(\text{dB}) = 10 \log L_C (t_m + F_{IF} - 1) \quad (3.1)$$

ここに L_C : 変換損失

t_m : 雑音指数

F_{IF} : 中間周波前置増幅器の雑音指数、通常 1.5 dB とする。

3.1 変換損失

変換損失 L_C は、信号 RF 側、中間周波 IF 側におけるインピーダンス不整合による電力反射損失である L_1 、ダイオードの直列抵抗 R_s による電力損失 L_2 、および、ダイオードの整流特性に起因する損失 L_3 よりなると考えられ、式 (3.2) で与えられる。

$$L_C(\text{dB}) = L_1 + L_2 + L_3(\text{dB}) \quad (3.2)$$

$$L_1(\text{dB}) = 10 \log \frac{(S_1 + 1)^2}{4S_1} + 10 \log \frac{(S_2 + 1)^2}{4S_2} \quad (3.3)$$

ここに S_1 : RF 側の電圧定在波比

S_2 : IF 側の電圧定在波比

L_n については、図 3.1 のダイオード等価回路において、直列インダクタンス L_p および並列容量 C_p を外部回路によって補償した場合、入力電力 P_{in} に対する障壁抵抗 R_b において消費される電力 P_b の比で表わされる。したがって、式 (3.4) で与えられる。

$$L_2(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_{in}}{P_b} = 10 \log \left(1 + \frac{R_s}{R_b} + \omega^2 C_b^2 R_s R_b \right) \quad (3.4)$$

ここに、 C_b : 障壁容量

ω : 信号周波数

最後の L_3 に関しては、式 (3.5) で与えられる。

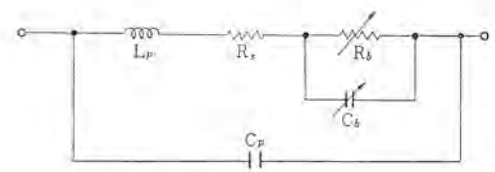


図 3.1 ミキサダイオードの等価回路
 Equivalent circuit of mixer diode.

$$L_3 = \left(1 + \sqrt{\frac{1 + \gamma_2 + 2\gamma_1^2}{1 + \gamma_2}} \right) \left(\frac{1 + \gamma_2}{\gamma_1^2} \right) \quad (3.5)$$

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{\bar{X} - 1}{2} \right)^2}{\frac{\bar{X} + 1}{2} \frac{\bar{X} - 3}{2}}, \quad \gamma_2 = \frac{\left(\frac{\bar{X} - 1}{2} \right)^2}{\frac{\bar{X} + 1}{2} \frac{\bar{X} - 3}{2}}$$

$$\bar{X} = \frac{\log(i_2/i_1)}{\log(V_2/V_1)}$$

ここに、 $i_1 < i_2, V_1 < V_2$ で、それぞれダイオードの順方向の電流、電圧に対応する。

3.2 雑音温度比

ミキサの有効雑音温度比 t_m は、式 (3.6) で表わされる⁽⁶⁾。

$$t_m = \frac{2}{L_C} \left[t_d \left(\frac{L_C}{2} - 1 \right) + 1 \right] \quad (3.6)$$

ここに t_d は、ダイオード自身の雑音温度比で、式 (3.7) で与えられる。

$$t_d = t_w + \frac{K_n I_d \ln f_2}{B f_1} \quad (3.7)$$

ここに t_w : 白色雑音

K_n : 定数

I_d : ダイオード電流

B : バンド幅 $= f_2 - f_1, f_1 < f_2$ でそれぞれ周波数

4. ミキサダイオードの設計の問題点

4.1 低雑音化の設計

3章で記述したミキサダイオードの特性から、低雑音化に必要な設計条件について述べる。まず変換損失 L_C を小さくするには、 L_1 の低下を計る必要があるが、これは回路上の損失で直接ダイオードの特性に関係しないから省略する。 L_2 は、 R_s に関する損失で、 R_s はできるだけ小さくしなければならない。ショットキ障壁ダイオードは、一般にエピタキシャルレーナ構造で、 R_s は、 n および n^+ 層の抵抗、オーム接触、高周波での表皮抵抗等に起因する。しかしながら、オーム接触の抵抗は、0.1 Ω 以下、表皮抵抗も X 帯で 0.1 Ω 以下におさえることができるので、主としてエピタキシャルウエハによる抵抗が問題になる。ダイオードが、図 4.1 に示す構造をもつとすると、 R_s は次のように表現できる⁽⁷⁾。

$$R_s = \rho_n l_n / \pi \gamma^2 + \int_{l_n^+} (\rho_{n^+} / A) dl_{n^+} \quad (4.1)$$

ここに、 ρ_n と ρ_{n^+} は、 n 層および n^+ 層の比抵抗を、 l_n と l_{n^+} は、 n および n^+ 層の厚さを、 A は面積を表わす。右辺第 2 項は、 n^+ 層の広がり抵抗である。 n^+ 層の広がり抵抗は、比抵抗 $1 \times 10^{-8} \Omega \text{cm}$ 、厚さ 100 μ の GaAs エピタキシャルウエハの場合、式 (4.1) の第 2 項から 0.3 Ω を得る。第 1 項は、障壁の直径を 20 μ とし、エピタキシャル層の厚さをパラメータとしたとき、その電子濃度と抵抗の関係は、図 4.2 に示される関係にあり、 R_s は、 n^+ 層の 0.3 Ω と図 4.2 の値の和になる。

結果として、エピタキシャル層をできるだけ薄くし、 n^+ 層の比抵抗の小さいものを使用することが望まれる。また、障壁面積の大きいほうが R_b は小さくなるが、同時に C_b が増大し、 R_b と並列のインピーダンスの低下により、 R_b に電力が印加しなくなる。式(3.4)を R_b について微分して、 L_2 の最小値をもとめると、 $R_b=1/\omega C_b$ を満足するとき、最小になり、式(4.2)で与えられる。

$$L_2(\text{dB})=10 \log (1+2\omega C_b R_s) \dots\dots\dots (4.2)$$

$$=10 \log \{1+2(f/f_c)\} \dots\dots\dots (4.3)$$

ここに f_c : シャ断周波数 $=1/2\pi R_s C_b$

$R_b=1/\omega C_b$ の条件は、局部発振電力を調節することによって、満足させることができる。しかし、 R_b の低下にともなってダイオードの整流電流が増加するから、 C_b があまり大きい場合、条件を満足する前にダイオードが焼損することがある。したがって、だいたい C_b はX帯で0.15 pF, Kv帯で0.1 pF, Q帯で0.04 pF程度が望ましい。この他に、降伏電圧が10 Vもあれば十分であり、エピタキシャルウエハの基板からのオートドピングなどを考慮すると、X帯用ミキサダイオードは、エピタキシャル層の厚さを 0.5μ , 電子濃度を $5 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$, 障壁面積は $3 \times 10^{-6} \text{cm}^2$ くらいが適当である。

また式(4.3)から、ダイオードのシャ断周波数が高いほうがよいといえる。

第3項目の損失 L_3 は、ダイオードの順方向電流電圧特性に関するものである。ショットキ障壁ダイオードのI-V特性は、式(4.4)で近似されるので、この式の傾斜係数 n が1に近くなるようにすることが望ましい。

$$I=I_S[\exp(qV/nkT)-1] \dots\dots\dots (4.5)$$

$$I_S=A_R T^2 \exp\{-q\phi_{Bn}/RT\} \dots\dots\dots (4.4)$$

- ここに I_S : 飽和電流
 q : 電子電荷
 n : 傾斜係数
 A_R : リチャードソン定数
 R : ボルツマン定数
 T : 絶対温度

このためには、図2.2における δ の厚さを小さくする。すなわ

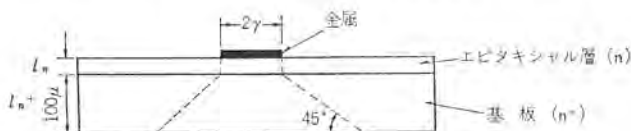


図 4.1 ショットキ障壁ダイオードの構造
Planar structure of Schottky barrier diode.

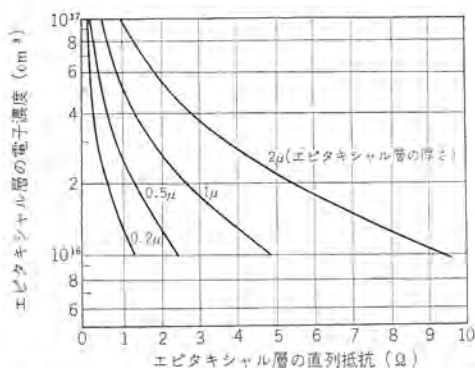


図 4.2 エピタキシャル層の電子濃度と直列抵抗との関係
Carrier concentration of epitaxial layer vs. diode series resistance.

ちできるだけ清浄な障壁を作ることである。

以上変換損失についてのべてきたが、雑音指数をさげるには、雑音温度比をさげる必要がある。雑音については、明確でない部分も多いが、式(3.7)の第1項は、おもにショット雑音が、第2項は主としてフリッカ雑音が関係していると考えられる。第1項は、GaAsショットキミキサダイオードの場合には、動作状態での整流電流を1 mAとなるように設計すれば、だいたい問題ない。また、第2項については、均質な障壁を作ることによって減少する。一般的に、ショットキミキサダイオードの $1/f$ 雑音が、点接触ダイオードに比較して小さいのは、この障壁が均一にできることにある。

その他、飽和電流 I_S を小さくするほうが雑音が低くなる。ショットキ障壁ダイオードでは、 10^{-4}A/cm^2 以下であるからあまり問題でないが、これは、式(4.5)からわかるように、 ϕ_{Bn} の大きいほうが好ましい。しかし ϕ_{Bn} が大きくなると、自己バイアス動作でのミキサダイオードの所要局発電力が大きくなり、また、少数キャリアの注入等が起るので、GaAsショットキミキサダイオードの場合にはできるだけ ϕ_{Bn} の小さい金属を選択すべきである。

4.2 その他の諸条件

実用上ダイオードは安定に動作しなければならない。焼損エネルギーの大きいことが望まれる。このためには、障壁の一部にエネルギーが集中しないように、金属と半導体の接触を均質にし、かつその接触面積を大きくし、熱抵抗の小さい構造にする必要がある。GaAsの場合には、合金しにくいW, Mo等を選ぶほうがよい。また L_p, C_p はできるだけ小さい必要がある。主として L_p はリードに、また C_p は、主として外装に原因している。したがって、リードは短くかつ太くし、また外装の容量の小さいものを用いる。外装は誘電体損失の少ないものでなければならない。

5. 製 作 法

nn^+ GaAs エピタキシャルウエハは、結晶軸方向(100), 比抵抗 $10^{-3} \Omega \cdot \text{cm}$ 以下の基板の上に、気相成長法で $2 \sim 3 \mu$ 成長させたものを使用している。成長層の電子濃度は $1 \sim 5 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$ で電子移動度は $3,500 \text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$ 以上である。このウエハは、十分飽和 KCN 水溶液で処理した後、化学エッチングでエピタキシャル層を 1μ まで薄くし、この上に $3,000 \sim 5,000 \text{\AA}$ の SiO_2 を、エチルトリケートの熱分解によってつける。

エピタキシャル層側の SiO_2 膜は、フォトリソ技術を用いて所定の円形の窓を明け、この部分はふたたび $\text{H}_2\text{SO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 : \text{H}_2\text{O} = 18 : 1 : 1$ の溶液で化学エッチして、窓の部分のエピタキシャル層の厚さを 0.5μ にする。このあと、ただちにNiメッキを行ない、ショットキ障壁を形成する。さらにNi障壁金属の酸化の保護とリード線の接触をよくする

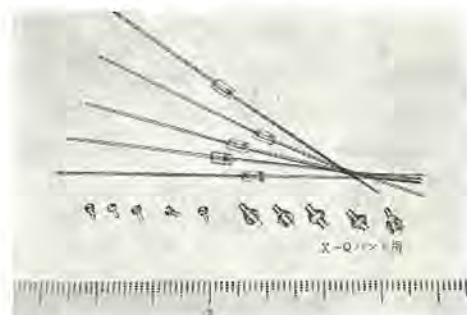


図 5.1 試作 GaAs ショットキ障壁ミキサダイオード
Developed gallium arsenide Schottky barrier mixer diodes.

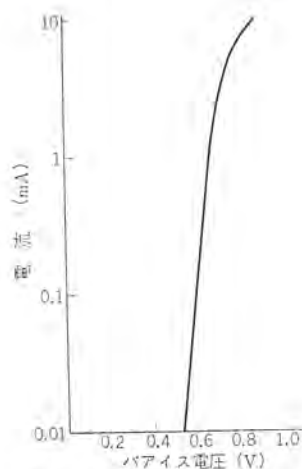


図 6.1 GaAs ショットキ 障壁 ミキサダイオードの電流-電圧特性

Current vs. voltage characteristics of gallium arsenide Schottky barrier diode.

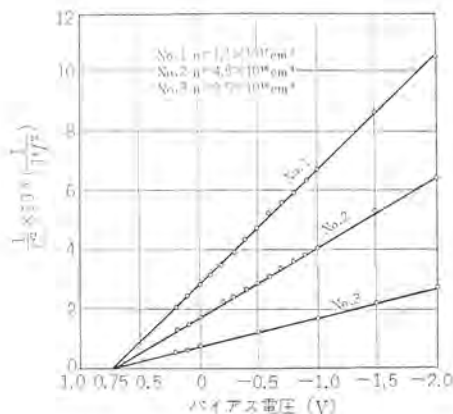


図 6.2 GaAs ショットキ 障壁 ダイオードの $1/C^2$ -V 特性
 $1/C^2$ vs V characteristics of gallium arsenide Schottky barrier diode.

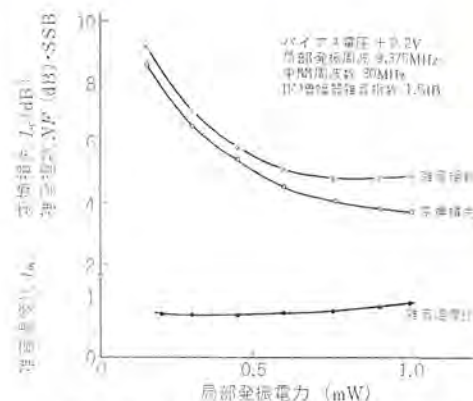


図 6.3 GaAs ショットキ 障壁 ミキサダイオードの特性

Conversion loss and noise figure vs. local power levels at 9375 MHz.

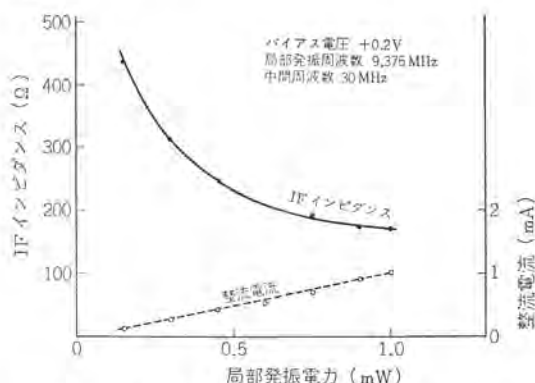


図 6.4 GaAs ショットキ 障壁 ミキサダイオードの特性
IF impedance vs. local power levels at 9,375 MHz.

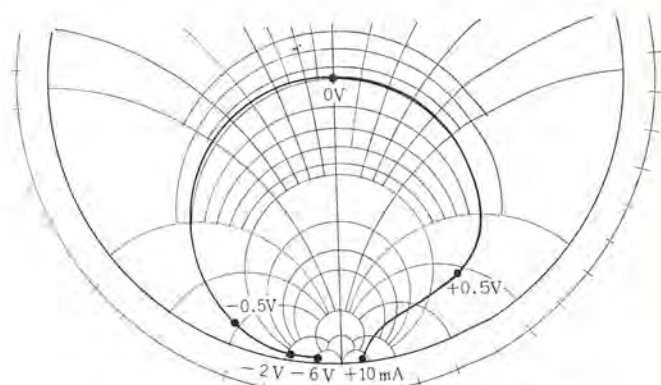


図 6.5 Harrison 法による Q 特性 (測定周波数 10 GHz, $C_j=0.22$ pF, $f_{c(t=0)} \approx 450$ GHz)
Measured Q of typical diode at 10 GHz by Harrison method.

7. む す び

高周波低雑音 ミキサダイオードとして注目されている GaAs ショットキ 障壁 ダイオードは、設計、および障壁形成上の諸問題がほぼ解決され、再現性よく製作されるようになった。GaAs ショットキ ミキサダイオードの特長は、とくに X 帯以上で発揮され、X 帯での雑音指数が 5 dB 以下になっている。50 GHz でも十分この低雑音性は保たれており、雑音指数が 8.0 dB 以下になる。したがって、このように高い周波数領域では、Si ショットキ ミキサダイオードに比較して、とくに有用である。

GaAs ショットキ ミキサダイオードは、現在 GaAs の結晶成長に多少の問題があるが、X 帯以上の低雑音 ミキサダイオードとして大きな期待がよせられている。

(昭和 44-4-7 受付)

参 考 文 献

- (1) 池川, 八原* 星加: 昭和 43 連大, No. 1694
- (2) M. P. Lepselter, S. M. Sze: BSTJ, 47, 195 (1968)
- (3) A. M. Cowley, S. M. Sze: J. Appl. Phys., 36, 3,212 (1965)
- (4) W. G. Spitzer, C. A. Mead: J. Appl. Phys., 34, 3,061 (1963)
- (5) Hewlett-Packard Application Note 907 (1967)
- (6) W. L. Pritchard: IRE Trans. MTT 3, 37 (1955)
- (7) L. H. Gibbons, Jr., M. F. Lamorte, A. E. Widmer: RCA Rev., 24, 199 (1963)

(Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオード

奥 泰 二*

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

Kitaitami Works Taiji OKU

(Ga_{1-x}Al_x)As is an semiconductor material for light-emitting devices of the latest development. Its excellent light-emitting characteristics and ease in manufacturing light-emitting diodes from it have made the material come in the limelight. This report summarizes the outlines of structure, fabrication construction and light-emitting characteristics of (Ga_{1-x}Al_x)As line-emission type diodes developed by Mitsubishi.

Though the light-emitting characteristics of (Ga_{1-x}Al_x)As diodes depend on Al content, such high brightness of 6,000~10,000 fL has been made available for current of 50 mA in the region of emission wavelength of 6,600~6,800 Å.

1. ま え が き

発光ダイオード¹⁾は半導体中の電子—正孔再結合に伴う発光を利用する半導体素子である。

発光ダイオードの研究開発の歴史はトランジスタなどの半導体素子に比べるとかなり浅く、とくに可視領域の発光ダイオードが実用化されたのは、ここ数年間のことである。

しかしながら発光装置としての発光ダイオードは小形で低電圧・低電流で動作し、高信頼性・長寿命など多くの特長をもっているため表示装置など各種の用途への応用が期待されている。

発光素子の発光特性、すなわち発光波長・発光出力などは主として使用する半導体材料に依存する。従来赤外発光素子にはGaAs、可視発光素子にはSiC、Ga(As_{1-x}P_x)、GaPなどが用いられてきた。これらの材料はそれぞれすぐれた特長を持っているが、よりよい材料の探求は絶えず続けられてきた。(Ga_{1-x}Al_x)Asはその中でも最も有望な材料である。

(Ga_{1-x}Al_x)AsはGaAsとAlAsとの混晶、GaAsとGaPとの混晶であるGa(As_{1-x}P_x)と類似した電子帯構造を持つ。両者は電気的および光学的性質においても類似している^{1) 2) 3)}。

(Ga_{1-x}Al_x)As^{2) 3)}の発光特性が報告されたのは1966年が最初であるが、発光特性がよく、結晶製作も容易であるので各方面で研究・開発が行なわれている。

われわれは発光素子材料としての(Ga_{1-x}Al_x)Asの重要性に注目し、研究・開発を行ってきた結果、昨年、発光ダイオードME101を市販するに至った。これは実用化された(Ga_{1-x}Al_x)As素子としては最初のものである。その後さらに研究を続け特性も著しく向上した。

ここでは発光ダイオードについて概略を述べた後、(Ga_{1-x}Al_x)Asの材料特性、(Ga_{1-x}Al_x)As発光ダイオードの構造と諸特性について報告する。

2. 発光ダイオードの原理と特性

図2.1は順方向電圧を印加した発光ダイオードp-n接合のエネルギーダイアグラムを示す。印加電圧がE_g/eに近づくとき、p-n接合を越えてp-領域およびn-領域にそれぞれ電子および正孔が注入される。これらの少数キャリアは、注入領域内で電子—正孔再結合過程により消滅する。このとき禁制帯E_gの程度の過剰エネルギーが光子として

放出される。p-n接合近傍の狭い領域で発生した光は結晶内部を透過してダイオード外部にふく射される。

単位時間当たりの光子発生数N_i、外部にふく射される光子数N_eと、p-n接合を通して流れる順方向電流Iとの間には次の関係が成り立つ。

$$N_e = r \cdot N_i = r \cdot \eta_i \cdot (I/e) = \eta_e \cdot (I/e) \quad (2.1)$$

η_iおよびη_eはそれぞれ内部および外部量子効率と呼ばれる。rはp-n接合で発生した光子が内部吸収を免がれ外部にふく射されるまで生き残る確率の平均である。またeの値は1.6×10⁻¹⁹ク・□□である。

発光出力Pと電流との関係は次式で与えられる。

$$P = (1.240/\lambda_m) \cdot \eta_e \cdot I \quad (2.2)$$

λ_mはμを単位として表わした平均発光波長である。

発光ダイオードの発光スペクトルは多くの場合幅の狭い単一の発光帯より成るので発光波長により視感度は著しく異なる。

図2.2は相対視感度、V_λである。ダイオードの明るさを表わす指標の一つである。光束Fは次のように表わせる。

$$F = C_1 \cdot K \cdot V_{\lambda p} \cdot P \quad (2.3)$$

V_{λp}は発光帯中心発光波長における相対視感度、C₁は発光スペクトルの形状と半値幅に依存する補正因子で多くの場合1.5~2の程度の値を持つ。Kは680 lumen/Wの値を持つ定数である。

明るさを表わす重要な指標である輝度はある方向から見た見かけの発光面積で、その方向への単位立体角当たりの光束を割った値で表わされる。発光面における発光強度の方向分布がcosine法則にしたがうばあいには輝度Bは光束の方向に依存せず一定であり、光束Fとの関係は次のようになる。

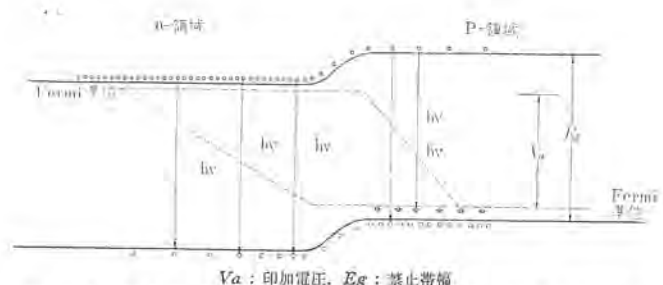


図 2.1 順方向電圧を印加した発光ダイオードのエネルギーダイアグラム
Schematic energy diagram of a light-emitting diode in a forward-biased condition.

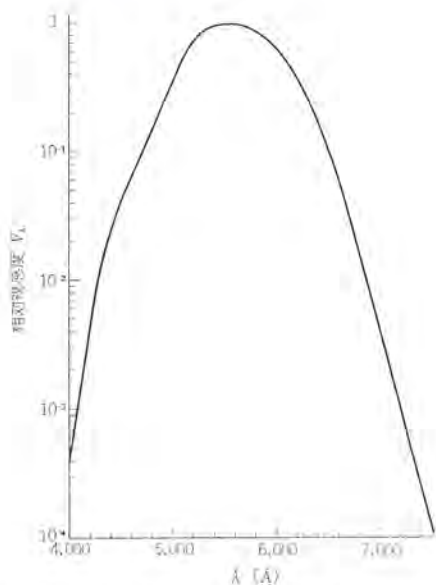


図 2.2 相対視感度 V_λ (明順応状態における肉眼に対する単色光の相対感度を表す)
Relative luminosity factor.

$$B = C_s \cdot F / S \dots \dots \dots (2.4)$$

S は有効発光面積, C_s の値は約 $1.09 \times 10^4 \text{ f}_L \cdot \text{cm}^2 / \text{lumen}$ である。ここに f_L (footlambert) は輝度の単位で 1 cm^2 の発光面から単位立体角当たり 0.0003426 lumen の光束がふく射されているとき発光面に垂直な方向から見た輝度に等しい。

発光ダイオードでは一般に発光強度分布は cosine 法則からのずれを示すので式 (2.4) の右辺に方向に依存する $0.5 \sim 2$ 程度の補正因子をかける必要がある。

3. $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ の材料特性

3.1 結晶製作法

$(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 結晶の製作法として気相エピタキシャル成長法と、液相エピタキシャル成長法とが知られている。いずれの場合でも成長基板として GaAs 結晶を用い、前者では気相化学反応により、後者では Ga-Al-As 溶液からの析出によって、基板上に $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 結晶層をエピタキシャル成長させる。 $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ は組成の変化に伴う格子定数の変化が少なく、格子定数は GaAs のそれとほとんど一致している。このため GaAs 基板上 Al に濃度の高い結晶層を成長させた場合でも結晶の内部ひずみが小さい。これは発光特性に対して良い影響を与えていると推測される。

われわれは液相エピタキシャル法による結晶を発光ダイオードに用いている。この方法では比較的簡単な装置で発光特性の良い結晶が得られる。Ga-Al-As 系の熱力学的性質に関しては Ilegems と Pearson⁽⁴⁾ などの研究があり、Ga-Al-As 溶液の Al 濃度と平衡温度を指定したとき析出する $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ の Al 濃度 x が求められている。実際の結晶成長においては系は有限であり、また溶液が熱平衡状態にないことなどの事情があるが、成長層の Al 濃度およびその分布に関する再現性は良好である。

3.2 電子帯構造

$(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ の電子帯構造を図 3.1 に示す。

伝導帯および充満帯の基本構造は GaAs, GaP, $\text{Ga}(\text{As}_{1-x}\text{P}_x)$ などとほぼ同様であるが E_{ga} , E_{gi} , ΔE , m^* などのパラメータは Al 濃度 x と共に連続的に変化する。

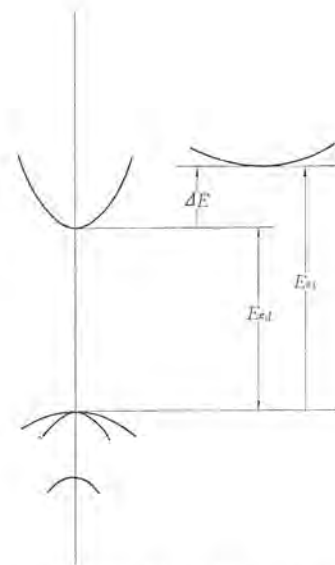


図 3.1 $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ の電子帯構造
Energy band structure of $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$.

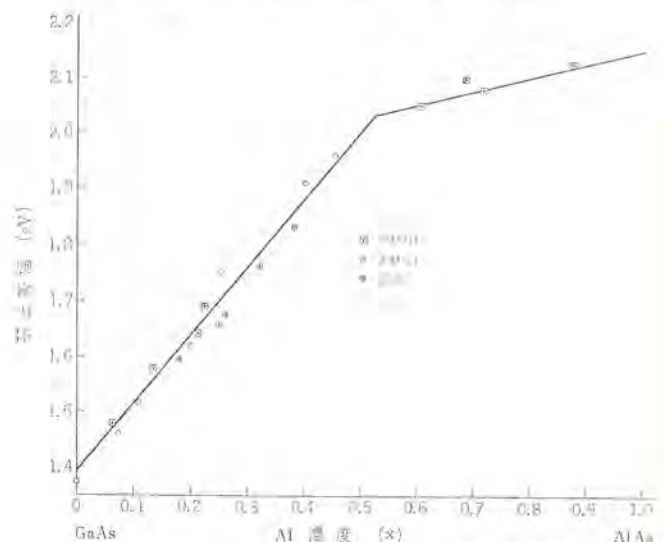


図 3.2 $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ の禁止帯幅 (300°K)
Forbidden band gap of $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ at 300°K.

図 3.2 は 300°K における $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ の禁止帯幅に関するわれわれの実験結果を Black らと Pearson らのデータと比較したものである。 $0 \leq x \leq 0.5$ においては $E_g = E_{ga} < E_{gi}$ で発光は直接遷移形であり $0.5 \leq x \leq 1$ では $E_g = E_{gi} < E_{ga}$ で間接遷移形である。事実 $x \geq 0.6$ では発光ダイオードの発光効率是非常に小さい。

図 3.2 は $\text{Ga}(\text{As}_{1-x}\text{P}_x)$ の禁止帯幅と組成との関係によく似ている。AlAs の禁止帯幅は GaP とほとんど同じ値を持ち、 $\text{Ga}(\text{As}_{1-x}\text{P}_x)$ と $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ との電子帯構造、したがって電子のおよび光学的性質にもまた強い類似性が認められる。

4. $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 発光ダイオード

4.1 発光ダイオードの構造

発光ダイオードの構造には、p-n 接合面で発生した光を接合面に平行な方向に取出す線発光形および接合面に垂直な方向に取り出す面発光形に大別できる。われわれの $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 発光ダイオードは線発光形である。

n-形 GaAs 基板上に液相エピタキシャル法により n-形 $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 結晶層を成長させ、次に Zn-拡散により成長層中に p-n 接合を

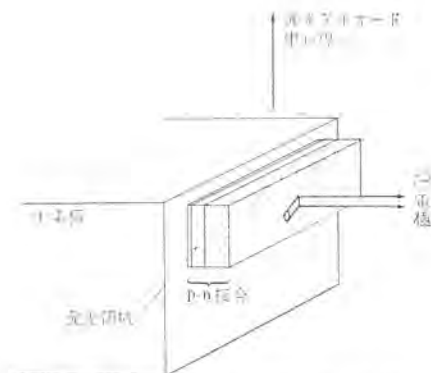


図 4.1 発光ダイオードのマウント方法
Mounting method of a light-emitting diode.

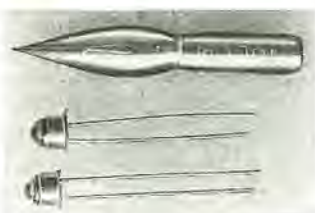


図 4.2 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオード ME 101
(Ga_{1-x}Al_x)As light-emitting diode ME 101.

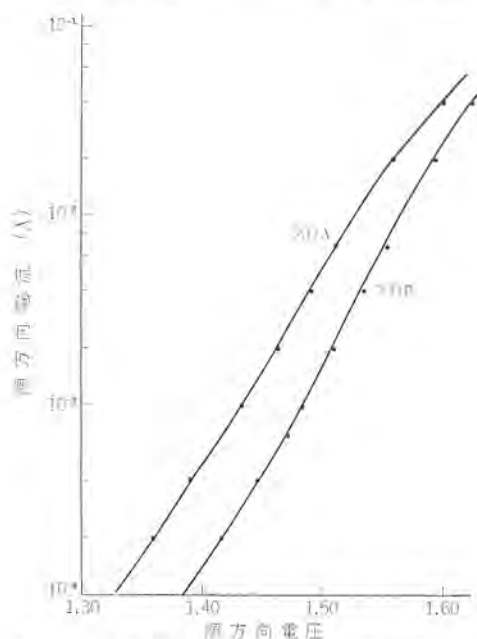


図 4.3 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードの電流-電圧特性の例
Typical current-voltage characteristics of (Ga_{1-x}Al_x)As light-emitting diodes.

形成する。この接合ウエハを長さ 400 μ 、幅 150 μ に切断して両面に電極をつける。

発光出力は p-n 接合の側面の幅 10 μ 程度の狭い領域からふく射される。発光出力を有効に利用するため p-n 接合を図 4.1 のように長い方の側面がダイオードマウントの中心線に垂直になるようにマウントしてある。(Ga_{1-x}Al_x)As 結晶表面における内部反射を軽減するために p-n 接合表面を透明な樹脂で被覆する。この結果、結晶と誘電体界面における臨界角が大きくなり内部反射が減少する。この樹脂体の表面はとつ(凸)面をなし集光レンズの機能を持っている。これによってダイオード中心線方向の見かけの光源像が拡大され、また発光の指向性が大きくなる。図 4.2 にわれわれの開発した (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオード ME 101 の外形を示す。

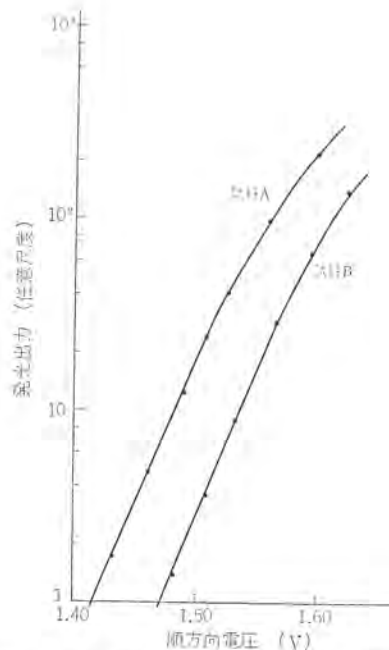


図 4.4 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードの発光出力-電圧特性の例
Typical radiant power output-voltage characteristics of (Ga_{1-x}Al_x)As light-emitting diodes.

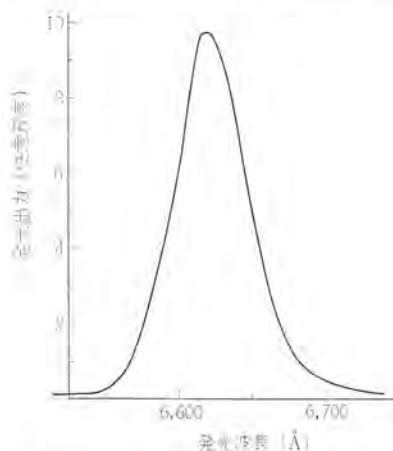


図 4.5 (Ga_{1-x}Al_x)As 発光ダイオードの発光スペクトル
Typical emission spectrum of (Ga_{1-x}Al_x)As light-emitting diodes.

4.2 発光ダイオードの特性

発光ダイオードの立上がり電圧は Al 濃度などによって若干異なるが、発光波長が 6,300 Å 以上のダイオードでは順方向電流 50 mA に対する順方向電圧は室温で 1.6~1.8 V である。

順方向電流-電圧特性は一般に次式で近似される場合が多い。

$$I = I_0 \exp(-eV/nkT) \quad (4.1)$$

n はダイオードによって異なる定数である。典型的な電流-電圧特性を図 4.3 に示す。 n の値は 1.3~1.8 である。

発光出力の測定は平行単色光束で校正された太陽電池を発光ダイオード中心線に垂直に対向させ、太陽電池の光電流と発光波長から出力を求めた。この場合、発光ダイオードレンズの指向性と太陽電池受光感度の指向性により受光器の光捕集効率 は 80 % 以下と評価されるが以下のデータでは、これの補正は行っていないので出力値は下限を表わすと考えてよい。

発光出力 P の電圧依存性はほぼ式 (4.1) で表わされるが、この場合の n は 1 に近い。図 4.4 は発光出力の電圧依存性の例である。

発光出力と電流との関係は上記の関係から次のようになる。

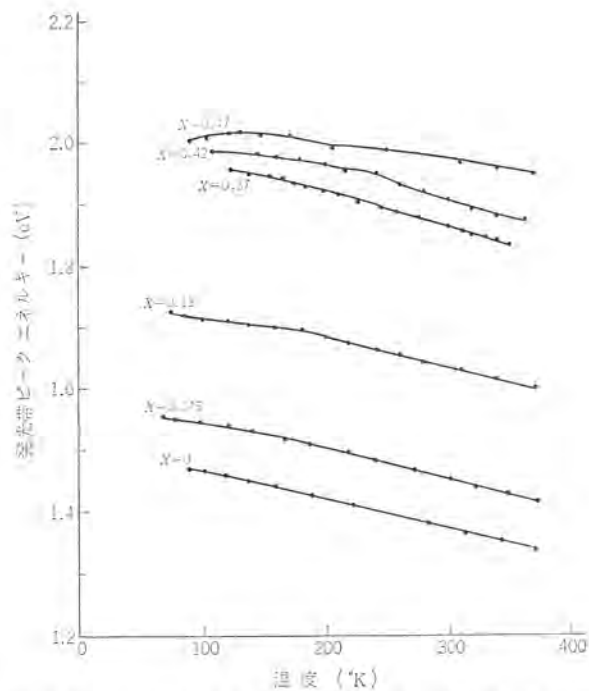


図 4.6 $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 発光ダイオードの発光帯ピークエネルギーの温度依存性
Temperature dependence of emission peaks of $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ light-emitting diodes.

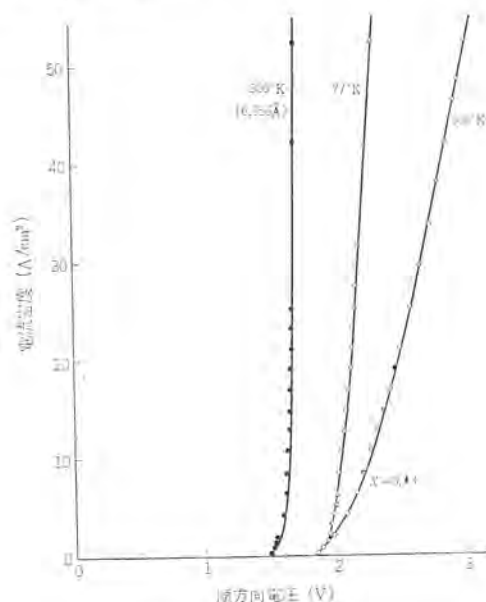


図 4.7 $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 発光ダイオード順方向電圧の異常現象
Anomaly in the forward current-voltage characteristics.

$$P \propto I^m \quad (4.2)$$

m の値は 1.3~1.5 である。

発光スペクトルは通常禁止帯幅に対応する強い発光帯のみが認められる。図 4.5 は典型的な発光スペクトルを示す。発光帯の半値幅は 250~450 Å である。

図 4.6 はいろいろな Al 濃度の発光ダイオードにおける発光帯のピークエネルギー、 $E = h\nu_P$ の温度依存性を示す。Al 濃度 x の低い場合は $\partial E/\partial T$ は GaAs の値に等しいが x が大きい試料では低温側で $\partial E/\partial x$ の小さい領域が存在する。高温領域、あるいは x が小さい場合の $\partial E/\partial x$ は direct band gap E_{gd} の温度依存性に等しいと考えてよい。低温領域の $\partial E/\partial x$ は indirect band gap E_{gt} またはこれに付随するドナー準位の温度依存性に対応するものと推定される。

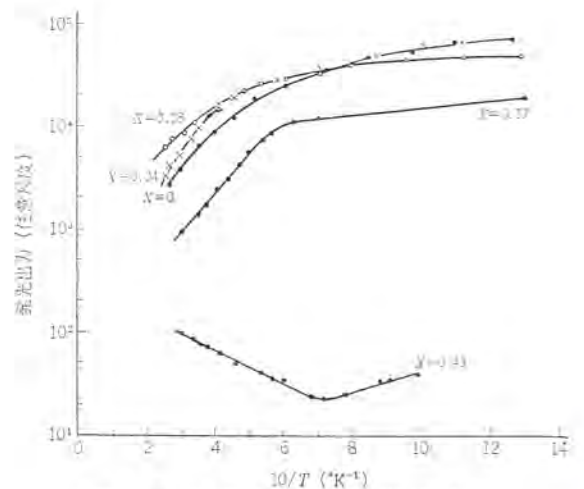


図 4.8 発光出力の温度依存性
Temperature dependence of radiant power output at a fixed current value.

表 4.1 代表的な $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 発光ダイオードの主要特性
Typical characteristics of $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ light-emitting diodes.

試料番号 #	発光帯 ピーク波長 Å	発光出力 ($IF=50\text{ mA}$) μW	外部量子効率 ($IF=50\text{ mA}$)	平均輝度 fL	Al 濃度 (x)
1	6,200	4.2	4.1×10^{-5}	650	~0.50
2	6,640	96	1.0×10^{-3}	8,000	0.41
3	6,770	124	1.4×10^{-3}	6,000	0.38
4	7,510	890	1.1×10^{-2}	700	0.21

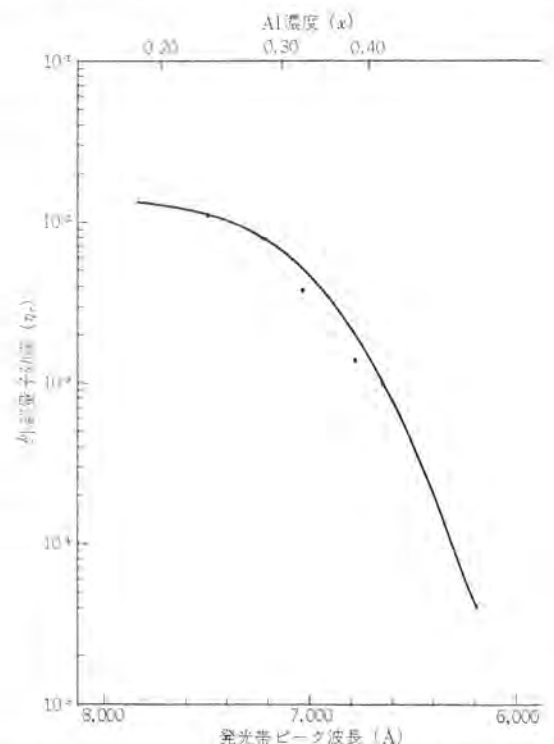


図 4.9 $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ 発光ダイオードの外部量子効率
External quantum efficiencies of $(\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x)\text{As}$ light-emitting diodes.

$x=0.43$ の試料では低温領域が室温以上まで延びている。この試料では図 4.7 に示すように 110°K 付近において順方向抵抗が異常に増大する。これは Ga(As_{1-x}P_x) において報告されているのと類似の現象である。同じ試料で発光出力の温度依存性においても x の低い試料と異なる傾向が現れる。図 4.8 に示すように x の低い試料では、室温付近では温度上昇とともに発光出力は減少するが、

表 4.2 (Ga_{1-x}Al_x) As 発光ダイオード ME 101 の特性
Characteristics of (Ga_{1-x}Al_x) As Light-Emitting Diodes.
最大定格 (周囲温度 25°C)

項 目	記 号	単 位	ME 101
※消費電力	P	mW	90
直流順電流	I_F	mA	50
せん頭順電流		A	2 (パルス幅 1 μ s, 繰返し周波数 300 Hz)
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
熱 抵 抗	θ_{JA}	°C/W	400 (接合部-周囲間)

動作特性 (周囲温度 25°C)

項 目	記号	単位	ME 101	
			最大値代表値	測 定 条 件
順 電 圧	V_F	V	1.80, 1.65	$I_F=50$ mA
接 合 容 量	C_j	pF	40	バイアス電圧 0 V 測定周波数 1 MHz
微 分 抵 抗		Ω	5	$I_F=50$ mA
光出力応答時間		ns	10	パルス電流印加による立ち上がり時間
ピーク波長範囲		\AA	6,300~7,300	
波長半値幅		\AA	350	
発 光 出 力		μ W	60	$I_F=50$ mA ピーク波長 6,800 \AA
輝 度		fL	300(最小値)	$I_F=50$ mA Spectra Pritchard Photometer で測定

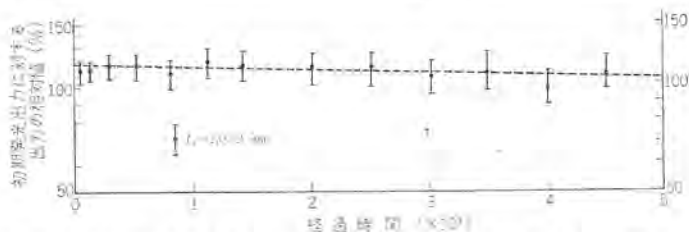


図 4.10 電流密度 1,000 A/cm² の連続通電における (Ga_{1-x}Al_x) As ダイオード 発光出力の経時変化
Degradation of radiant power out-put at the constant current bias of 1,000 A/cm².

$x=0.43$ の試料では逆に発光出力が増加する。これらの現象は direct valley の電子が indirect valley あるいはこれに付随するドナー準位に移動することが関係していると考えられる。

輝度の測定は Spectra Pritchard Photometer を用い、ダイオード主発光面の発光領域の中央部を中心とする直径 25 μ の円形領域の、発光面に垂直な方向における輝度を測定した。

代表的な発光ダイオード試料についての主要データを表 4.1 に示す。

発光波長は 9,000 \AA から 6,000 \AA 以下のものまで得られるが、発光波長 7,200 \AA 以上では暗い赤色、また 6,000 \AA 以下では弱い黄色である。最大の輝度を得られるのは 6,600~6,800 \AA の赤色領域である。図 4.9 は外部量子効率と発光波長との関係を示す。 $x \geq 0.3$ における外部量子効率の急激な減少は定性的には前記の direct valley から indirect valley またはドナー準位への電子の移動による直接再結合の確率の減少により説明できるが、このほかに内部吸収係数の

変化、p-n 接合注入効率の変化などの要因を考慮する必要がある。

表 4.2 に市販の発光ダイオード ME 101 の主要特性を示す。

発光ダイオードの信頼性および寿命に関しては、徒来、Ga As 赤外発光ダイオードにおいてかなり詳しい研究がなされている。発光ダイオードは順方向バイアスで用いられるため、電流破壊などの現象はほとんど見られないが、順方向電流密度が大きいとき発光出力が漸減する現象が知られている。(Ga_{1-x}Al_x) As 発光ダイオードにおける連続通電試験の結果、高電流密度においてもダイオード発光出力の減少率は著しく小さいことが明らかになった。図 4.10 は電流密度 1,000 A/cm² の連続通電における発光出力の経時変化である。この場合の電流密度は ME 101 の最大定格電流の約 10 倍に相当する。通常の使用状態における寿命の推定のために、さらに多くの実験が続けられている。

5. 発光ダイオードの用途

(Ga_{1-x}Al_x) As 発光ダイオードは以上に述べたように小さい電力で高い輝度を得られ、また寿命の点でもすぐれている。表示用光源としては小形計測器や機器動作状態表示板のように表示面積が小さくしかも高輝度を要求される場合、振動・衝撃の大きい環境で使用される場合、補修・点検の困難な場合などに特に適している。

このダイオードのもう一つの利点は発光波長が広い範囲で選択できることにある。表示光源用には肉眼に対する感度のよい 6,500~7,000 \AA の発光波長を持つダイオードが適している。

一方、7,000~7,500 \AA の範囲では肉眼に対する視感度はかなり低下するが発光出力は大きくなり 7,500 \AA で 0.7 mW 程度にできる。このようなダイオードは発光出力が Ga As 赤外発光ダイオードとほぼ同等で、しかも肉眼に対してもなおかなりの視感度があるので、受光素子と組み合わせて用いる光結合回路や光信号伝送装置において光学系調整が容易になるという特長があり、各種の光制御装置にも応用できる。

6. む す び

(Ga_{1-x}Al_x) As 発光ダイオードは開発されてから日が浅く、現在もなお改良が続けられている。今後も新しい構造、製作方法の採用によりさらにすぐれた特性をうることが期待される。

発光ダイオードの将来性はその特性とともに価格および量産性にかかっている。

(Ga_{1-x}Al_x) As は Ga As ウェハを基板として用い成長層の厚さを薄くしても発光特性に大差がないので量産に適しており、材料特性の制御性も良いので近い将来かなりの低価格の発光ダイオードを作りうると予想している。(昭和 44-4-7 受付)

参 考 文 献

- (1) J. F. Black, S. M. Ku : J. Electrochem. Soc., 113, 249 (1966)
- (2) S. M. Ku, J. F. Black : J. Appl. Phys., 37, 3733 (1966)
- (3) H. Rupprecht, et al. : Appl. Phys. Letters, 11, 81 (1967)
- (4) M. I. Hlegems, G. L. Pearson : 2nd International Conference on Ga As, (1968)

シリコンアバランシェ フォト ダイオード

藤川 恭一郎*・高 宮 三 郎*

Silicon Avalanche Photodiodes

Kitaitami Works

Kyôichirô FUJIKAWA・Saburô TAKAMIYA

Avalanche photodiodes (APD) are now drawing attention to turn photomultipliers to solid state. This article is an elucidation of their properties in general. Si-APD with a receiving diameter of 0.24 mm has been manufactured for trial and characteristics such as the maximum multiplication factor of 10^4 , and dark current of 10^{-11} A, spectral sensitivity of 0.3 A/W (at 8,500 Å, multiplication factor $M=1$) and the like have been obtained. It has been revealed through direct current analysis that the response time is opposed to the sensitivity, and short pulse signals lower the sensitivity and blunt waveforms; shot noises are found to increase in proportion to M^2 . It has been also made known that, as a result of studying the uniformity of breakdown voltage in relation to the problems of noises, noises caused by local breakdown are produced at $M \geq 100$ even when light is irradiated for diodes having uniformity close to theoretical limit.

1. ま え が き

p-n 接合素子に深い逆方向バイアスを印加し、なだれ降伏直前の状態にすると、キャリア（電子および正孔）が空乏層を通過するときに強電界で加速され、固体内で二次キャリア放出現象を起こす。これは固体内をキャリアが高速で走るとき格子原子に拘束されている電子に衝突し、自由な電子と正孔との対を発生させるからで、キャリアの数は等比級数的に増加する。このキャリア増倍機構と内部光電効果を組み合わせたのが、アバランシェ フォト ダイオード（以下 APD）で、あたかも光電子増倍管のごとき働きをする。

アバランシェ効果によるキャリアの増倍現象が初めて報告されたのは 1953 年⁽¹⁾であるが、APD 研究の歴史は比較的浅く 1963 年⁽²⁾ ころからである。しかし、APD にとって最も重要な接合面内での降伏の均一性とそれに悪影響を及ぼす因子については、結晶自体およびとくに電力用素子の研究としてそれ以前に数多くの報告がある。以下に APD の性能を示す要素とわれわれが試作した APD の特性、および降伏電圧の均一性に関する検討結果を述べる。

2. APD の 性 能

APD の性能は次の五つの要素によって決められる。すなわち

(1) 増倍率

増倍効果による光電流の倍率で、あるバイアス電圧における光電流を、増倍効果がない低バイアス電圧における光電流で割った値で定義される。増倍率の最大値は大きいことが望ましく、接合面内で均一な降伏特性を持つものがよい。増倍率は一般に M で表わされる。

(2) 暗電流

光を照射しないときに流れる電流で最小受信電力を決定するもので、できるだけ小さくする必要がある。

(3) スペクトル特性

一定電力の光が入射するときの光波長変化に対する光電流の変化で、広い波長範囲に対して大きな光電流が流れることが望ましい。そのためには空乏層を広くし、表面再結合が影響しない程度に接合を浅く形成するとよい。

(4) 応答速度

接合面積を小さくし、受光波長により空乏層を適当な厚さにするとよい。

(5) 雑音特性

降伏の均一性を良くし、Si-APD の場合には空乏層の p 層側でフォトリニアが発生するごとく設計するとよい。

これらの要素は APD の設計上相反するものがあるので、使用目的に応じてどの要素を重視すべきか考慮する必要がある。製作技術上最もむずかしいのは均一な降伏特性を示す接合を実現することで、大面積の電力用素子⁽³⁾ におけると同じく、以下のような事柄に留意する必要がある。

- (a) 基板結晶内の転位と欠陥
- (b) 不純物濃度の不均一性
- (c) 重金属または不純物原子の沈殿
- (d) 酸素の混入
- (e) 大きな曲率をもつ接合部分
- (f) 表面に突き出ている接合部分

3. APD の 構 造

フォトダイオードと同じ p-n 形、p-i-n 形のほかに APD 特有の不純物分布として $p^+-n-i-n^+$ 形がある。通常の接合では、プレーナ形でもメサ形でも一般に接合周縁の降伏電圧が内部より低いために表面での降伏が先行する。したがって接合面の広い領域（活性領域）で降伏が先行するように、ガードリング (Guard Ring) と呼ばれる降伏電圧の高い接合を活性領域周縁に重ねて形成する（図 3. 1）。図 3. 1 (c) はガードリングのない構造になっているが⁽³⁾、降伏特性への効果は図 3. 1 の (a)、(b) と同様である。

4. Si-APD の特性

試作した APD は n^+-p 形（図 3. 1 (a) 構造）および n^+-p^+-p 形（図 3. 1 (b) および (a) と (b) の組み合わせによる構造）の不純物分布をもつものである。図 4. 1 はその外形で TO-46 スタムにマウントしたものと、集光用光学系と一体化した BNC コネクタにマウントしたものを示してある。

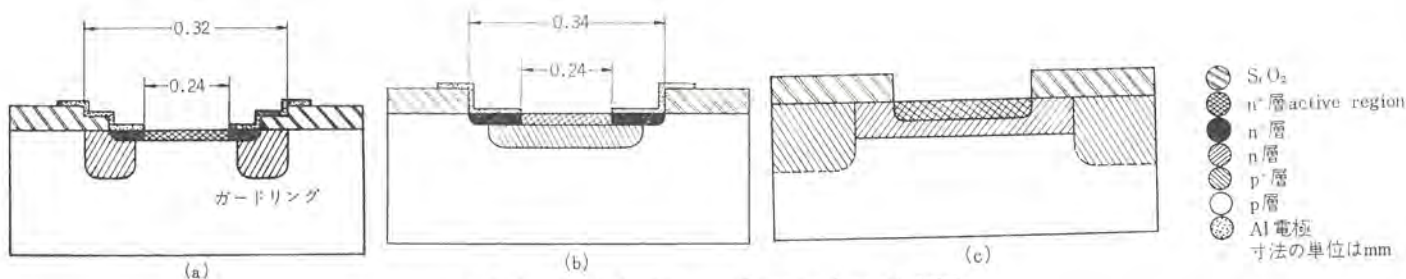
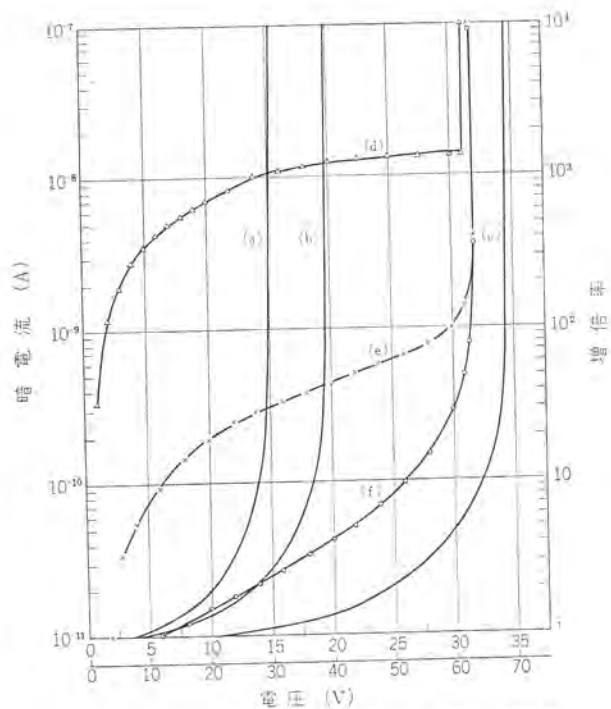


図 3.1 APD 断面図 Cross-sections of APD.



左は TO-46 ステムに取り付けキャップをしてある。
右は BNC-P-59 U に取り付けてあり、平行光線に対しては受光面積が 2,000 倍になる。

図 4.1 Si-APD Si-APD.



曲線 (a)(b)(c) は増倍率を示す (下段の電圧と右辺の増倍率参照)。
曲線 (d)(e)(f) は暗電流を示す (上段の電圧と左辺の電流値参照)。

図 4.2 増倍率と暗電流のバイアス依存性
Voltage dependence multiplication factor and dark current.

4.1 増倍率 (M)

直流光に対する増倍率と電圧との関係 (M vs. V 特性) を図 4.2 に示してある。増倍率 100 以上で安定な動作をさせるためには高精度の安定化バイアス電源を用いる必要がある。必要な安定化の程度は拡大された $1/M$ vs. V 特性 (図 5.1) および耐圧の温度特性 (図 4.3) から決められる。

4.2 スペクトル特性

図 4.4 に直流光による測定例を示してある。比較の意味で空乏

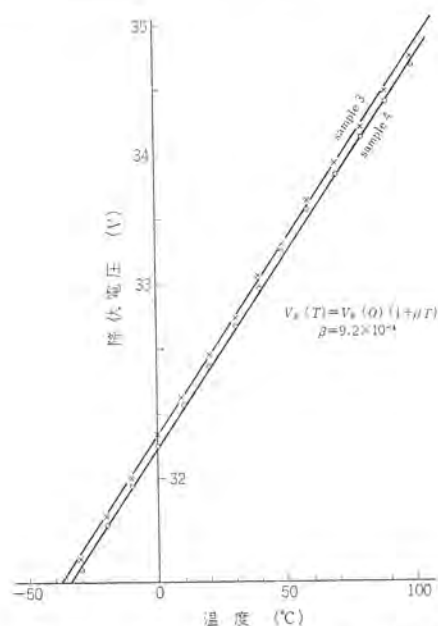
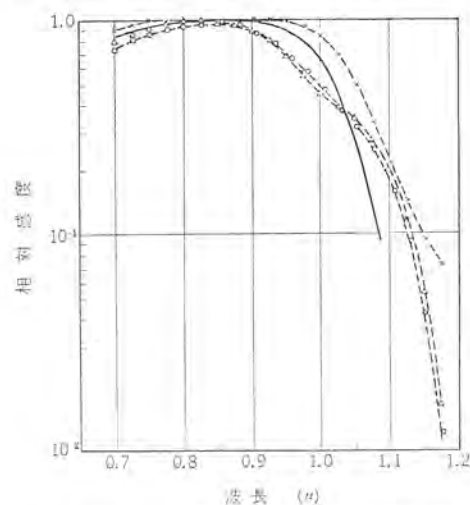


図 4.3 降伏電圧の温度依存性
Temperature dependence of breakdown voltage.



実線は理論計算値、△印と○印は試作 APD、×印は表面障壁形 PD を示す。

図 4.4 波長感度特性 Spectral response.

層厚 1μ , p 形基板比抵抗 $0.5 \Omega \cdot \text{cm}$ ($\tau_n = 25 \mu\text{s}$, $D_n = 27.5 \text{ cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ を仮定), 厚さ 200μ 階段接合フォトダイオードの直流スペクトル特性を、真性 Si の吸収係数を用いて、理論的に算出した結果を図 4.4 の実線で示した。図 4.5 および図 4.6 はそれぞれ空乏層 ($-1 \mu \leq x \leq 0$ の範囲) の外における電子密度分布と拡散速度を算出したものである。直流光に対しては基板の拡散長内で発生するフォトリヤの寄与が大きく、有効な吸収領域は数十 μ 程度になる。一方、空乏層が

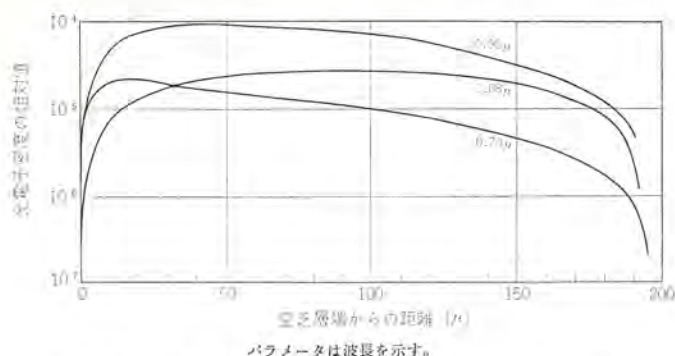


図 4.5 空乏層の薄い n^+ - p 形 フォトダイオード における バルク内の光電子密度分布
Photo-electron density in the bulk of a n^+ - p photo diode having a thin depletion layer.

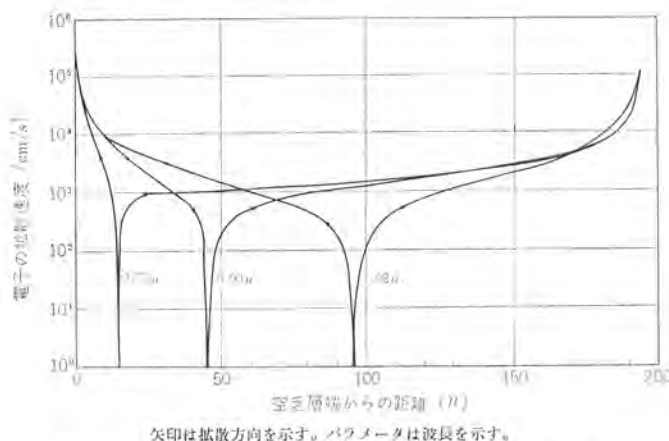


図 4.6 空乏層の薄い n^+ - p 形 フォトダイオード における バルク内の光電子拡散速度
Diffusion velocity of electrons in the bulk of a n^+ - p photo diode having a thin depletion layer.

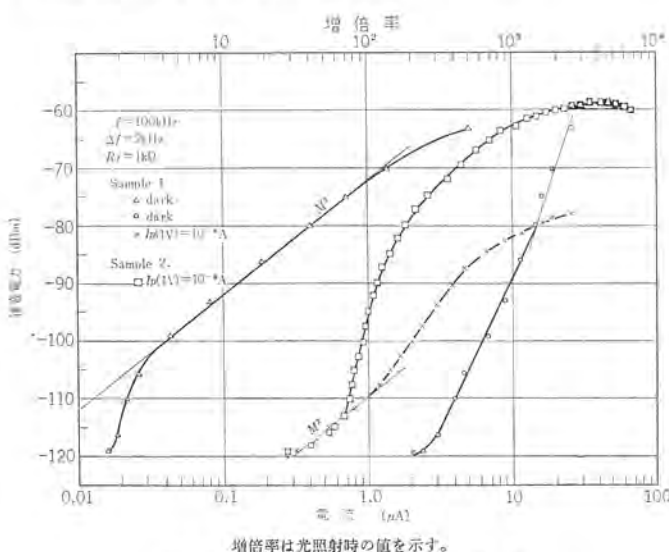


図 4.7 雑音の増倍率依存性
Multiplication factor dependence of noise power.

ら遠ざかるにしたがって拡散速度が急激に下がることから、高周波で変調されている光に対しては、有効吸収領域は数 μ と薄くなり吸収効率は低下する。したがって短い幅のパルス光に対しては応答波形がくずれることになる。

4.3 暗電流

図 4.2 に暗電流のバイアス依存性 (I_D vs. V 特性) の例を示した。アパランシェ降伏では I_D vs. V 特性の折れ曲がり鋭く、いわゆる

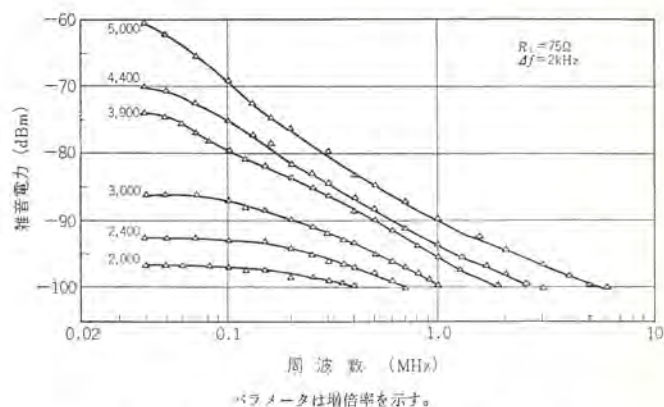


図 4.8 雑音スペクトル Noise spectrum.

hard breakdown が起こると言われている。これは図 4.2 の (d) と (e) のごとく比較的小きな表面での漏えい電流が飽和電流をおおいかくしている場合に見られる現象であり、飽和電流自体は低レベルの光電流と同じく増倍効果をうけて、低い電流レベルで観測すると、同図 (f) のごとく soft breakdown として観測される。われわれの試作した APD では接合を流れる飽和電流は 10^{-11} A 程度である。

4.4 応答速度

図 4.5 および図 4.6 から容易に予想されるように、空乏層の外で発生するキャリアがある時間遅れを伴って流れるので、空乏層の薄い APD では波形が悪くなることは避けられない。われわれの試作した APD の実測では波長 0.69μ のパルス光に対して約 20 ns の立ち上がり時間をもっている。

4.5 雑音特性

雑音の 100 kHz 成分の増倍率依存性測定例を図 4.7 に示した。×印は低バイアスでの光電流が 10 nA のときの雑音と増倍された光電流の関係を示す。○印は×印と同じバイアス条件下で光を遮断した場合の雑音特性を示す。△印は増倍された暗電流と雑音の関係を示す。McIntyre⁽⁴⁾ は均一に降伏する接合をもつ APD のショット雑音が M^{2+d} ($0 \leq d \leq 1$) に比例することを理論的に示しているが、×印と△印の直線部分はそれぞれ光 ON, OFF 時のショット雑音であり M^2 に比例する増加を示している。△印が 40 nA 以下で直線からはずれているのは接合以外を流れる漏えい電流が存在することによるものである。×印が 1.2μ A 以上で直線からはずれていること、および○印が $M \sim 1,500$ で折れ曲がっているのは、ショット雑音にマイクロプラズマの ON-OFF 雑音が重畳されているためである。このことは図 4.8 に示されるごとく、雑音スペクトルを測定すると、雑音電力が、増倍率が大きくなるにつれて、周波数の低い範囲に集中し f^{-2} に比例して変化することからも明らかである⁽⁵⁾。マイクロプラズマの ON-OFF 雑音が特長のある長方形パルス例として観測されることは周知のことであるが、雑音電力が M^{2+d} に比例し、ショット雑音と考えられる範囲でも増倍率が大きくなると電流スパイクが見られる。

5. 降伏の均一性

増倍率の点で性能の高い APD を製作するには、活性領域内で均一に降伏するように接合を形成せねばならないことは、2.1 節に述べたごとくであるが、接合の均一性は雑音特性を良くするためにもきわめて重要である。接合面積が小さく、均一に降伏する接合の場合でもマイクロプラズマの ON-OFF 雑音が発生することを Haitz⁽⁶⁾ が確認しているが、一般的に言って、面積が大きくなると耐圧の低

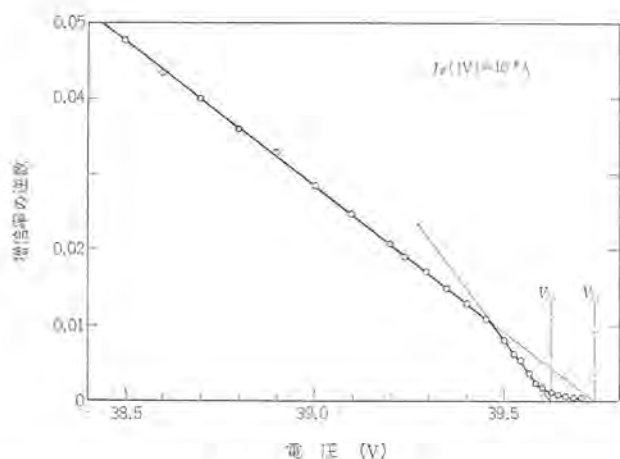
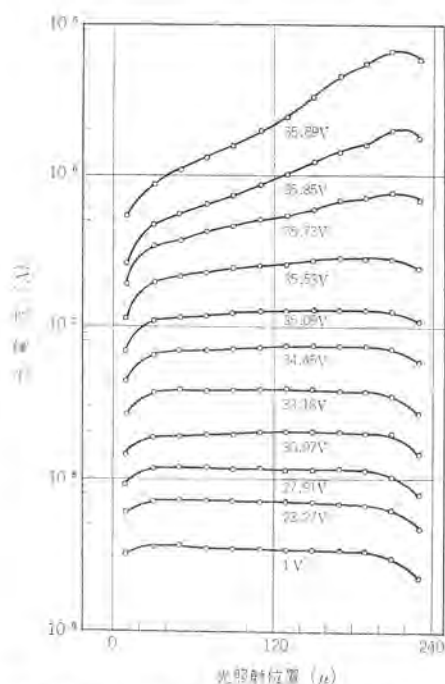


図 5.1 $1/M$ vs. V 特性
 $1/M$ vs. V characteristics.



横軸目盛 120 μ が APD の中心で、0 と 240 は活性領域の両端を示す。パラメータは印加電圧。

図 5.2 20 μ 光スポット照射位置による光電流変化
Photo current variation due to scanning of 20 μ light spot.

い特定の部分で局所的な降伏が起こりやすくなる。したがって、マイクロプラズマを発生しない、あるいはマイクロプラズマが発生するにいたるバイアス電圧以下で十分に大きな増倍率を示す APD は、一般に、接合内に微小面積の降伏電圧の低い部分を持たない APD であると言ってよい。降伏電圧の均一性については、たとえば Shockley⁽⁷⁾ が示している不純物濃度の統計学的ばらつきによる降伏電圧のばらつきのように本質的に限界が存在するので、それをめやすとして素子特性を評価することもできる。さらに Haitz ら⁽⁸⁾ は、 $1/M$ vs. V 特性を示す曲線を降伏電圧近傍で直線近似すると、局所降伏を起こしている面積の割合が十分に小さく、かつ局所降伏が起こると光電流の大部分が局所降伏部を流れるという仮定のもとでは、直線の折れ曲がりから局所降伏部の占める面積の割合を知ることができることを示している。

図 5.1 は試作した APD の $1/M$ vs. V 特性の例を、降伏電圧近傍を拡大して、示したものである。二つの直線が交差している点

(約 39.46 V) 以上の電圧では局所的な光電流が支配的である。同図に対して局所降伏部が占める面積の割合を求める Haitz らの方法⁽⁸⁾ を適用すると全面積の約 60 % が降伏部となり、上述の適用条件からはずれていることになるが、このことは、局所降伏電圧 (V_{BL}) と全体の降伏電圧 (V_{BV}) とが接近していることと関連して、接合の均一性がかなり良いことを示している。同図の V_{BV} と V_{BL} との差が約 0.12 V であるように、 $1/M$ vs. V 特性から得られる降伏電圧の差 ($V_{BV} - V_{BL}$) は 0.5 V 以下のものがかなり多く、Shockley の降伏電圧のばらつきに対する統計理論から得られる概算値、0.7 V を下回る場合が多い。増倍率の上昇が鈍り、直線からはずれる現象 (図 5.1 では $M \leq 500$ の範囲に相当する) がマイクロプラズマ発生による電流の飽和現象に起因すると考える Goetzberger⁽⁹⁾ の説と、Champlin⁽⁵⁾ のマイクロプラズマ雑音に関する理論および実験結果とを組み合わせると、増倍率上昇の鈍りはマイクロプラズマ ON 時間の割合、すなわち増倍を行わない時間の割合が大きくなることが原因であると解釈される。しかし、雑音の 100 kHz 成分測定によると、マイクロプラズマ ON 時間の割合が増倍率の上昇の鈍りとして検出される状態ではマイクロプラズマ雑音はすでにピークに近い状態にまで至っており、雑音が発生しはじめる電圧での増倍率はかなり小さい。たとえば図 4.7 の□印は図 5.1 と同一試料の雑音と増倍率との関係を示したものであるが、 $M \sim 70$ ですでにマイクロプラズマ雑音が支配的であること、および $M=500$ では雑音がピーク値から -10 dB 程度にまで近づいていることを示している。

図 5.2 は直径 20 μ の光スポットを受光面 (240 μ の直径に沿って走査したときの光電流の変化を、バイアス電圧をパラメータにして、示したものである。光スポットが大きいため分解能は十分ではないが、降伏電圧のきわだった不均一性はないと思われる。降伏電圧に近いバイアス条件では、左から右へ移動するにしたがって増倍率の単調増加が見られるが、これを降伏電圧の単調低下に換算すると 0.15 V/200 μ (7.5 V/cm) となり、基板ウェファの比抵抗の巨視的变化から予想される降伏電圧変化 (≤ 1 V/cm) を上回っている。

6. む す び

試作した素子の諸特性を表 6.1 にまとめて示した。増倍率についてはいずれも数千を越える高い値を示した。逆方向飽和電流は、常温で、約 10^{-11} A 程度である。スペクトル特性は光波長約 0.85 μ に最高感度を持ち、直流光に対しては、空乏層の薄い APD でもかなり長波長まで高感度で応答する。変調光に対しては変調周波数を高くするにしたがって APD の実効的な光吸収層が減少するので感度は低下する。応答速度は、空乏層の外からのキャリア流入が関与しているので、空乏層の走行時間を短くしても上がらない。しかし、感度の減少を考慮外とすると走行時間制限周波数 (約 2×10^{10} Hz) まで応答しうる。雑音特性はショット雑音が M^2 に比例して増加することを示した。ショット雑音の増倍率依存性が比較的小さいのは、電子のイオン化係数と正孔のイオン化係数との比が大きいためによるものと考えられるが、さらに、フォトキャリアのうちほとんど電子だけを一次キャリアとして使う構造を採用していることもきいていると思われる。比較的雑音が小さい素子ではマイクロプラズマ雑音が発生する増倍率は光照射なしで 5×10^4 程度、光照射時 (1 V バイアスでの光電流 10 nA の場合) で 100 程度であった。光照射時におけるマイクロプラズマ雑音の立上りはショット雑音の場合より鋭いので低周波では容易に観測される。マイクロプラズマ雑音は周波数成分が低周波に片寄っ

表 6.1 試作 APD の諸特性 (Typical)
Typical characteristics of APD samples.

構 造	(a)	(a)	(b)	(a・b)	単 位 と 備 考
受 光 面 積	4.5×10^{-4}	4.5×10^{-4}	4.5×10^{-4}	4.5×10^{-4}	cm ²
降 伏 電 圧	35~40	65~70	29~33	25~27	V
容 量	5.6	2.9	6.8	9.2	pF at breakdown voltage
暗 電 流	0.05	0.1	0.01	0.05	nA at 1 V bias, 25°C
等価雑音入力	0.2	0.3	0.04	0.2	nW for $\lambda=0.85 \mu$ at 1 V bias
直 流 感 度	0.25	0.3	0.25	0.25	A/W for $\lambda=0.85 \mu$ at 1 V bias
最大増倍率	>4,000	>4,000	>4,000	>4,000	for $I_p(1V)=10^{-8}A$
限界増倍率*	100	70	80	70	for $I_p(1V)=10^{-8}A$

* 雑音の 100 kHz 成分がショット雑音性からマイクロプラズマ性に変化する遷移状態の増倍率

ているので GHz 帯での測定ではほとんど観測されない。

以上述べてきたように APD はとくに雑音特性の改善が今後の最

も重要な課題と思われる。そのためにはより完全な結晶材料を使用すること、および素子の製作過程における欠陥もしくは不純物の導入をできるだけ抑制することに留意しなければならない。しかし、これらはある程度限界があるので素子の構造設計上から補償しうるような配慮がもつとなされるべきであると思うし、その余地は残されている。

最後に APD の開発にあたってご指導とご協力をいただいた当社鎌倉製作所 電子機器研究部の関係者に感謝します。

(昭和 44-4-7 受付)

参 考 文 献

- (1) K. G. McKay, et al : Phys. Rev., **91**, 1,079 (1953)
- (2) K. M. Johnson : ISSCC, **7**, 64 (1964)
- (3) W. T. Lynch : IEEE Trans. ED, ED-15, No. 10, 735 (1968)
- (4) R. J. McIntyre : IEEE Trans. ED, ED-13, No. 1, 164 (1966)
- (5) K. S. Champlin : J. A. P., **30**, No. 7, 1,039 (1959)
- (6) R. H. Haitz : IEEE Trans. ED, ED-12, 198 (1965)
- (7) W. Shockley : Solid State Electronics, **2**, No. 1, 35(1961)
- (8) R. H. Haitz, et al : J. A. P., **34**, No. 6, 1,581 (1963)
- (9) A. Goetzberger, et al : J. A. P., **34**, No. 6, 1,591 (1963)

デジタル IC の機能試験装置 (IC テスタ)

壺井 芳 昭*

Functional Testers for Digital Integrated Circuits

Central Research Laboratory Yoshiaki TSUBOI

With the increase in demands of integrated circuits, their test has come to impose vital problems. A functional tester for digital integrated circuits given herein is the ones developed for use in preliminary checking, shipment or acceptance inspection of large quantities of integrated circuits. Providing all the possible combinations of "1s" and "0s" to all input of integrated circuit to be inspected, the test on logical operation and the test for input voltage levels are performed simultaneously. Test conditions such as power supply voltage input level for "1" and "0", load currents and limiting voltages can be set up digitally with an accuracy of 0.2%. The test is for GO, NO-GO and time required is about 0.4 second for each IC. Herein are given an explanation of test method and composition of the device together with the specification.

1. ま え が き

電子計算機・卓上計算機をはじめとする電子装置は、いまやトランジスタの時代から集積回路（以下、IC と略する）の時代へと進み、IC の需要は著しく増大した。このため、IC の製造業者側にとっても、使用者側にとっても、IC の試験ということが、きわめて重要な問題になっている。

IC の電気的特性の測定は、IC が機能回路であることから、抵抗やトランジスタのように簡単ではなく、その測定項目も非常に多い。このため磁気ディスクなどの記憶装置にはいったプログラムにより制御され、自動的に多種のパラメータについて測定する多項目自動試験装置が IC の製造に用いられている。しかし、この種の自動試験装置は 1 台が数千円以上であり、非常に高価であるため、IC の使用者側において受入検査の目的で設置することは実動率と経済性の点から困難である。一方製造者側においても、IC の出荷時の再試験あるいは高価な自動試験装置の実動率を上げるための予備的な試験などに使用する簡単な試験装置の開発が強く望まれていた。しかし大量の IC に適した簡易形の試験装置は市場に見出すことができなかった。

このため、筆者らは、特定の IC に対してはすでに簡易形の機能試験装置を開発し実用に供してきた⁽¹⁾。ひきつづき、さらに一般的なものとして、HLTTL 系などデジタル IC を対象としたはん用の IC 機能試験装置を開発した^{(2)~(4)}。この機能試験装置は、被試験 IC の直流特性の一部と論理機能を自動的に試験するものであり、

- (1) 試験条件はデジタル的に高精度に設定でき、変更が容易。
 - (2) 出力電圧と論理機能に対する試験を同時に行ない、それぞれの結果が独立に表示されるため不良原因の分類ができる。
 - (3) HLTTL 系、DTL 系など IC のファミリ（系）ごとにプラグインユニットが用意されており、今後新しく開発されるファミリに対しても、単にプラグインユニットを新設するだけで対応できる。
 - (4) 測定品種の切換えはスイッチで簡単にこなせる。
 - (5) ゲートだけでなく、フリップフロップやシフトレジスタの試験もできる。
 - (6) IC 1 個当たりの試験時間は約 0.4 秒であり、オートハンドラと連動して大量の IC の完全自動試験が可能である。
- などが特長である。この試験装置 (IC テスタ) は、現在当社および

IC の使用者側で実用に供されている。

以下、この IC 機能試験装置の動作原理と構成の概要について述べ、その仕様を付録にまとめてしるす。

2. 試 験 法

2.1 試験項目

一般にデジタル IC についての試験としては、直流特性、論理機能およびスイッチング特性の三つがとりあげられる。ここでは、装置の目的と規模の点から必要十分と思われる範囲にしばり、直流特性のうちの入出力電圧特性および論理機能の試験に限定している。

2.2 試験法

入出力電圧特性（出力電圧レベル）と論理機能に対する試験は、被試験 IC の全入力端子に "1" と "0" のあらゆる組合わせの試験信号を与え、その出力に対して同時に実施する。図 2.1 は試験法の構成を示すブロック図である。パターン発生器は、被試験 IC の入力の最大値 8 個に対応して 8 チャンネルの記号 S (S1~S8) を発生する。この S によって駆動されるレベル設定回路は、図 2.2 に示すように、"1" と "0" のレベルがそれぞれ V_{IH} および V_{IL} である 8 チャンネルの試験記号 U (U1~U8) を発生する。

被試験 IC およびそれと同一品種の（または同一の論理機能を持つ）標準 IC の各入力には、U および S がそれぞれ分配され与えられる。被試験 IC の出力 UE は電圧比較器とパターン比較器に入り、電圧レベルおよび論理機能に対する判定が行なわれる。電圧比較器では、高電位側比較電圧 V_{OH} および低電位側比較電圧 V_{OL} と比較され、

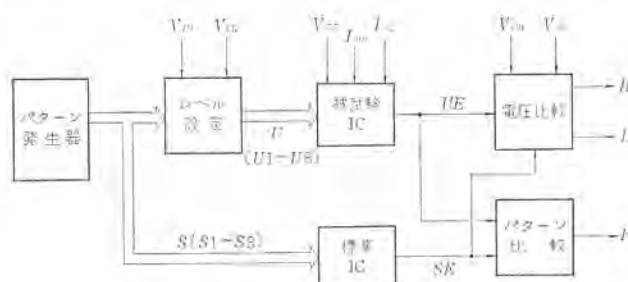


図 2.1 試験回路のブロック図
Simplified block diagram of testing unit.

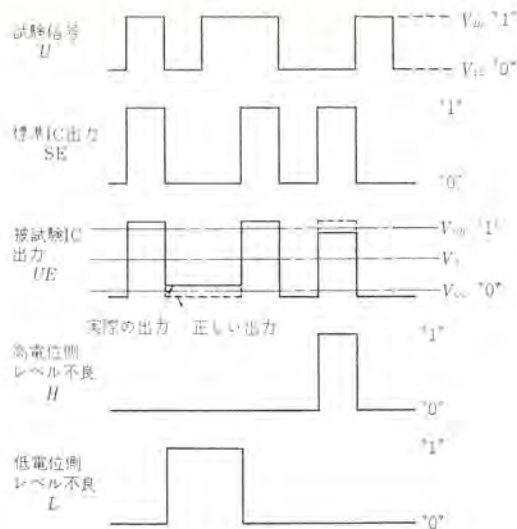


図 2.2 試験波形の一例
Example of test waveforms.

$UE = "1"$ であるべきとき、すなわち $SE = "1"$ のとき

$UE < V_{OH}$ ならば $H = "1"$

$UE = "0"$ であるべきとき、すなわち $SE = "0"$ のとき

$UE > V_{OL}$ ならば $L = "1"$

それ以外では、 $H = L = "0"$

となる比較記号、 H および L を発生させる。図 2.2 に試験波形の一例を示す。ここで SE は標準 IC の出力である。

一方、被試験 IC の出力 UE は同時にパターン比較器により、標準出力 SE と比較され論理機能の良否が判断される。ただし、 UE はパターン比較器内でまずレベル変換器により

$UE > V_T$ ならば $UE = "1"$

$UE < V_T$ ならば $UE = "0"$

とほん訳されたのち、 SE との比較が行なわれる。ここで V_T はレベル変換器の「しきい値電圧」であり、

$$V_T = (V_{OH} + V_{OL})/2$$

に自動的に設定される。論理機能に不良があれば、 UE と SE のパターンに不一致が起こり、パターン比較器の出力 F が $"1"$ となる。

被試験 IC の負荷電流としては、 UE が $"1"$ であるべきときには I_{OH} が、 UE が $"0"$ であるべきときには I_{OL} が与えられる。これは、 SE によって制御される電子スイッチにより切り換えられる。通常、1 個の IC のパッケージ内には、単位論理素子が数個含まれているが、この場合、各単位論理素子ごとに順に試験を行なう。

ゲートエキスパンダの試験は、エキスパンダブルゲートを装置に内蔵し、両者を組合わせた状態で試験を行なう。逆の場合も同様である。

2.3 不良原因の分類

被試験 IC の不良原因はその各出力ごとに、高電位側レベル不良 (H)、低電位側レベル不良 (L) および論理機能不良 (F) について分類して表示されるとともに、そのうち一つでも不良であれば被試験 IC の不良を示す NO-GO 信号が出る。

また、これら H 、 L および F の各不良記号は不良原因の分類にも利用される。たとえば、 $H = "1"$ だけでは被測定 IC の出力が接地短絡などで低電圧 ($"0"$) になったままなのか、高電位側比較電圧 V_{OH} よりわずかに低いこと以外は正常に動作しているのか区別がつかない。この試験法では、前者の場合は $F = "1"$ となり、後者では $F = "0"$ となるため両者の区別が可能である。 $L = "1"$ の

場合についても同様に考えることができる。

3. 構成

デジタル IC 機能試験装置の外観を図 3.1 に示し、全体のブロック図を図 3.2 に示す。試験装置 (IC テスタ) は三つのユニットから構成されている。まず、電源部は試験条件すなわち V_{CC} 、 V_{IH} 、 V_{IL} 、 V_{OH} 、 V_{OL} 、 I_{OH} および I_{OL} を設定するためのデジタル設定電源および装置全体の直流電源である。試験部は装置の主要部であり、手動試験の場合の試験ソケット (テストヘッド)、スタートスイッチ、試験結果を示す表示灯、オートハンドラと結合するための接せん (栓) およびプラグインユニットなどを含む。

プラグインユニットには標準 IC 群とリレーマトリクスが収容されており、特定の IC の品種群に対してまとめられている。HLTTL 系 (M 5300 P シリーズ) ではゲート類 7 品種に対し G 形、フリップフロップとシフトレジスタの 4 品種に対しては F 形の合計 2 台のユニットに分割されている。DTL 系 (M 5930 P シリーズ) も 2 台のユニットで全品種をカバーしている。測定品種の選択は、プラグインユニットのスイッチにより簡単に行なわれる。

計数記録部は、試験結果を集計記録するための電磁カウンタ群を収容している。集計記録の必要がない場合は、この計数記録部を設ける必要がなく、自由に脱着できる。

つぎに、主要回路について簡単に説明を加える。

3.1 パターン発生器

"1" と "0" の、できるだけランダムな組合わせを発生させるため、8 ビットの最大長楕かん形シフトレジスタを用いる⁽⁵⁾。約 20 kHz のクロ



図 3.1 デジタル IC の機能試験装置
Functional test for digital integrated circuits.

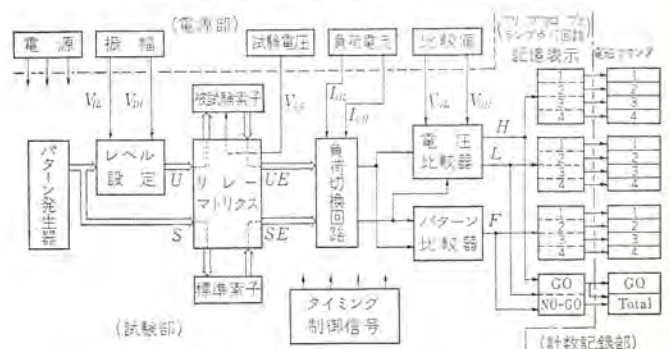


図 3.2 機能試験装置のブロック図
Block diagram of functional tester.

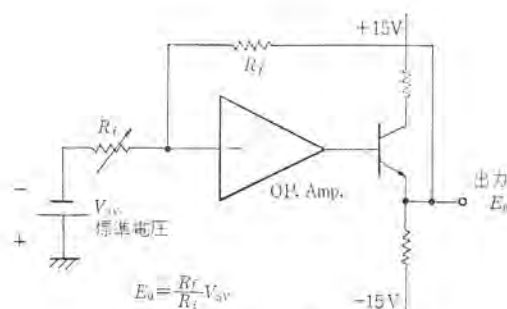


図 3.3 定電圧源
Voltage source.

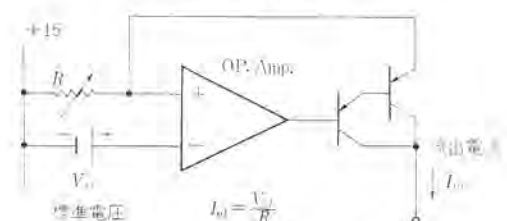


図 3.4 定電流源
Current source.

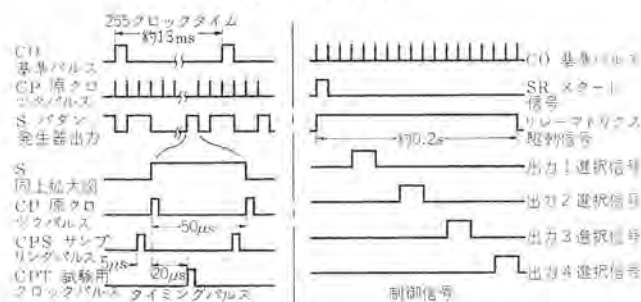


図 3.5 タイミングパルスと制御信号
Timing pulses and control signals.

ックパルスに同期して動作し、 $2^5-1=255$ クロックタイムで発生パターンが一順する。

3.2 レベル設定回路

トランジスタ・アナログスイッチ群で構成されるもので、パターン発生器の出力 S で駆動され、“1”と“0”の電圧レベルがそれぞれ V_{IH} および V_{IL} である 8 チャンネルの試験信号 U を発生する。

3.3 リレーマトリクス

被試験 IC 品種にしたがって、試験ソケットの 14 本のリードと試験回路の入出力信号線間の選択接続および標準 IC 群のなかから、被試験 IC に対応するものの出力を選択するためのリレー群である。特定のプラグインユニットに対しては測定品種が固定であることから、多極リレーを用い単純な構成にしている。リレーにはリードリレーを使用している。なお、リレーマトリクスは測定期間 (約 0.2 秒) だけ導通となり、被測定 IC に電源電圧や信号が印加されるのはその期間だけである。

3.4 負荷切換え回路

被試験 IC の最大 4 個の出力を、標準 IC の出力とともに、順に比較器へ送り、時間的に直列に試験を行なうための出力切換りおよび負荷電流 I_{OH} と I_{OL} を標準出力 SE の“1”と“0”にしたがって切換えるための電子スイッチからなる。

3.5 比較器

U_E と V_{OH} の電圧比較を行なうための高電位側電圧比較器と、同じく U_E と V_{OL} のための低電位側電圧比較器およびレベル変換器と EXCLUSIVE-OR から構成されるパターン比較器がある。

3.6 記憶表示

比較器からの出力、H、L および F を被試験 IC の各出力ごとに一時記憶するためのフリップフロップおよびその内容を表示するためのランプ群からなる。

3.7 デジタル設定電源

V_{IH} , V_{IL} , V_{OH} , V_{OL} および V_{CC} のためのデジタル設定電圧源と I_{OH} および I_{OL} のためのデジタル設定電流源である。図 3.3 と図 3.4 に定電圧源と定電流源の原理的な構成を示す。出力電圧または電流の設定は、パネル面の 3 けたのデジタルスイッチにより抵抗値を切り換えることにより行なう。

3.8 タイミング制御信号発生回路

図 3.5 に代表的なタイミングパルスと制御信号を示す。約 20 kHz の原クロックパルス CP と、それに同期した判定用サンプリングパルス CPS およびフリップフロップと、シフトレジスタを試験する場合に用いるクロックパルス CPT を発生する。またパターン発生器の 1 周期 (255 クロックタイム) ごとに発生する基準パルス CO は制御カウンタを駆動する。スタート信号 SR は試験開始スイッチまたは外部接点を閉じることにより発生する単発パルスであり、制御カウンタの計数を起動する。各制御信号は、このカウンタの出力をデコードすることにより発生される。全測定期間 (約 0.2 秒) が終われば制御カウンタは止まりスタンバイ状態になり、つぎのスタート信号がくるまでそのままの状態を保つ。

3.9 試験ソケット

大量の IC を試験する場合は、オートハンドラと組合わせ全自動で行なうが、比較的少数の場合は試験装置本体の試験ソケットを用い、能率よく測定することができる。試験ソケットにそう入された IC は、レバーを押せば飛び出すようになっており、ピンセットや特別な引き抜き工具を使用する必要がない。また、試験ソケットはプリント板に取り付けられており、プリント板を交換することにより試験ソケットの交換が簡単にできる構造になっている。

4. む す び

比較的簡単な構成で、デジタル IC の論理機能試験と若干のパラメータ試験が同時に精度よく行なえる試験装置 (IC テスタ) について述べた。付録の仕様に示すように、試験条件がデジタル的に自由に設定でき、電圧レベルの判定精度が高いため、単に良否の判定だけではなく入出力特性の測定などにも利用することができる。

この機能試験装置は、当社中央研究所で開発ののち北伊丹製作所で製品化され、同所における IC の製造と出荷試験および IC の大量使用者側における受入検査などに、現在約 15 台が稼働中であり、実用を通じきわめて有用であることが確かめられた。さらに、デコーダ、カウンタなどの MSI に対処するため、測定機能を拡張した改良形も現在開発が進められている。各方面における IC 化が進み、IC の需要量が增大するにしがたい、今後この種の試験装置の必要性がますます大きくなるものと思われる。

終わりに、この試験装置の開発にあたり試験条件・規格などについて種々ご検討いただいた、北伊丹製作所集積回路部の関係諸氏および製品化を担当していただいた同所製造部設備管理課の関係者に深謝する。また、装置の開発・試作にご協力いただいた当中央研究所試作部のかたがたにお礼申しあげる。(昭和 44-4-7 受付)

参 考 文 献

- (1) 壺井・松原：三菱電機技報，41，No. 8，1,035 (昭 42)

- (2) 壺井・松原：通信学会昭42全国大会，1007
 (3) 壺井・ほか：電子計測，8，No. 8，24（昭43）
 (4) 壺井：デジタルICの機能試験装置の試作，電気学会誌投稿中

- (5) W. W. Peterson：Error-correcting code, MIT Press, 118
 (1961)

付 録

仕 様

- (1) 試験項目
 (i) 出力電圧レベル試験 (LEVEL TEST)
 (ii) 論理機能試験 (FUNCTION TEST)
 (2) 所要試験時間： 約0.4秒/個（測定0.2秒，表示記録0.2秒）
 (3) 試験可能な最大入力数： 8（単位論理素子当たり）
 (4) 試験可能な最大出力数： 4（1パッケージ当たり）
 (5) 被測定素子の入力信号
 (i) 8ビットの最大長帰かん形シフトレジスタによるパターン発生器
 (ii) 振幅（レベル）はデジタル設定電源， V_{IH} と V_{IL} により可変
 (iii) クロック周波数： 約20kHz
 (6) 被測定素子電源電圧
 (i) デジタル設定電圧源 V_{CC} により可変
 (ii) 最大消費電流： 100mAまで
 (7) 被測定素子負荷電流
 (i) デジタル設定電流源 I_{OH} ， I_{OL} により可変
 (ii) I_{OH} は流出負荷電流， I_{OL} は流入負荷電流
 (8) 電圧レベル判定
 (i) デジタル設定電圧源 V_{OH} ， V_{OL} により可変
 (ii) V_{OH} は高電位側， V_{OL} は低電位側の比較電圧
 (iii) 判定精度： 10mV
 (9) デジタル設定電源
 (i) デジタル設定電圧源
 V_{IH} ： V_{IL} ， V_{CC} ， V_{OH} および V_{OL} とも，
 0.00～5.99Vを10mVステップ
 精度： ± 10 mV
 (ii) デジタル設定電流源
 I_{OH} ： 0.00～5.99mAを10 μ Aステップ
 精 度： ± 10 μ A

I_{OL} ： 00.0～59.9mAを0.1mAステップ

精 度： ± 0.1 mA

- (iii) いずれもチェック用出力端子あり
 (10) クロックパルス
 (i) フリップフロップ，シフトレジスタなどクロックパルスを必要とするものに使用
 (ii) 低電位側電圧： 約0.8Vに固定
 (iii) 高電位側電圧： 約2.0～4.0V可変
 (iv) パルス幅： 1 μ s
 (v) パルスくり返し周波数： 約20kHz
 (11) 表示項目（ランプ）
 GO/NO-GO
 FUNCTION ERROR $\times 4$
 LEVEL ERROR (HIGH) $\times 4$
 LEVEL ERROR (LOW) $\times 4$
 (12) スタート信号
 (i) MANUALは押しボタンスイッチ
 (ii) EXTERNALは，メーク接点を受けてスタート
 (13) テストヘッド
 (i) 本体の試験ソケット
 (ii) EXTENSION可能，最大2m
 (iii) KELVIN CONTACTではない
 (14) カウンタ
 (i) 全測定個数，良品個数および各不良内容
 (FUNCTION, LEVELS) 12個，計14個
 (ii) 6けたの電磁カウンタ，手動復帰
 (15) 入力電源： AC 100V ($\pm 10\%$)，50～60Hz，130VA
 (16) 使用温度範囲 $25^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$
 (17) 寸法： 540(W) \times 680(H) \times 500(D)mm

クロムマスク

太田 基義*・矢田 俊雄*・豊田 裕康*・伊藤 和男*
川 瀬 健**

Chrome Masks

Central Research Laboratory

Motoyoshi ÔTA・Toshio YADA・Hiroyasu TOYODA・Kazuo ITÔ

Kitaitami Works

Ken KAWASE

In manufacturing integrated circuits, as the pattern is finer, slight damage on a photographic emulsion mask produced by contact printing comes more problems. Then, a chrome mask, which is said to have abrasion resistance of several tenfold that of the photographic emulsion mask, has come to be paid attention to. The chrome mask is the one made by evaporating chrome on a ultra flat glass substrate about 0.07μ thickness, further by coating photo-sensitive resist over it about 1μ thickness.

Study was made by us about the contact print method, vacuum contact and nitrogen pressure contact, in the process of manufacturing chrome mask from photographic emulsion masks. As a result, it has been revealed that the vacuum contact print method brings about somewhat good results but not much difference.

1. ま え が き

集積回路の製造において、集積度が増加し高速動作性が要求されるにつれて素子形状の微細化が急速に進んでいる。パターンが微細化すると必然的に写真マスクの精度が必要となり、写真マスクの密着焼付け時の損傷が問題となってくる。現在使用されている写真マスクは乳剤層としてゼラチンが使用されているため、半導体ウエハと密着焼付けを行なうとき、ウエハのおうとつ部との接触やすり合わせにより乳剤層のよごれや損傷がひどく、同一マスクが数回しか使用できない⁽¹⁾⁽²⁾。

こうした従来の写真マスクの欠点を改善するものとして、クロムマスクが注目されてきた。

クロムマスクは平滑なガラス基板上にクロムを約 0.07μ 蒸着し、その上に感光性樹脂を 1μ 以下に塗布したものである。

われわれはクロムプレートによるクロムマスク製作について、真空密着焼付けと窒素加圧焼付けについて検討した。

2. 一般的写真マスクの製造法

2.1 写真マスクの製作工程

写真マスクは一般に大倍率で描かれた原図を写真的に正確に縮写して作るが、その多くは下記の工程の組合せで製作される。

- (1) 原図作成
- (2) 縮 写
- (3) ステップアンドリピート
- (4) レイアウト

一般には図 2.1 に示すとおり二つの方法がある。

前者 [A] はワンショット法と呼ばれ、ハイブリッド IC 用のパターン製作に用いられ、後者 [B] はリピート法と呼ばれ半導体 IC のパターンのように同一パターンの多数個繰返したものに使用されている。

2.2 高解像力乾板

感光性樹脂の焼付けに使用される写真マスクは、コントラストの大きい超硬調、超微粒子の E. Kodak 社の High Resolution Plate が

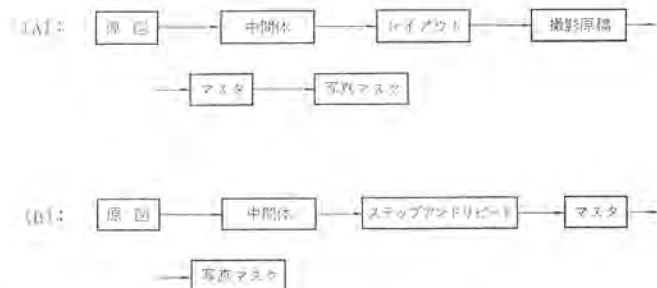


図 2.1 写真マスクの製造方法
Photo mask making process.

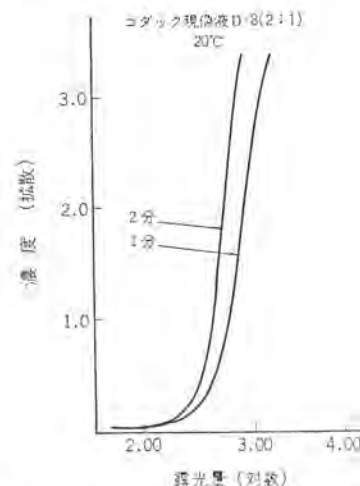


図 2.2 特性曲線 (高解像力乾燥)
Characteristic curves of high resolution plate.

使用されている。この乾板は 2,000 本の解像力があるとされている⁽³⁾。

High Resolution Plate の特性は図 2.2 に示す。

写真乾板に対する露光量 (E) は与えられた光の照度 (I) と露光時間 (t) の積で決まる。

$$E = I \times t \quad (2.1)$$

E : 乾板の受けた光エネルギー

I : 光の強さ (lux)

t : 露光時間 (s)

光エネルギーを受けた写真乾板は現像により黒化するが、そのときの濃度を左右する要因として、露光時間・現像時間・現像温度・パターン形状の分布等がある。正確なパターンを製作するには、これらの条件を握し制御する必要がある。

3. クロムプレート

クロムプレートは写真乾板と比較して数十倍の耐摩耗性があると言われている。ガラス基板に蒸着されたクロムは厚さが約 0.07μ で写真濃度は $D=3$ 前後で写真マスクとほぼ同じ濃度である。

図 3.1 にクロムプレートの分光透過特性を示す。

クロムプレートの透過率はマスクとして感光性樹脂に焼付けるに必要な波長域——一般には $300\sim 450\text{ m}\mu$ ——では透過率が 0.1% 以下である。長波長域ではやや透過率が上がり 0.3% 程度であるが、感光性樹脂を焼付けるマスクとしては十分な特性を持っている。

写真マスクとクロムプレートが大きく異なる点は反射率の差である。クロムプレートの鏡面反射特性は図 3.2 に示すように約 40% とかなり高いためクロムマスクの作成時、あるいはウエハに焼付けるときの細線パターン焼付け精度に影響するかもしれない。

一方、感光性樹脂を塗布したクロムプレートの鏡面反射率を測定すると反射率が周期的に変化を示す。(図 3.2 参照) これは感光性樹脂の表面で反射した光と、感光性樹脂を透過してクロム面で反射した光が干渉を起こしているためである。入射角を一定にして、ある波長域内で発生した波の山または谷の数から感光性樹脂層の膜厚を測定することができる⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

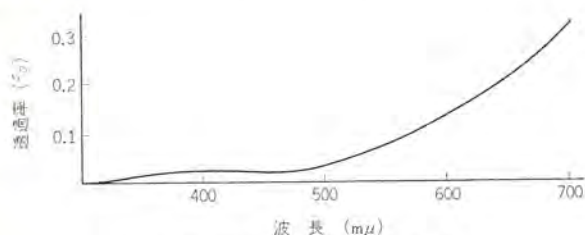


図 3.1 クロムプレートの分光透過率
Spectroscopic transparency of chrome plate.

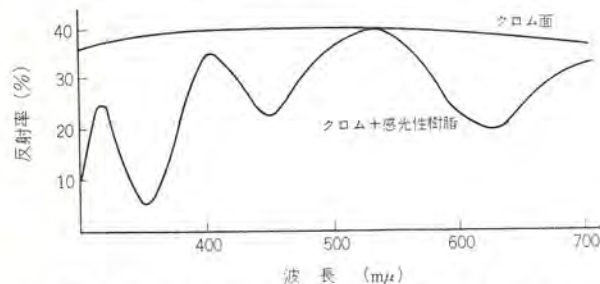


図 3.2 クロムプレートの分光鏡面反射率
Spectroscopic reflection of photoresist coated chrome plate.

4. クロムマスクの製作

4.1 クロムマスクの一般的製法

クロムマスクの製法には大略して二通りある。一つは投影法によりマスクを密着しない光学的に焼付ける方法や、電子ビーム露光をおこなう方法である。もう一つは高解像力乾板上に作成したパターンをクロムプレートに密着焼付けする方法である。



図 4.1 クロムマスクの製造工程⁽⁶⁾
Chrome mask making process.



図 4.2 テストチャート (写真マスク)
Resolution test chart (photo mask).



図 4.3 テストチャート (クロムマスク)
Resolution test chart (chrome mask).

現在のところ前者よりも後者の方法が一般に用いられているようである。われわれも密着焼付け法を採用してクロムマスクを製作した。クロムマスクの製造工程を図 4.1 に示す。

クロムマスクを製作するにあたりまず解像力試験をおこなった。焼付けに使用したテストチャートは、一般に 3 本 1 組の線からできているが、周辺効果を考慮に入れて 5 本 1 組で構成した。解像力が 2μ より 10μ までのパターンをマスク有効部に殖版して作ってある。

図 4.2 に使用した解像力テストチャートのパターンを示す。また図 4.3 にはこれより作ったクロムマスクのパターンを示す。

4.2 真空密着焼付け

クロムプレート上に塗布された感光性樹脂は KTFR (商品名 E. Kodak 製) で膜厚 0.8μ ぐらいである。このプレートには感光性樹脂に傷がついたりよごれたりしないように水溶性樹脂を表面に塗布してある。使用に際してクリーンベンチ中で純水をゆるやかに約 3 分間流し水溶性樹脂を除去する。表面に現われた感光性樹脂面には直ちに窒素ガスを吹き付けて乾燥する。

露光は真空焼むくを使用して密着焼付けをおこなった。感光性樹脂として使用した KTFR はラジカル重合のため酸素が存在すると感度が低下し、解像力も悪くなるため酸素を除去する必要がある。露光用光源としては、250 W 超高圧水銀灯を使用した。照度は光源から 20 cm の距離で 200,000 lux 以上であった。最適な露光時間は、

表 4.1 エッチング液⁽⁷⁾ Etching Solution.

A	液	純 水.....	1,000 cc
		水酸化ナトリウム.....	500 g
B	液	純 水.....	3,000 cc
		赤血塩.....	1,000 g

特定の画線の幅が最良の状態を示す時間とした。

露光のすんだプレートは、垂直に保持し現像をおこなった。Sprayon Jet Pak Power Unit (商品名: Sprayon Products Inc. 製) に KTRF 現像液を入れてプレートに噴霧を与え 20~30 秒間処理した。現像後直ちに KTRF リンス液を噴霧して表面を洗い流し直ちに窒素ガスを吹きつけて乾燥する。

ついでポストバークは 200°C ホットプレート上で 10 分間おこなった。

エッチングは表 4.1 に示す処理液でおこなった。(クロムのエッチング液はアルカリ性エッチング液、酸性エッチング液など種々考えられているが、今回はアルカリ性エッチング液を採用した) エッチング液の使用にあたっては A 液 1 部と B 液 3 部を混合し室温で使用した。このエッチング液にプレートを静かに浸し、ついでプレートをゆっくりと動かしながら約 300 秒間エッチングした。エッチング終了後流水(純水)洗浄をおこない窒素ガスを吸きつけて乾燥した。

表面に残った硬化した感光性樹脂は、コダック・メタルエッチレジスト・リムーバーあるいは、他のはく(剥)離液に浸して除去した。

4.3 窒素加圧密着焼付け

真空密着焼付けのときと同じように窒素加圧焼付けの場合もまず解像力テストチャートを用いて予備試験をおこなった。

感光性樹脂と密着焼付けして数μのパターンを再現性よく写し出すためには平行光線で、しかも均一な密着が必要である。使用した焼付け機は 2 kg/cm² の圧力で窒素加圧ができ、さらに露光前に焼付けるマスクとクロムプレート間に窒素を約 10 秒間吹きつけて感光性樹脂面の酸素を除去する。露光用光源は 200 W 超高圧水銀灯を使用した。

処理工程はポストバーク時に 180°C のクリーンオーブンを用いて窒素ガスふんい気中でおこなったことを除いては、真空密着焼付けによる方法と同じである。

5. む す び

解像力テストチャートにより適正露光時間を決定した後、種々の寸法幅を持った写真マスクをクロムプレートに焼付けてクロムプレートの寸法精度を調べた。種々の線幅に対して焼付けに使用した写真マスクの寸法と、エッチングでできたクロムマスクの寸法差をとって誤差として図 5.1, 5.2 に示した。また実際のパターンの一部を図 5.3 に示す。

真空密着焼付けによって製作したクロムマスクは、露光時間を一定にすると誤差が画像線幅にあまり関係せずに均一な画像が得られる。一方窒素加圧密着焼付けによって製作したクロムマスクは誤差のばらつきがやや大きい。これは密着がいつも同じ条件でおこなわれていないためではないかと思われる。

しかしながら両焼付け法とも大体誤差が 2μ以下におさまリ、クロムの反射率が大きいための影響はほとんど表われていない。

写真マスクと感光性樹脂を塗布したクロムプレートを密着し、露光して焼付ける方法は、真空または窒素加圧で焼付けても光の散乱や回

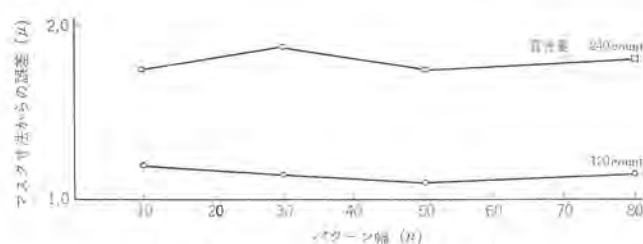


図 5.1 クロムマスクの精度(真空焼付)
Accuracy of chrome mask (vacuum contact printing).

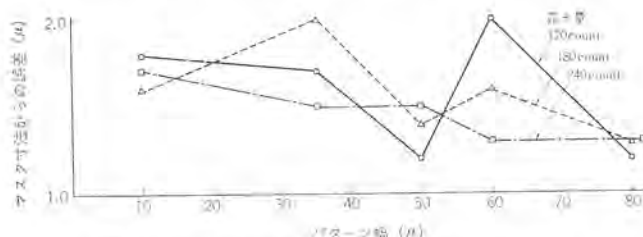


図 5.2 クロムマスクの精度(加圧焼付)
Accuracy of chrome mask (pressure contact printing).

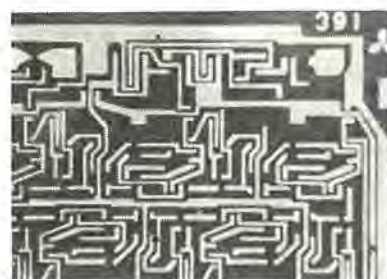


図 5.3 クロムマスク Chromé mask.

折などによる画像ぼけは避けられない。

散乱や回折を最少にするためには L. E. Martinson は焼付けるとき写真マスクとクロムプレートの密着面に液体または Saran Wrap を入れて好結果を得ている⁽⁶⁾。この場合は加圧密着法でおこない、液体には低粘度物質 (TG 2320, Swift & Co.) を用い、Saran Wrap は 25μ厚である。比較的小きな加圧力でも高解像力が得られ、またごみやすり傷がかなり防止されているので検討を進めている。

(昭和 44-4-7 受付)

参 考 文 献

- (1) 八百谷: エレクトロニクスジャーナル, 1, 11 (昭 43)
- (2) 日刊工業新聞社: IC パターン 製造技術講習会 テキスト (43)
- (3) Kodak Pamphlet P-47
- (4) E. A. Corl: The Measurement of Protective Film Thickness on Silicon Wafers by Reflectance Spectrophotometry, SPC & Solid State Technology 10, [12] 6 (1967)
- (5) 豊田ほか: 薄膜第 131 委員会 第 38 回研究会資料(昭 43)
- (6) J. M. Doyle: Thin-Film and Semiconductor Integrated Circuitry, Mc Graw-Hill (1966)
- (7) Kodak Pamphlet P-174
- (8) L. E. Martinson: The Technology of Microimage Resists, Proceedings, of the 2nd Kodak Seminar on Microminaturization, 31 (1966)

400MHz帯13.5V用 三菱高周波高出カトランジスタ

2SC908

911

973

974

975

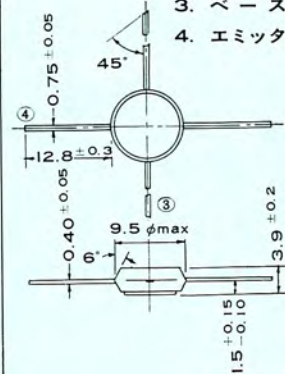
1015

三菱電機では13.5V電源で良好に動作し、400MHz帯で最高13Wの出力が得られる一連の移動無線用トランジスタを取りそろえております。構造は精密なくし形(Interdigitated Type)を採用し、高出力のものにはエミッタとスタッドを内部で短絡して利得の向上をはかっております。

2SC911外形図 単位: mm

電極接続

1. コレクタ
2. エミッタ
3. ベース
4. エミッタ



2SC973

2SC974

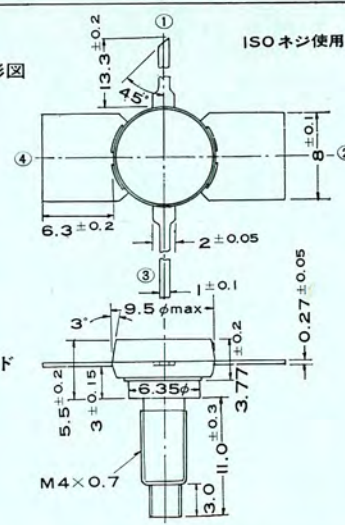
2SC975

2SC1015

単位: mm

電極接続

1. コレクタ
 2. エミッタ
 3. ベース
 4. エミッタ
- エミッタ、スタッド
間短絡



特性表

形名	最大定格			特 性		条件	許容出力電力概略値(W)
	V_{CB0} (V)	P_C (W)	I_C (A)	P_o (W) min	効率 (%) min		
2SC908	40	0.8	0.5	1	50	$V_{CC}=13.5V, f=500MHz, P_{in}=0.4W$	→
2SC911	40	2	0.5	1.2	50	$V_{CC}=13.5V, f=500MHz, P_{in}=0.3W$	→
2SC973	40	7	0.5	3.5	50	$V_{CC}=13.5V, f=500MHz, P_{in}=1W$	→
2SC974	40	10	1	5.5	50	$V_{CC}=13.5V, f=500MHz, P_{in}=2W$	→
2SC975	40	20	2	7	50	$V_{CC}=13.5V, f=500MHz, P_{in}=3W$	→
2SC1015	40	33	3	13	50	$V_{CC}=13.5V, f=450MHz, P_{in}=6W$	→

注

- 2SC908の外形はTO-5
(コレクタ、ケース間絶縁)
- 2SC908, 911の P_C は放
熱片なしの場合の値、他は
無限大放熱板付きの場合
の値を示す。



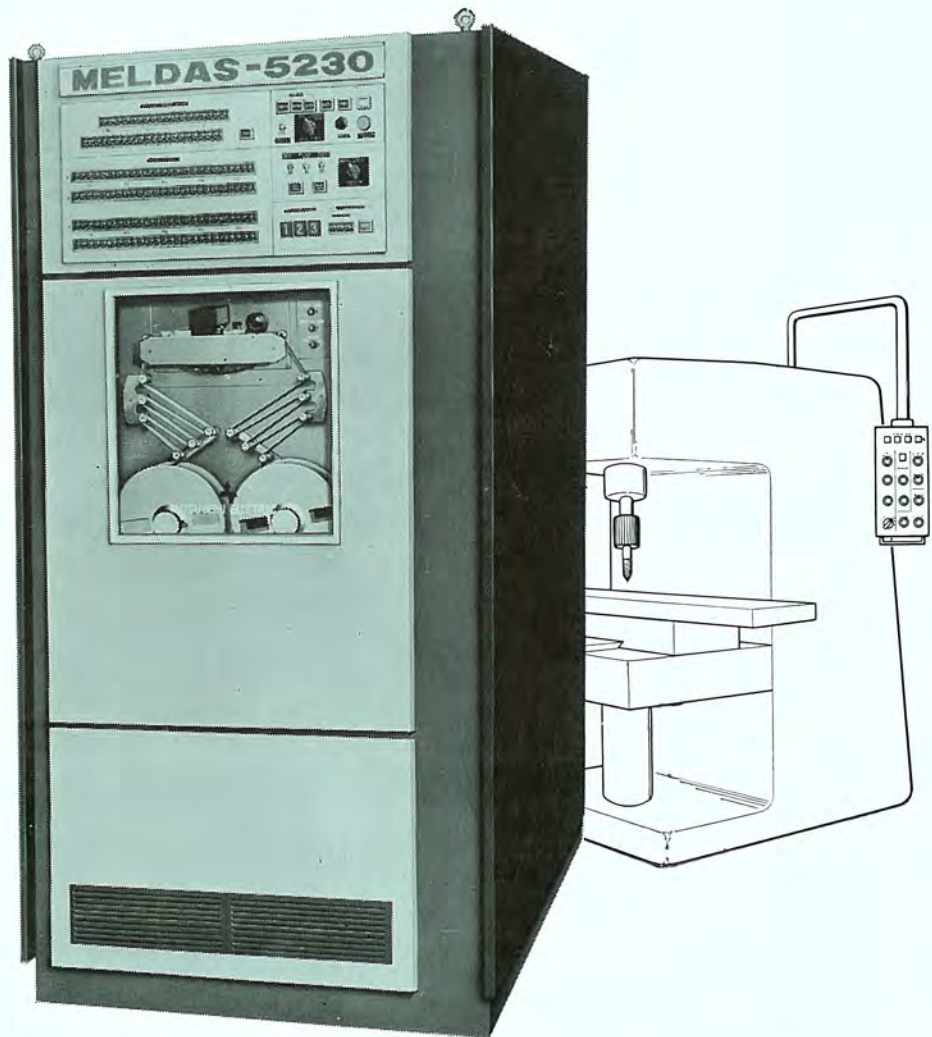
三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内2-12(三菱電機ビル) 100 東京03(212)6111大代表

産業の合理化に一役!

機械工場の自動化
工程のスピードアップは
MELDASに
お任せ下さい

MELDAS-5200 シリーズ
〈連続切削〉数値制御装置は、
さきに製品化してご好評をい
ただいている **MELDAS-**
3200, MELDAS-4200 に
引き続いて製品化に成功した
全IC化の数値制御装置です。



全IC化

三菱工作機械数値制御装置

MELDAS-5210	MELDAS-5220	MELDAS-5230	MELDAS-5240
2軸(同時2軸)	3~5軸(同時3軸)	2軸(同時2軸)	3~5軸(同時3軸)
直線補間	直線補間	直線, 円弧補間	直線, 円弧補間
旋盤その他	マシニング・センタ フライス盤 型彫盤 自動製図機 その他	旋盤その他	マシニング・センタ フライス盤 型彫盤 自動製図機 その他

- 電 源 100V±15V 50/60Hz 1φ 約600VA
- 周囲温度 -5~+45℃
- 外形寸法 1800mm(高さ)×880mm(幅)×740mm(奥行)
- 重量 約100kg

《特 長》

- 全IC化のため特に信頼性が高く、しかも小形です。
- アナログ・フィードバック方式のため安定性がよく高精度です。
- 標準仕様で十分機能を発揮でき、さらにビルディング・ブロック方式の採用により豊富なオプション機能の追加が可能です。

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内2-12〈三菱電機ビル〉 100 東京03(212)6111大代表

新形空気式限時継電器

杉 浦 博*

New Type Pneumatic Timers

Nagoya Works Hiroshi SUGIURA

Pneumatic Timers are the best suited for use where endurance is called for but high precision is relatively of little importance, becoming principal items of the latest automatic operation as delay operation elements of control systems which are turning complicated. As they are making use of fluid resistance of air, their repetition accuracy is $\pm 10\%$ and the time limit range is up to 60 sec as practical application. From their special operational motion, the timers are generally of different shape from electromagnetic relays, but it is considered that they shall be altered to of horizontal motion. This article describes the relation between the time setting and the repetition accuracy which is the most important performance in discussing the characteristics in reference to new type timers designed to cope with the above trend.



図 1.1 限時継電器 SRT 形シリーズ
Pneumatic timer, series of type SRT.

1. ま え が き

近年急速な発展をとげている各産業界において、労働力不足の問題はますます深刻な傾向にある。これに対処するため各企業とも省力投資、機械・設備の自動化・合理化とあいまってその実動時間の密度をいかにあげるべきかに大きな関心がはらわれている。限時継電器はこうした時代の流れとともに複雑化する制御系統の遅延動作要素として、自動化の中核を占める機器にのしあがり、ここ数年来その需要の伸びは急速で将来も大いに発展するものと期待されると同時に、これらの製品に対する要求もきびしく高性能化が強く要望されている。

当社はこれに応えるべく昭和31年アメリカ系のAM形をいち早く産業界に出し、これを基礎に小形化したSM形を昭和39年に開発・発売し好評を受けてきたが、昨年発売された新しいMS形電磁開閉器・SR形電磁継電器の一つの系列として、図1.1に示すSRT形限時継電器シリーズの開発を完了し新しく発売することになったので、開発方針・構造・特性・試験結果などについて紹介し、ユーザ各位の参考に供したい。

2. SRT 形限時継電器の開発

2.1 開発方針

(1) 形態

開発に先立ち図2.1に示す各国他社製品と特許関係の資料について十分調査し、今後限時継電器の形態はいかにあるべきか、どんな形態に進むべきかについて検討した。電磁開閉器や電磁継電器がアメリカ系統のシーソ動作機構より、欧州系統の水平動作機構に変化し高性能、小形化されたにもかかわらず、限時継電器はシーソ動作



図 2.1 各国他社限時継電器
Pneumatic timers of foreign make.

機構に相当する電磁石部と空気室部を1枚の板に並べた並置形が一般的な形態で、床面積のより小形化が容易でなかった。

最近国内外2~3のメーカでは、水平動作機構の一体化された限時継電器に移行し発売されているが、特殊動作をする電磁継電器の応用品も今後は基本的な制御用継電器の形態をくずさず、種々の機能をもつ製品を完成させてゆくべきすう勢にあると考えられる。すなわち運用面や特殊面の点でむずかしい問題もあるが、将来の方向としては多接点要素・遅延要素・ラッチ要素などすべて基本の電磁継電器本体に完全なアタッチメント形式となっていくものと考えられる。したがって新しく開発したSRT形限時継電器の形態も、こうした時代の流れに沿った新時代の感覚にマッチしたものとする。

(2) 構造

前述の点よりSR形電磁継電器シリーズのうち最小形体のSR-4形を基本形とし、その部品を最大限に生かすとともに取付寸法・床面積などを同一とし適用の便を計る。空気式限時継電器の基本形式には吸引限時形、落下限時形があるがその両形式とも極力部品の共通化をはかり、限時接点は1ab、瞬時接点は1a、1bの固定形、設定限時範囲は過去の適用実績より0.2~60秒、外観も新しい電磁継電器のシリーズとして逸脱しないものとする。

(3) 信頼性の向上

限時継電器の機能の重要性より、故障のない信頼性の高いものとするを重点とする。このため機構部は簡素化し、とくに限時機構には十分な注意を払う。すなわち空気室部はシールドタイプの内部

循環式、限時スイッチ部への緩動動作の伝達はこじれなどを生じない機構として設定時間の安定を計り、各接点の接触安定など高性能、信頼性の向上を計る。

(4) 寿命

機械的・電氣的とも長寿命と安定化を計り 90%信頼限界で保証する。

(5) 使いやすさ

使用者の立場に立って考える。使いやすさという点を重視し具体的には、各端子ともセルフアッパ式線押えを使用、外部より時限チエックができる手動ボタンを設ける。またファストン端子付き・モールドコイル付きなど幅広い要求にも応じられるよう考慮する。

2.2 準拠規格

限時継電器に関する国内規格はいまだ制定されていない。SRT, SRTD 形 限時継電器の開発には JEM 1038 電磁接触器の規格などを参照し、また限時機構部以外は 今度 新しく 制定される 予定の JEM “制御用電磁継電器” の規格にも十分適合できるものとした。従来限時継電器特有の性能を表示する一定の方法がなく、各メーカーによって大変差のあるのが現状である。これはその時限を得る方法に種々方式があり、それぞれ特長を有するもの一因である。新しく制定される予定の JEM 制御用電磁継電器の規格は、従来準用していた JEM 1038 交流電磁接触器、JIS C 4503 交流電磁閉開操作作用スイッチと比較して

- (1) 定格電圧は実際の使用電圧を表示する。
- (2) 閉路、しゃ断電流量を AC・DC とも負荷別に規定した。
- (3) 開閉ひん度に高ひん度(1,800 回/h)を設けた。
- (4) 寿命回数に長寿命(電氣的 100 万・機械的 1,000 万回)を設けた。
- (5) 寿命試験で AC のコイル負荷は投入倍率 10 倍、DC にはコイル負荷の大小により時定数を規定した。
- (6) 振動・衝撃・接触試験項目を設けた。

ことなどおもな相違点であるが、限時継電器も時間精度は別として性能表示が一段と明確化される。外国規格では NEMA Part 18 のクラス B に相当し、

定格：AC 220 V で投入 15 A、閉路 1.5 A 限時範囲：0.2~60 秒 時間表示：なし 接点構成：限時 1ab(SRT では限時 1ab、瞬時 1a, 1b 付)となっている。

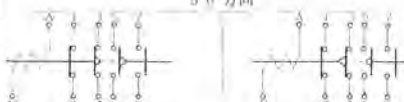




3. 種類と仕様

種類と仕様を表 3.1 に示す。吸引限時形の SRT-N・落下限時形の SRT-F、交流操作を基本とし、電磁石部のみ直流専用(連続定格)とした同じく SRTD-N・SRTD-F 形がある。その他応用としてファストン端子付き・モールドコイル付きなども製作可能で広い用途に使用できる。なお瞬時スイッチは各 1a1b すべてに設けてある。

4. 構造と特長

フェノールレジン成形品を主要部品とする水平動作形式をとり吸引限時、落下限時形とも動力部品の共通化と機構の簡素化を計り故障の低減に意をそそいだ。また製品の各機能要素は性能が単独でチェックできる構造とし、生産性の向上を計った。可動鉄心以下の部分は、SR-4 形電磁継電器と同一部品を使用している。空気室はケース内部にペローズ・ばね・連結棒を組合せ、上部に時間調整ねじを取付け、ケースには空気の内部循環路を設けてこれらを一体となし、その連結

表 3.1 SRT, SRTD 形 限時継電器の種類と仕様
Specification of type SRT, SRTD pneumatic timers.

限 時 方 式	吸 引 限 時 形		落 下 限 時 形	
形 名	SRT-N	SRTD-N	SRT-F	SRTD-F
操 作 回 路	交流操作	直流操作	交流操作	直流操作
接 点	限 時 接 点			
構 成	瞬 時 接 点			
定 格 電 圧 (V)	600			
定 格 通 電 電 流 (A)	10			
寿 命	電 氣、機 械 的 50 万 回			
シ ー ル				
限 時 スイッチの動作	 限時でOFF, 瞬時でON.  限時でON, 瞬時でOFF.		 瞬時でOFF, 限時でON.  瞬時でON, 限時でOFF.	
重 量 (kg)	SRT : 0.45,		SRTD : 0.75	

交流 定格 (A)	級 別		A ₁ (コイル負荷)	A ₂ (抵抗負荷)	
	閉 路	110 V	5.0	6.0	
	しゃ断	220 V	3.0	4.0	
	電 流	550 V	1.0	1.5	
(A)	定 格	110 V	5	6	
	電 流	220 V	3	4	
		550 V	1	1.5	
直 流 定 格 (A)	級 別		D ₁ (L/R=100ms)	D ₂ (L/R=40ms)	D ₃ (L/R=1ms)
	閉 路	48 V	1.5	2.0	—
	しゃ断	110 V	0.6	0.8	—
	電 流	220 V	0.3	0.4	—
(A)	定 格	48 V	0.5	0.6	1.0
	電 流	110 V	0.3	0.4	0.6
		220 V	0.15	0.2	0.3

棒の延長上に可動限時接触子を動作させる動作軸を配置している。図 4.1 (a) は中央極の限時スイッチ部の断面を示すが、同図の右半分は吸引限時形、左半分は落下限時形を示す。また図 4.1 (b) は両極にある瞬時スイッチの a 接点、b 接点をそれぞれ示す。

4.1 空気室

限時継電器で最も主要な機構である。亜鉛ダイキャスト製のベースとケースによって外殻を形成している。ペローズは耐候性を重んじてシリコンゴムを用い一般に使用される周囲温度の範囲では、ほとんど時限の変化に影響をうけない。動作軸と各部に設けた軸受は、自己潤滑性・耐摩耗性・低摩擦のポリアセタール系樹脂を使用し、限時精度に影響ないように考慮している。

空気室は前述のとおり内部循環式であるが循環路部の継ぎ目にはシールドを施し、連結棒部はダイヤフラムを設けて外気としゃ断している。このダイヤフラムは連結棒の移動に伴って空気室全体の気圧が変化しないように変形する必要があり、ペローズと同様硬度・形状について考慮をはらった。ダイヤフラム中心部は連結棒と動作軸をねじ締めの際、はさみ込んでゴムの膜を形成するため、スイッチ部より生ずる有害なじんあい(塵埃)も完全にしゃ断し、時限変化の影響をきわめて少なくするようにしている。

4.2 限時可動接触子

限時可動接触子は向い合った二つの中央脚と、その両側にひだえを持った一枚のベリリウム銅製板ばねからなっている。純銀接点を両端にもった 2 重しゃ断式で、たわみを利用して良好なスナップアクションを行なう。とくに高い接触信頼性を得よう、接点はきわめて長い有効なワイピング接触するように設計しており、長期間放置により接点面に生成する絶縁皮膜・負荷開閉時のブラックパウダ・その他モールド同志の機械的摩耗粉など、接触不良の原因となる要素を取り除いているため接触不良はきわめて少ない。

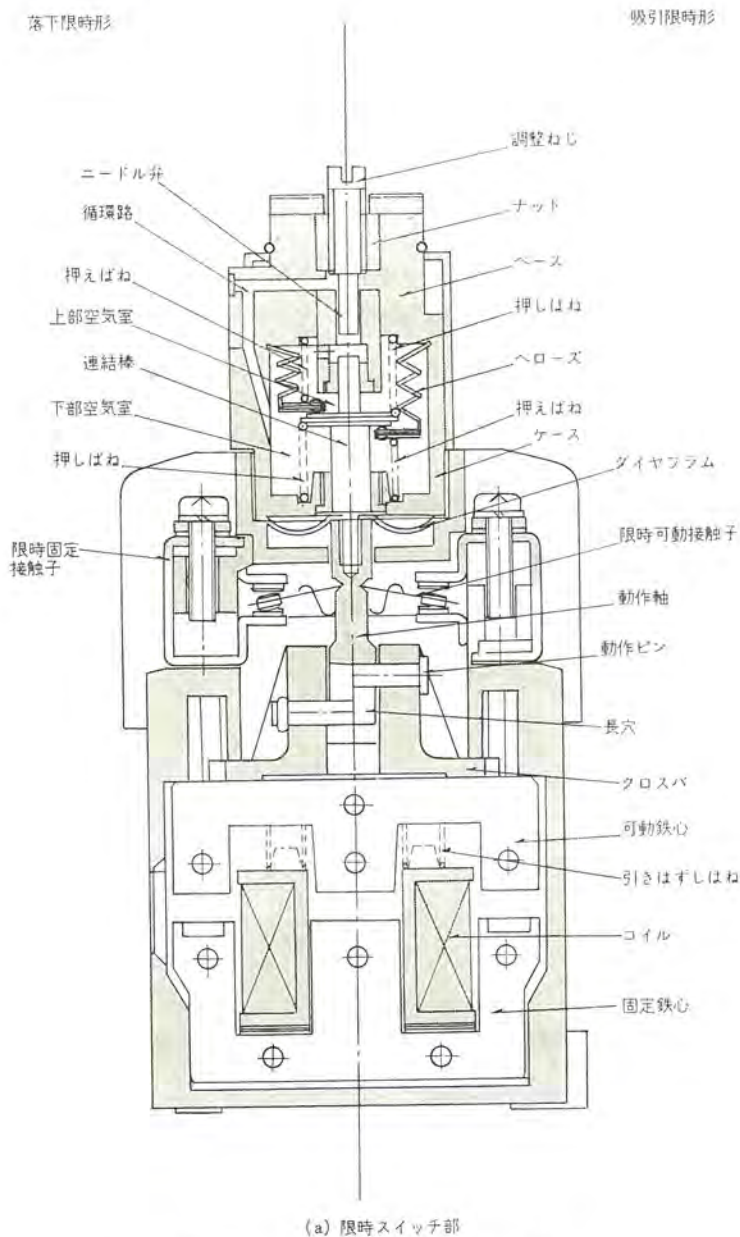


図 4.1 SRT 形限時継電器の断面
Cross sectional sketch of type SRT pneumatic timer.

4.3 しゅう動部

クロスバのしゅう(摺)動部はその両端部でもたせ、経年変化による変形を予想して各部の間げき(隙)についても十分考慮をはらい、安定した動作を得るようにしている。緩動動作をする連結棒と動作軸は一体で働き、これには4個所の軸受部があるが、実際には空気室部の2個所のみで支持し他は全く自由にしてある。これは厳密にはクロスバの投入位置が常時一定でないため、動作軸先端がクロスバの内壁に接して、時限精度に影響を与えないよう考慮を払ったためである。

4.4 限時固定接触子

外観は4極の限時継電器の形態であるが、中央2極分の限時固定接触子は限時可動接触子がa・b共通のため、ベース内部では上下相向いに1極分の独特の形状をしている。部品は2種類で共通化を計ったが、バリヤを介さない同一面に異極端子間が配置される形となるため、負荷の開閉時に絶縁劣下と考えられる。よって対角線上に沿面距離を十分伸ばすよう内部では端子とベースの形状に考慮をはらい、電氣的寿命試験後の絶縁劣下もきわめて低く押えている。

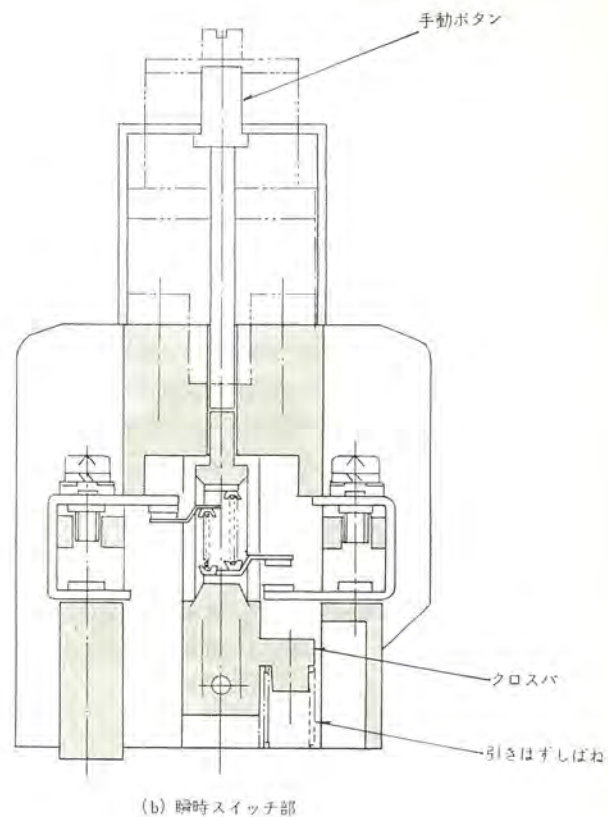
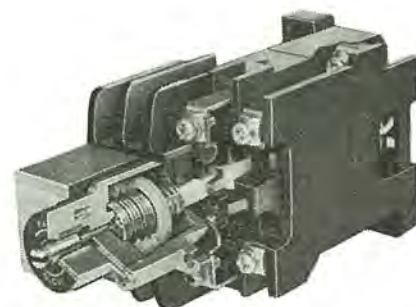


図 4.2 SRT 形限時継電器の構造
Construction of type SRT pneumatic timer.



4.5 手動ボタン

外部からクロスバを動作させ瞬時、限時接点のチェックができるよう手動ボタンを設けている。概略の時間設定・回路チェックなど確認できて便利である。なお手動ボタンは限時動作の表示でないから、動作するとに位置が変化するものではない。

4.6 その他

瞬時接点・鉄心・コイル・端子ねじなどはSR-4形電磁継電器と同一内容のため省略する。

4.7 SRTD 形直流操作用限時継電器

SRTD 形直流操作用限時継電器は、SRT 形と限時機構部は同じで電磁石コイル部分のみを直流専用(連続定格)としたもので、SRD-4 形電磁継電器と同一の部品を使用している。直流操作は交流にくらべ投入速度が低く、したがって衝撃が小さく耐久性にすぐれている。床面積の制約から電磁石はツレノイドル形式をとり、可動鉄心は円滑な動作を得よう自己潤滑性のある樹脂製軸受を設けて耐久、安定性をもたせている。

5. 動作

5.1 吸引限時形

吸引限時形は電磁石に電圧が印加されてから、設定時間分だけ遅延して限時スイッチが動作するものである。その動作を図 4.1 によって説明する。コイルに電圧を印加すると可動鉄心・クロスバが吸引するが、限時可動接触子は動作軸に設けた長穴のため追従せず、動作ピンの規制からはずれる。動作ピンのストロークは長穴の他端に干渉しないよう制限しており、直接衝撃が限時スイッチに伝わらないよう考慮してある。規制をはずれた動作軸は空気室内の押しばねにより連結棒、ペローズと同時に押され、空気を下部空気室・循環路・ニードル弁部を通して上部空気室へと移動させながら緩動動作し、連結棒の先端に直結した動作軸を押してストロークの約 2/3 で限時可動接触子を反転させ、前述の長穴の端が動作ピンにあたって限時動作を完了する。動作軸速度の緩急度合は、ベースに固定されたテーパー座とテーパーピンを先端にもった調整ねじにより構成されるニードル弁部で行ない、調整ねじを時計方向に回すと時間が増加する。電圧を除くと引きはずしばねの力により、直接動作軸を動作ピンが押し上げるので、上部空気室の気圧が高くなり押えばねの弁作用が働いて、瞬時に空気が移動しもとの状態に復帰次の動作にそなえる。

5.2 落下限時形動作

コイルに電圧が印加されると動作ピンは直接動作軸を引っばるので、下部空気室の気圧が高くなって押えばねの弁作用が働き、空気を上部空気室から下部へ瞬時に移動させ限時可動接触子を反転させる。電圧を除くと可動鉄心・クロスバは復帰するが連結棒・動作軸は追従せず、押しばねの力により吸引限時形とは逆の方向へ緩動動作をし、途中で限時可動接触子が反転し、動作ピンの位置で動作軸の長穴他端が接して動作を完了する。

6. 特長

6.1 動作特性

6.1.1 吸引—反抗力特性

SR 形限時継電器と同一電磁石部分を使用する関係上、定められた吸引力特性を基に各部に必要な力をふりあてて、反抗力特性を決定したのが図 6.1 (a), (b) である。各部のばね圧力が複雑に入りこんでいるが、総合反抗力特性は太い実線のように、吸引力特性の平均傾斜角度近く設計してある。これは負荷が変動しない有利な点もあるが、投入ショックを緩和させ時限に多少なりとも影響を与えないための配慮である。また設定時間の安定性を向上させる一つの条件は、限時可動接触子反転力とこれを反転させようとする押しばねの力の差が、絶対的に大きくなければならないことである。

6.1.2 吸引、落下特性

図 6.1 に示ように吸引限時形・落下限時形では、その構成内容が異なるも総合反抗力特性はだいたい同一値になるよう設計しており、電圧変動 +10%、-15% の範囲で余裕をもって動作するように考慮してある。投入衝撃を緩和し機械的寿命を伸ばすよう吸引電圧は 70~85%、落下は 40~60% と規格値いっぱい設計した。表 6.1 に操作電磁石の動作特性を示す。各部動作時間については表 6.2 に示すが時限はほとんど瞬時に設定した値で代表的なオシロを図 6.2, 6.3, 6.4 に示す。

6.2 温度上昇

機器・制御箱とも少形化され、かつ配置の密度が高くなると、機

器相互の放熱、制御箱内での熱のこもりなどで、かなりの周囲温度の上昇が考えられる。この点を考慮し機器単体の上昇値を制限しなければならない。限時・瞬時接点にそれぞれ連続通電電流を加えて測定した結果を表 6.3 に示すが、いずれも規格値に対して十分な余裕をもっている。なお新品での端子間抵抗は、限時・瞬時端子間とも 5 mΩ 前後である。

6.3 時限特性

時限特性は限時継電器の特性を示す要点の一つであるが、空気式限時継電器は所定の時限調整範囲内で、連続的に時限を変化させる

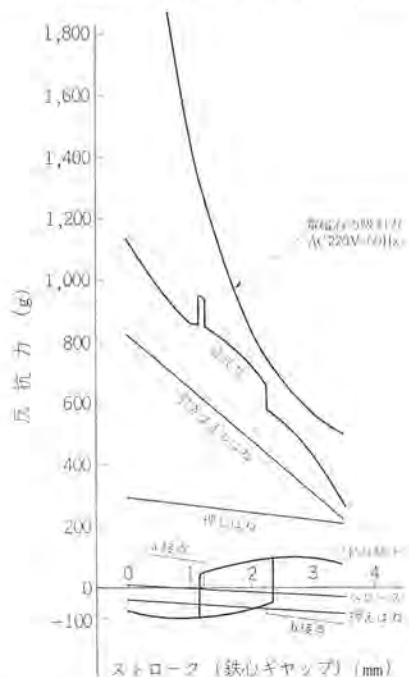


図 6.1 (a) SRT-F 形吸引力—反抗力特性
(a) Force-displacement diagram of type SRT-F pneumatic timer.

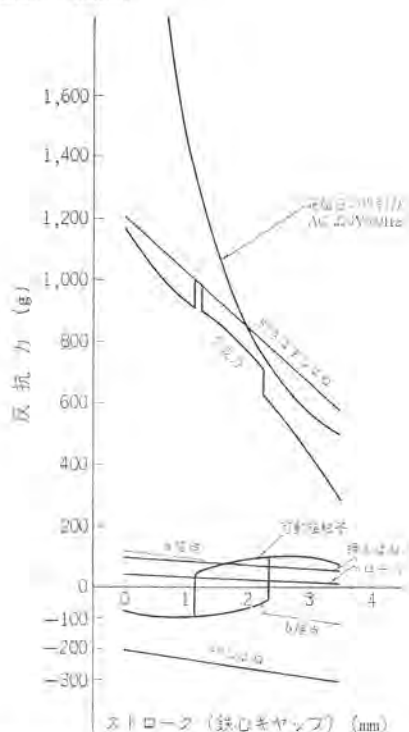


図 6.1 (b) SRT-N 形吸引力—反抗力特性
(b) Force-displacement diagram of type SRT-N pneumatic timer.

表 6.1 動作電圧, 操作電磁コイル特性
Operating voltage and characteristics of magnetic coils

形 名	設定時間 (秒)	吸 引 電 圧 (V)		落 下 電 圧 (V)		操作電磁コイル特性		
		60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	入 力		定常電流 (A)
						W	V A	
SRT-N	0.2	145～153	133～143	103～110	91～115	2.3	9.5	0.043
	60	155～163	143～153	101～113	90～114			
SRT-F	0.2	153～161	141～151	111～123	100～113	2.3	9.5	0.043
	60	154～161	140～152	102～113	91～102			
		40℃ コールド	40℃ ホット	40℃ コールド	40℃ ホット			
SRTD-N	0.2	61～65	72～80	20～28	25～34	10.5	—	0.105
	60	65～70	77～84	21～27	26～33			
SRTD-F	0.2	54～61	78～82	18～27	28～34	10.5	—	0.105
	60	54～62	77～83	16～23	20～27			

注) 交流は AC 200 V 3 定格 (コイル特性は 200 V 60 Hz 平均値) 直流は 100 V コイルを示す。

表 6.2 SRT 形限時継電器の動作時間
Operating time of type SRT pneumatic timers.

形 名	接 点	操作コイル電 圧 (V) 周波数 (Hz)	投 入 時 間 (ms)				落 下 時 間 (ms)	
			鉄心 投入	コイル ON から a 接点 ON	コイル ON から b 接点 OFF	コイル OFF から a 接点 OFF	コイル OFF から b 接点 ON	
SRT-N	瞬時	200 50	13	12	10.5	10.5	11.0	
		220 60	10	10	8.5	11	13	
	限時	200 50	—	—	—	13	17.5	
		220 60	—	—	—	14.5	19	
SRT-F	瞬時	200 50	13	11.5	10.5	9	10	
		220 60	9	8	7	11.5	13.2	
	限時	200 50	—	19.5	9.5	—	—	
		220 60	—	18.5	9	—	—	
		電圧(V)						
SRTD-N	瞬時	100 % E	32	29	27	9.5	10	
		80 % E	26	46	43	10	10.5	
	限時	100 % E	—	—	—	12	18.5	
		80 % E	—	—	—	12.5	18	
SRTD-F	瞬時	100 % E	30	25	24	9	10.5	
		80 % E	28	24	23	9.5	10	
	限時	100 % E	—	30	29	—	—	
		80 % E	—	28	27	—	—	

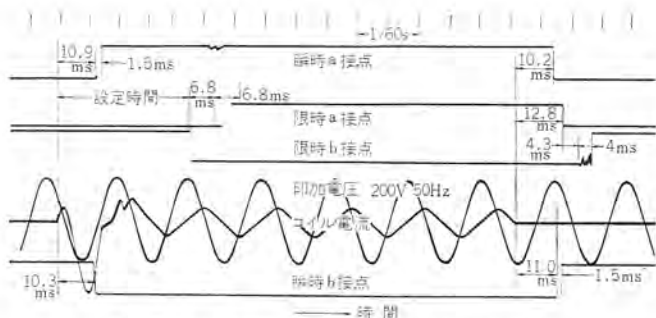


図 6.2 SRT-N 形限時継電器動作 オシログラム
Operating test oscillogram of type SRT-N pneumatic timer.

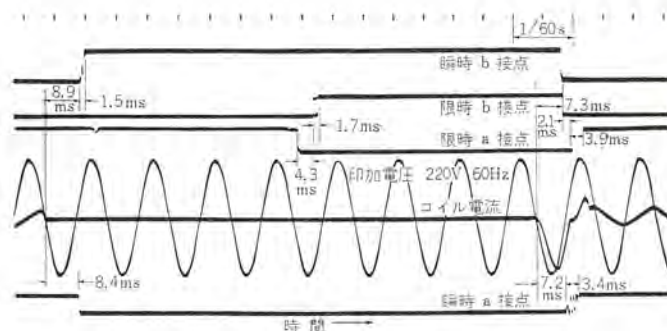


図 6.3 SRT-F 形限時継電器動作 オシログラム
Operating test oscillogram of type SRT-F pneumatic timer.

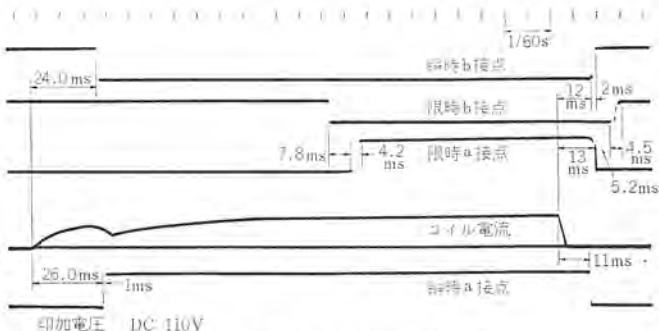


図 6.4 SRTD-N 形限時継電器動作 オシログラム
Operating test oscillogram of type SRTD-N pneumatic timer.

表 6.3 SRT 形限時継電器温度上昇
Temperature rise of operating coils.

形 名	コ イ ル		限時スイッチ		瞬時スイッチ		コ イ ル	
	抵 抗	法 温度計法	可 動 子	固 定 端 子	可 動 子	固 定 端 子	電 圧 (V)	周 波 数 (Hz)
SRT-N, F	57	53	21	18	23	21	200	50
	50	46	20	17	23	21	220	60
SRTD-N, F	56	48	21	19	24	22	DC 100 V	
	61	52	22	19	24	22	DC 110 V	

注) 試験条件 通電電流 10 A, 周囲温度 40°C

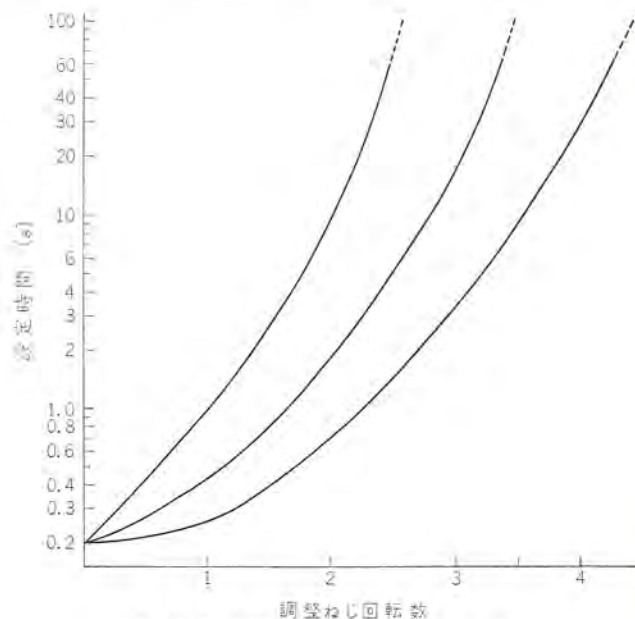


図 6.5 SRT 形限時継電器特性
Characteristic curves of timing of type SRT timer.

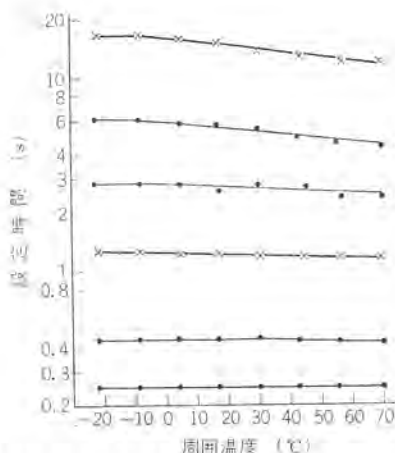


図 6.6 周囲温度による時間の変化
Changes of timing due to ambient temperature.

ことができる。調整ねじの回転数対設定時間の特性を示すと図 6.5 の如くである。この図は個々のばらつきを包含しており、0.2 秒を基点として 60 秒まで約 2.5~4.5 回転の範囲に末広りの帯状で集中している。ばらつきはテーパーとテーパー座との角度差が最も大きく作用するが、調整ねじはナットへセルフタッピングしているため、時限の増減によるヒステリシスはほとんど生じないすぐれた性能をもっている。

6.4 周囲温度特性

一般に使用される周囲温度範囲で各整定時間がどう変化するかの特性を図 6.6 に示す。整定時間の短い間（約 2 秒程度以下）はほとんど影響をうけないが、長い時間になると表われる。周囲温度が低いと伸びる傾向にあるが、60 秒付近でも +20°C を基準に -10°C で約 10% 伸び、+50°C で約 10% 平均値が減少している。なお周囲温度の変化があっても繰返し精度の値は、全域にわたって安定した特性を示している。これはベローズとダイヤフラムの硬度変化・その他しゅう動部の摩擦変化などが無いことを示しているが、実際に際しては使用される環境条件下で時間を設定したほうが望ましい。

6.5 繰返し精度

これは限時継電器の中で基本的性能を表示する重要な項目の一つである。一般に限時継電器の精度を言い表わすのに

(1) 設定精度

(2) 繰返し精度

の二つがある。

これらを単純に言うとして (1) は時間目盛がついたもの、(2) は時間目盛のないものに分けられる。外国では時間目盛のついたものを見受けるが、一般的な空気式限時継電器では時限調整機構にニードル弁を使用している関係上、時間目盛をつけがたいのが実情である。したがって (2) の繰返し精度表示をしているのが一般的である。これはある任意の設定時間に対して何回か繰返し動作を行ない、各回ごとの時間値を統計的に処理し精度を出すもので、統一された規格や考え方はないが

$$\text{繰返し精度} = \frac{T_2 - T_1}{\bar{x}} \times 100 (\%) \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

T_2 : n 回測定中の最大値, T_1 : n 回測定中の最小値

\bar{x} : n 回測定中の平均値

の幅で表示するのが妥当と考えている。他に (+) 側, (-) 側と分けて算出する方式もあるが、式 (6.1) と比べると設定値を仮定しているところに起因するか精度に差が生じてくる。もともと時間目盛の

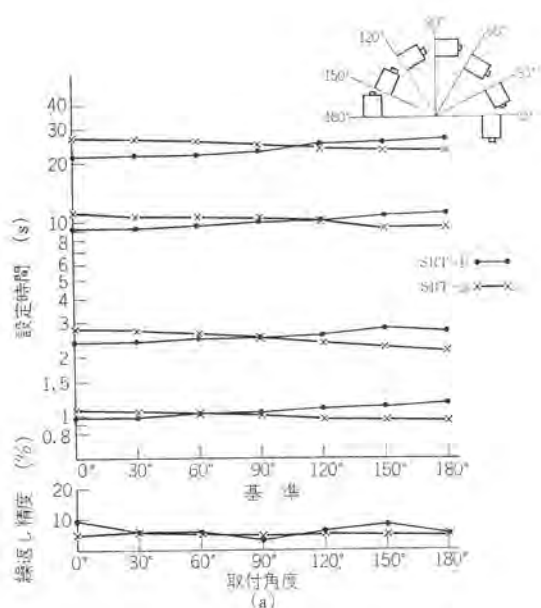
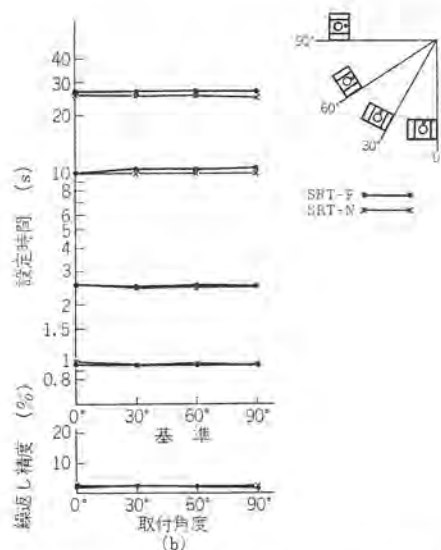


図 6.7 取付角度による時間の変化
Changes of timing due to mounting angle.



ないものは、測定した結果から平均値、すなわち設定値を 2 次的に決定し ± の範囲をふり分けて称呼すべきである。任意の設定時間を同一条件で測定すれば、正規分布するものと考えればよいから、最大—平均値・平均値—最小値は同一値とすべきである。SRT 形限時継電器の繰返し精度は ±10% であるが、本文中ではすべて幅で示している。

6.6 取付方向特性

取付方向が時限におよぼす影響を図 6.7 に示す。変化する傾向や変化率は時限によって一定しており、基準位置から前後になめらかに変化している。基準位置の沿直盤面 90° に対し 0° の倒立では約 10% 減少。180° 水平面では約 10% 増加がみられるが、繰返し精度は各方向ともこの傾向がない。また沿直盤面上で左右の取付角度変化も設定時間、繰返し精度とも変化する傾向がないので、両方向ともいかなる角度に取付けても支障ないが、吸引電圧の変化より前後左右各 30° までに限定するのが妥当と考える。

6.7 振動

JIS C 0911 小形電気機器の振動試験方法により行ない、表 6.4

表 6.4 SRT 形限時継電器振動試験結果
Result of vibration test.

試験項目	種類	振動数 (Hz)	複振幅 (mm)	加速度 (g)	結果
共振試験	IC	10~55	0.1	1 以下	共振なし
定振動耐久	II B. 4 種	16.7	4.0	2	異常なし
可変動耐久	III B. 2 種	10~25	2.0	2 以下	異常なし

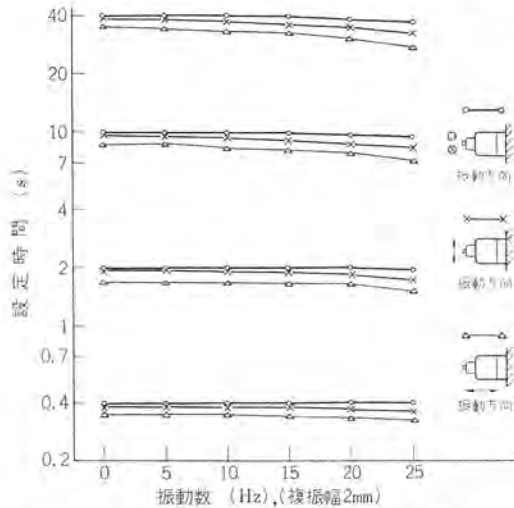


図 6.8 可変振動耐久による時間変化
Characteristics of timing under vibration endurance.

表 6.5 SRT 形限時継電器閉路、しゃ断電流量
Making and breaking capacity.

形名	電圧 (V)	周波数 (Hz)	電流 (A)	力率	CO 負荷回	アーク時間 (ms)	結果
SRT(D)-N	1φ 121	60	50	0.63	100	0~9.2	合格
SRT(D)-F	242		30	0.60	100	0~7.8	
	575		10	0.61	100	0~8.5	

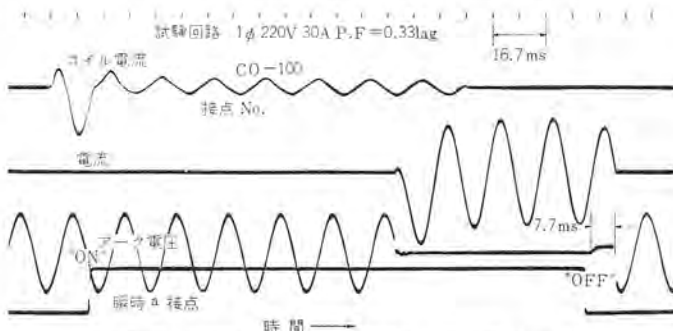


図 6.9 SRT-N 形限時継電器しゃ断試験オシログラム
Making and breaking test oscillogram of type SRT-N pneumatic timer.

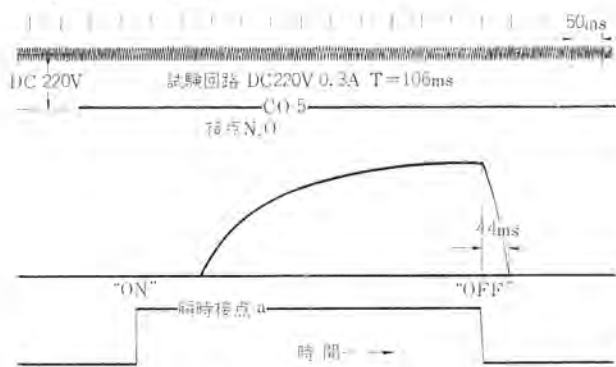


図 6.10 SRT-N 形限時継電器直流しゃ断試験オシログラム
DC breaking test oscillogram of type SRT-N pneumatic timer.

のとおりいずれも b 接点の開離、a 接点の接触がないことを確認している。耐久試験は 3 方向とも各 1 時間であるが、振動中での時限の変化を図 6.8 に示す。この図に示すように時限は加速され静止状態にくらべて多少早くなっている。

最も影響を受けやすい振動方向は、連結棒の軸線と一致する方向であるが他は顕著な差がない。またその変化は周囲温度の時間変化と同様、短時間では差がないが長時間で多少表われている。耐久試験前後の時間変化はなく、またヒステリシスを生ずることなく復帰しており、振動させたことによる影響はまったくみられない。

6.8 衝撃

JIS C 0912 小形電気機器の衝撃試験方法により行ない、10 g 10 回行なって接点の開離、構成部品の破損などのないことを確認している。しかし同一 g でもその衝撃時間の大小によって試験する対象物が不利なものがあるので、実用的な試験として大形電磁接触器（当所製 S-300 形、投入衝撃 10 g、落下 9 g）と同一盤面に試料を取付け、電磁接触器の開閉衝撃により各限時、瞬時 b 接点が開離し、この接点に接触された小形電磁継電器のセルフホールド回路が解けないかを全機種について確認している。また自己の投入または落下による開離がないかも、上記と同一回路で異常のないことを確認している。

6.9 閉路しゃ断電流量

各定格での閉路しゃ断試験結果を表 6.5 に示す。CO とも 100 回実施し接点消耗も軽微である。その代表的なオシロを図 6.9、6.10 に示す。

6.10 耐電圧および絶縁抵抗

JEM 1021 の操作回路を適用し各極間・アース間・電源-負荷間の耐圧は AC 2,200 V 1 分間（ただし限時スイッチ ab 極間はマイクロスイッチの適用をうけ 1,000 V）、絶縁抵抗は各部とも 100 MΩ 以上を確認している。

7. 寿命

電氣的と機械的寿命回数は同一であるが、その判定基準は各部について SR 形電磁継電器⁽¹⁾と同一内容とし、限時継電器としてはかなりきびしい値を適用している。

7.1 電氣的寿命試験

新 JEM の規格に準拠し、10 倍投入、1 倍しゃ断のコイル負荷 (A₁ 級) での試験結果を表 7.1 に示す。また寿命試験後の接点消耗状況と接触抵抗変化の様子を図 7.1、7.2 に示す。限時可動接点の接触抵抗はワイピング接触のため、試験中でもかなり安定した値を示している。また接点消耗も規定の 40 % 以下に余裕をもって納まっている。とくにスナッチ動作をする接点は、投入時のおどりを皆無にすることはできないが、限時可動接点の接点圧力・接点重量と機構上衝撃緩和に意をはらい接点消耗量を少なくし良好な結果を得

表 7.1 電氣的寿命試験結果
Result of electrical life test.

電圧 (V)	回路条件				寿命回数 (万回)	試験後	
	閉路電流 (A)	力率	開路電流 (A)	力率		絶縁耐力	絶縁抵抗
110	50	0.67	5	0.37	50	AC 2,200 V 1 分間	50 MΩ 以上
220	30	0.61	3	0.36			
550	10	0.60	1	0.30			



図 7.1 SRT-N 形電氣的寿命試験後の接点
Contacts of type SRT-N pneumatic timer after electrical endurance test.

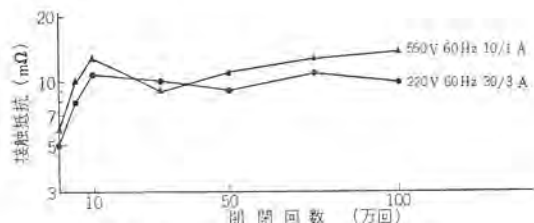


図 7.2 寿命試験の接触抵抗変化
Contact resistance in electrical life.

ている。

限時および瞬時スイッチは、モールドで各室が独立しており、かつ各接点の位置は上下に異なっているため、相互の絶縁距離が長く銀接点がアークによりかなり飛散した電氣的寿命試験後でも、絶縁抵抗の劣下はきわめて少ない。なお開閉ひんばん度は、1号の1,200回/時、設定時間は1秒、休止2秒で行なっている。

7.2 機械的寿命試験と接触信頼性

寿命回数は電氣的寿命試験と同一であるが、とくに機械的強度および設定時間の変化を確認するために、高ひんばん度で行なっているのが特長である。またこれは純機械的耐久試験でなく、当所製 PR プラグインリレー (AC 100 V 60 Hz, 定常電流 35 mA) を負荷として開閉する接触信頼度試験も兼ねている。

すなわち多数の試験品の時限スイッチの常時開、または常時閉接点に前記の負荷を接続し、同一設定時間に合わせるも、そのばらつきからわずかに生ずる時間の最も長い試験品が負荷を切り、他の接点はすべて負荷を投入のみするように設計した試験回路で行なっている。よって接触不良を起こすと次の信号が出ないため、そのままの状態で停止し不良接点と接触不良回数が検出できる。これは制御用電磁継電器で行なわれている接触信頼度試験方法を取り入れ、限時継電器用に独自に開発した試験装置である。

試験中、装置が接触不良で停止したのは規定寿命回数中皆無であった。これは限時可動接触子のワイピング動作によるセルフクリーニングの効果を発揮したことを意味している。またこの試験装置は試験品を動作中に止めることなく動作時間を測定できるので、非常に正確な実際の動作時間を把握することができる。短期間に機械的寿命結果を得るため SRT, SRTD 形限時継電器では1号の開閉ひんばん度1,200回/時より早い6,800回/時で行なっている。一般にひんばん度が高いほうが過酷である場合が多い。

限時継電器の機械的寿命はワイブル分布しており、1,200回/時、6,800回/時の両ひんばん度による結果はよく類似している点より6,800回/時というのは妥当な加速試験であったと考えている。寿命回数は平均値 (製品50%のものが耐える回数) でなく、90%信頼

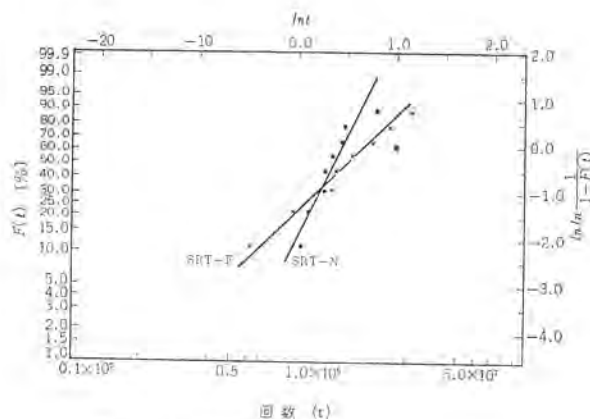


図 7.3 SRT 形限時継電器の機械的寿命
Mechanical life of type SRT pneumatic timers.

度限界の開閉寿命数をもって表示しているが、長いものでは300万回を越える耐久力をもっているものもある。

SRT 形限時継電器の寿命について一番の問題は、限時可動接触子の折損ということであった。吸引限時形と落下限時形でその問題に多少差があるが、可動接触子に与える衝撃の大小に起因することを種々の試験検討の結果確認し、この点の改良につとめ寿命の拡大を計り初期の目標を達成した。寿命試験結果の一例としてこれをワイブル確率紙上に表わすと図7.3のようになる。

7.3 限時可動接触子の寿命

限時可動接触子の板ばねに要求される項目として

- (1) 自己の衝撃に耐える接触圧力を出すこと
- (2) 良好なスナッチ動作をすること
- (3) 繰返し荷重に耐えること
- (4) 通電電流容量がある

ことがあげられる。

これらの総合的な兼ね合いによって形状、寸法面を決定しなければならないが、板ばねはある応力のかかった状態で繰返し荷重をうける場合、一般に応力がある限界値以上であれば疲れを起こし有限の繰返回数で破壊する。それ以下であれば無限回数繰返しても破壊が起こらないといわれている。このような限界応力を疲労限度、応力と回数がある関係をもって変化する範囲を時間強度限界といい、無限回数には実際には $10^6 \sim 10^7$ 回以上におよぶともいわれている。

このような疲れによる割れは通常表面の引張応力の最も集中した個所に発生し、一般的に疲労破壊までの繰返し数は最大応力と応力振幅に最も影響する。基本的な片振り、両振りに見られる応力の変化以上に、実際には衝撃も加わってかなり複雑な変化をしているため、類似資料より傾向を推定するが疲労限度や時間強度限界は、そのものについて実測し決定する必要がある。中央脚間隙を種々変化 (これは応力の大小に相当) させた板ばねの疲れ曲線を図7.4に示す。

また各部の応力測定を実際に行なった結果、これを疲れ限度線図にあてはめるときその最大値でも限度範囲を少しだけはずれた位置にあることも確認している。元来、破壊現象は複雑なためその結果もかなり広い範囲にばらつきを生じている。

SRT 形限時継電器に要求される接点圧力と耐衝撃性を考慮した中央脚間げきの面から疲労限度を向上させるため、熱処理ふい気・表面加工処理のほか衝撃緩和による応力振幅の減少に種々検討改良を加えて、時間強度限界を移動させ疲労限度を 10^6 以上に移動さ

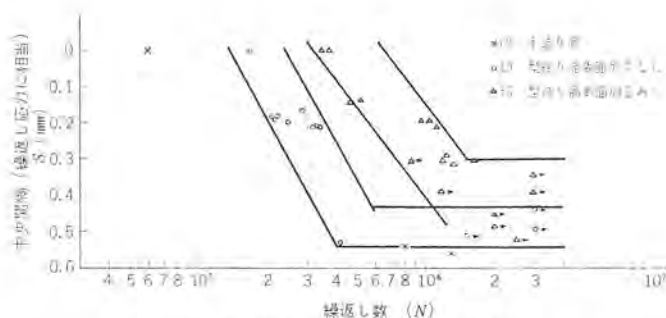


図 7.4 S-N 曲線 (限時可動接触子)
S-N curves of time delay contact elements.

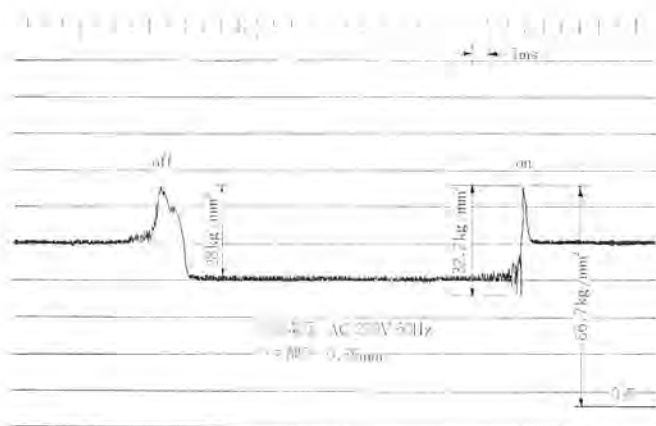


図 7.5 限時可動接触子の応力測定
Stress measurement of delay contact element.

せることに成功した。応力測定結果の一例を図 7.5 に示すが測定個所によって応力振幅値が吸引電圧に比例し、かつその波形も鋭利となるのがみられる。

8. 設定時間変化

限時継電器本来の性能の適否は保証寿命回数中、設定時間と繰返し精度変化をいかに押さえ得るかにつきる。ある一つの制御盤内において、機械装置の 1 サイクル中各制御器具別に動作ひんばる度を推定すると、一般に電磁継電器、電磁開閉器について特殊動作をする限時継電器、ラッチ継電器等の順となろう。SRT 形限時継電器の寿命回数 50 万回は、同一制御装置内に要求される実際的な寿命回数として妥当な値であると考えている。

さらに前記の設定時間の変化をできるだけ少なく、かつ繰返し精度も保証寿命回数中維持することを課せられるが、これは大変きびしいものである。空気式限時継電器の一般的な傾向として、設定時間 (平均時間) 値は寿命回数とともにわずかではあるが漸増気味であり、繰返し精度もこれに類似している。この原因としては種々考えられるが、

- (1) 電気的接点摩耗による寸法変化
 - (2) 空気室部とくにニードル弁部へのじんあい堆積による流体抵抗の増大
 - (3) 空気室の出力軸から限時スイッチへの伝達機構の摩擦やこじれの増大
 - (4) 機械的な各部の摩耗による寸法変化
- などがあげられる。SRT 形限時継電器では、これらに対しとくに構造および材質の組合せの面に注意をはらった。すなわち

- (1) 限時可動接触子投入時のおどりを極力おさえ、接点消耗を

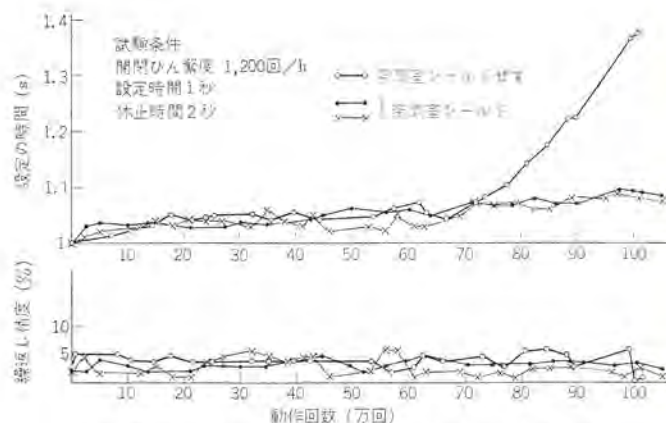


図 8.1 SRT 形限時継電器の設定時間変化の一例
Changes of timing due to mechanical life.

減少。

- (2) 空気室は内部循環式ですてベシールド、外気とは完全にシャ断。
- (3) 空気出力軸と限時可動接触子を直結し、力が伝達するようこじれをなくした。
- (4) 各しゅう動面は摩擦係数の低下をはかるよう材料に考慮をはらった。

ことなどによって十分な成果を上げ得た。一例として開閉ひんばる度 1,200 回/時、設定時間 1 秒、休止 2 秒、負荷当社製 PR ブラウイングリレー (AC 100 V 60 Hz、定常電流 35 mA、4 VA) で行なった設定時間変化の傾向をみると、空気室にダイヤフラムをつけたものと、取付けないもので図 8.1 に示すように大きな差が見られる。試験後分解の結果テーパピン部に堆積するじんあいは、ダイヤフラム付きではほとんど見られなく、はっきりとそこに差が生じており、この点が時間が急増する原因の一つであることがわかり、ダイヤフラムの効果を十分発揮している。また繰返し精度の傾向を図 8.1 の下段に示すが、あまり変化しておらず伝達機構の安定していることを示している。

9. 適用

SRT 形限時継電器はその时限機構においてまったく新しくしかも簡素な構造とした結果、設定時間・接触性能・寿命・信頼性など高度な製品としているが、これは現段階ではいずれも基本性能であり、ユーザ各位は実用に当ってこれらの性能をよく理解願った上、限時継電器が十分回路の信頼性を維持し初期の目的を達するよう、適用にあたって正しい使い方が必要であり、以下その適用上の注意事項を示す。

9.1 環境条件

空気の流体抵抗を原理としているから、露点をむすぶような高い湿度や激しい気温変化の場所では、ニードル弁部に露点を結ぶ結果、設定時間が急激に伸び精度が低下するものと考えられる。したがってこうした場所で使用される時には、たとえばシールドした箱に納め、外気との湿度こう配をゆるめるなどの対策が必要である。

また規定以上の振動・衝撃が加わる個所では制御装置のほうで防振装置の配慮が必要で、設定時間も最終使用条件下で調整しなければならない。湿気以外にとくに限時継電器が嫌うのはじんあいである。空気室はシールドしてあるとはいえ、長期間にわたる使用中には浸入も考えられ、また接点部の接触不良・絶縁劣下の原因ともなる

ので制御盤は防じん構造とするのが適している。

9.2 電圧変動

限時継電器は前記のように定格電圧の85～110%の範囲で支障なく使用できるが、寿命を長くするため低目のほうがよい。逆に過電圧になると限時可動接触子の応力測定結果からもわかるとおり短寿命となる。また電源電圧の変動を極力抑さえるよう、制御用トランス容量など余裕ある考慮が必要である。

9.3 休止時間

設定時間を経過後瞬時に復帰するまでと、瞬時復帰後限時動作に移るまでをあまり短い時間で使用する場合、空気の乱流や気圧差の関係で繰返し精度が低下することがある。もし可能なら0.5秒以上それぞれ間を置くことを推奨する。

9.4 限時接触子の同電位使用

限時可動接触子はa b接点とも可動子は共通のため、両接点を同時に使用する場合、必ず電源の同電位側で使用しなければならない。

9.5 分解交換

SRT形限時継電器はコイル以外接点端子とも交換できない固定式である。とくに空気室は綿密な調整がしてあるため分解してはならない。また限時方式を変更することもできない。

9.6 保守点検

各接続電線のねじのゆるみや破損は装置全体に与える影響がきわめて大きく、定期点検ごとに増し締め(端子は3.5ねじで締付トルクは10kg-cm)することを推奨する。

10. む す び

新形SRT形限時継電器シリーズについて特性を中心に述べた。現在まで各ユーザの使用条件に対し開発の段階でこれを種々おりこみ性能を確認してきたが、さらに新しい用途や使用条件が高度化するにしたがって、要求内容も当然異なってくると考えられる。今後はこれらに対して満足できる性能を得て、信頼性の高い限時継電器として各ユーザの期待に応えるようさらに改良を加えていきたいと考えている。最後にSRT形限時継電器の開発にあたり、試作・試験・工作・材料技術の関係各位に謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) 丸地ほか：三菱電機技報，42，No. 9（昭43）
- (2) ばね技術研究会編：ばねの設計（昭38）丸善

MS 形電磁開閉器の電氣的寿命と適用

丸地 謙二*・岡戸 弘行*・寺尾 定彦*

Electric Life and Application of Magnetic Switches, MS Series

Nagoya Works Kenji MARUCHI・Hiroyuki OKADO・Sadahiko TERAOKA

Since the announcement in October last year electromagnetic switches and contactors of MS series have been favorably commented on by the purchasers about their high performance, high reliability and easy handling. Brief description of them has been made in Vol. 42, No. 9 of this journal. Electro-magnetic contactors have a long history in their production and are relatively well known products. However, with the development of rationalization and automatization of the industrial world of late, these apparatus have made progress in both quality and quantity in manufacture. Those coming under MS series have been evolved based on new concepts with a variety of features. This article elucidates their electric life, protective coordination and guidance in application for the benefit of users so as to make them best suited to individual needs.

1. ま え が き

MS シリーズ電磁開閉器、接触器については、昨年10月発表以来、高性能高信頼性および使いやすさの点で需要家各位から好評を得ている。これらの構造・特性については、本誌 Vol. 42 No. 9 に紹介したが、その後各種の試験を実施し解析した結果、電氣的寿命、保護協調の問題および適用選定上の指針について紹介し、需要家各位への参考に供したい。



図 1.1 MSO 形電磁開閉器
Magnetic switches, MSO series.

2. MS シリーズ電磁開閉器の定格と仕様

MS シリーズ電磁開閉器は、12 の基本機種より構成されており、この機種ごとに各種の応用品が製作されるが、定格容量はいずれも表 2.1 に示すとおりである。MS シリーズ電磁開閉器は電氣的に非常に長寿命であり、その性能を十分に活用するために、用途により定

格をレッド、グリンの2本立とした。このレッド、グリンの考え方の基準は、IEC (International Electrotechnical Committee) 158-1 "Contactor" の規格の考え方によるものである。すなわち IEC 158-1 には電磁接触器の交流用の Utilization category (用途分類) を表 2.2 のように分類しているが、これら Utilization category の内、レッド定格は AC₄ に相当し、グリン定格は AC₃ に相当するように定格容量を決め、またその旨名板に表示している。

MS シリーズ電磁開閉器はもちろん国内の JIS, JEM 規格にも準拠しており、その用途分類は表 2.3 に示すとおりであるが、これには IEC 158-1 の AC₄ に相当する規定がなく、AC₃ でも AC₄ でもすべて A 級に相当している。

レッド定格は、IEC 158-1 の AC₄ に相当するので、インチャング用としてそのままの定格で使用しても、これに耐える性能をもっているが、ただそのままの定格でインチャングのみに使用する場合には、電氣的寿命が8~15万回程度となり、電氣的寿命が短くなりすぎるために、長寿命を考えるとときの適用としては問題がある。しかしインチャングを実施する程度の少ない場合（たとえばインチャング使用10%程度）には、レッド定格で使用して十分の保証をすることができる。

これに対してグリン定格は IEC 158-1 の AC₃ に相当するので、インチャングを含む用途には使用しない。

表 2.1 MS および MSO 形電磁開閉器の定格一覧表
Ratings of the magnetic switches series MS and MSO.

形 名		MS(0)-10	MS(0)-11	MS(0)-18	MS(0)-25	MS(0)-35	MS(0)-50	MS(0)-65	MS(0)-80	MS(0)-100	MS(0)-150	MS(0) 200	MS(0)-200	
レ ッ ド 定 格	定格電流 A	220 V	11	11	18	25	35	50	65	80	100	150	180	300
		440 V	6	6	13	18	25	50	60	80	100	150	180	300
		550 V	5	5	10	14	20	40	50	65	80	120	150	300
	定格容量 kW	200- 220 V	2.2	2.2	3.7	5.5	7.5	11	15	19	25	37	45	75
		380- 550 V	2.2	2.2	5.5	7.5	11	22	30	37	50	75	90	150
グ リ ン 定 格	定格電流 A	220 V	12	12	20	35	48	65	70	93	125	180	200	330
		440 V	7	9	15	20	35	60	65	85	110	165	200	300
		550 V	6	7	11	15	28	50	55	70	100	150	180	300
	定格容量 kW	200- 220 V	2.5	2.5	4.0	7.5	11	15	15	22	30	45	50	90
		380- 550 V	2.5	3.7	5.5	7.5	15	30	30	37	55	90	100	150
定 格 通 電 容 量 A		12	15	20	35	48	65	70	100	130	200	220	330	

注) 1. グリン定格は MSO 形のみに適用。

2. 定格通電容量は接触器単体の箱入り、開放に適用できる。

表 2.2 IEC 158-1 の用途分類
IEC 158-1 utilization category.

電氣的寿命試験の責務

Utilization category	投 入			し ゃ 断		
	I	U	$\cos \varphi$	I	U_r	$\cos \varphi$
AC ₁	I_e	U_e	0.95	I_e	U_e	0.95
AC ₂	$2.5 I_e$	U_e	0.65	$2.5 I_e$	U_e	0.65
AC ₃	$6 I_e$	U_e	0.35	I_e	$0.17 U_e$	0.35
AC ₄	$6 I_e$	U_e	0.35	$6 I_e$	U_e	0.35

AC₁: 無誘導またはわずかな誘導負荷, 抵抗負荷用
AC₂: 巻線形モータの起動およびブラッキング用
AC₃: かご形モータの起動およびモータ運転中のしゃ断用
AC₄: かご形モータの起動およびブラッキング, インチング使用用
 I_e : 定格電流 U_e : 定格電圧 U_r : 回復電圧

表 2.3 JIS C 8325, JEM 1038 の用途分類
JIS C 8325, JEM 1038 utilization category.

電氣的寿命試験の責務

極 別	投 入			し ゃ 断		
	I	U	$\cos \varphi$	I	U_r	$\cos \varphi$
A	$5 I_e$	U_e	0.3~0.4	I_e	U_e	0.6~0.7
B	$2 I_e$	U_e	0.6~0.7	I_e	U_e	0.6~0.7
C	I_e	U_e	0.9~1.0	I_e	U_e	0.9~1.0

A 級: かご形電動機 (じか入れ) 用
B 級: 巻線形電動機 (一次回路) 用
C 級: 抵抗回路

3. 電氣的寿命

3.1 電氣的寿命に対する責務と考え方

電磁開閉器は負荷として, おもに誘導電動機を想定して設計され, 性能が確認されている。一概に電動機と言っても, 電磁開閉器の負荷としての条件は, 電動機の種類により, また運転条件により変化し, 一般的なものをまとめると表 3.1 のようになるが, これらの条件により電磁開閉器の適用容量も変わってくる。

電磁開閉器の電氣的寿命は性能上重要な要素であるが, 上述した電動機の種類と運転条件を考えて, IEC, JIS, JEM の規格では, 表 2.2, 2.3 に示すように, 性能を確認する責務を定めている。巻線形電動機は, 電磁開閉器の負荷としてはかご形電動機に比べると, 表 2.2, 2.3, 3.1 を見てもわかるように, 比較的軽く, かご形電動機を対象に電磁開閉器を製作すれば, 巻線形にはそのまま十分に使用されるので, かご形電動機を対象に製作され, 性能が確認され, また定格容量が表示されている。表 2.1 に示す定格容量もすべてかご形電動機に対する適用を基準にしている。

MS シリーズにおいては, この電氣的寿命を確認する責務を, 図 3.1 に示す形で, かご形電動機への適用を考えた責務を主体に実施した。起動電流としては定格電流の 5 倍を想定しており, IEC 規格の責務に比べ倍率が小さいが, この点定格電流自身を実際の電動機に比べ相当大きく取ることにより, 実質的に電動機定格電流の 6 倍程度になるように配慮している。図 3.6 および図 3.7 はこれら電氣的寿命試験の結果をまとめたものである。

電磁開閉器の電氣的寿命は本来なら電動機を負荷に実施されるべきものであるが, 実際の電動機を使用したのでは, 負荷としての普遍性がないために, 試験期間を短縮するために開閉回数を上げた促進試験を実施することも困難となるために, 一般に抵抗およびリアクトルを組合わせた等価負荷により性能を確認される。電磁開閉器

表 3.1 電動機の種類と各運転条件における電流
Motor current in each kind and driving duty.

電 動 機	運 転 条 件	電磁接触器の責務		用 途 分 類	
		閉路電流	しゃ断電流	IEC	JIS
か ご 形	一般の起動停止	定格電流の 5~6 倍	1 倍	AC ₃	A 級
	寸 動 運 転 (インチング)	定格電流の 5~6 倍	5~6 倍	AC ₄	(A 級)
	逆 相 制 動 (ブラッキング)	6~8 倍	5~6 倍	AC ₄	(A 級)
巻 線 形	一般の起動停止	2 倍	1 倍	AC ₂	B 級
	寸 動 運 転	2 倍	2 倍	AC ₂	(B 級)

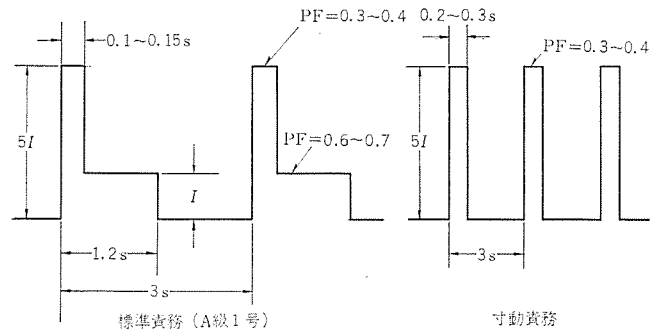


図 3.1 電氣的寿命試験責務の例
Example of electrical endurance test duty.

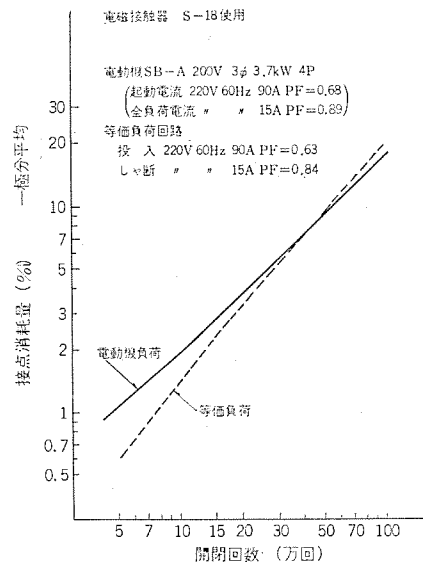


図 3.2 電動機実負荷および L-R 等価負荷における電磁接触器の接点消耗

Consumption of contacts with the contactor on the motor load and the L-R equivalent load.

の規格も, この点を考慮していずれも等価負荷で実施する旨記載している。

このように電磁開閉器の電氣的寿命は等価負荷により確認されるが, やはり電動機実負荷との差がどの程度かということが懸念される。この点を明らかにするために実負荷を使用して実際に寿命試験を実施し, これを等価負荷を使用した場合と比較した例を図 3.2 に示す。この図 3.2 より電動機実負荷のほうが若干寿命が長くなる傾向にあるが, 大差なしとの結論を得られ, 電磁開閉器の電氣的寿命については, 等価負荷によるテストでその性能を十分確認できると言える。

3.2 接点消耗の要因と考察

電磁接触器の接点消耗は、電流しゃ断時に接点間に発生するアークによる消耗（しゃ断消耗）と接点投入時に接点がチャタリングを起こすことにより発生するアークによる消耗（投入消耗）との二つに分離される。図 3.3 には S-18 形および S-35 形電磁接触器の投入およびしゃ断時のそれぞれの消耗を分離した結果が示されている。この図を見て次の点に気付く。

(1) 投入時としゃ断時の接点消耗の比率は、S-18 形が約 1:4 であるのに対し、S-35 形は約 1:2 で、S-35 形のほうが投入時の消耗の比率が大きい。

(2) 接点消耗は電流の 2 乗に比例すると言われるが、S-18 形と S-35 形のしゃ断時の消耗は電流が約 1:2 であるのに対し、消耗は約 3:5 で S-35 の消耗が比較的少ない。

(1) については S-35 形の投入時のチャタリング時間が長いことが考えられるが、これはいずれも 3~4 ms で大差なく、むしろ S-35 形のしゃ断時の消耗が少ないためと解すべきであろう。(2) については、接点消耗は図 3.6、3.7 を見てもわかるように電流の 2 乗にほぼ比例し、ほぼ接点消耗量 $= K \times I^2$ となるが、これは同一形式の電磁接触器で同じような使用条件のときに言えることで、形式大きさの異なるものの間では、係数 K の値は一定でないことを意味する。しゃ断時の接点消耗は、電流しゃ断時に接点間に流れるアーク電流に左右されるが、このアーク電流の大きさとしゃ断までのアーク

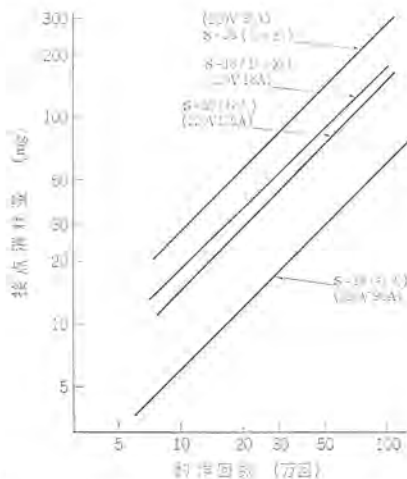


図 3.3 電磁接触器の投入時およびしゃ断時の接点消耗
Consumption of contacts with the contactors by making or breaking.

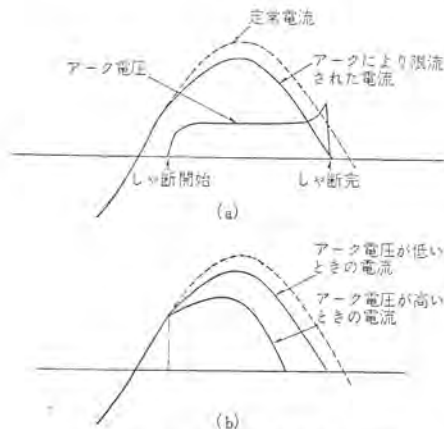


図 3.4 電流しゃ断時の過渡電流
Transient current in breaking.

時間、他の条件が同一として接点間に発生するアーク電圧の高さによって変わる。電磁接触器の電流しゃ断は、図 3.4(a) に示すように、しゃ断が開始されると接点間にアークが発生し、電流は接点が閉じているときの電流（定常電流）に比べ低減され、0 点を通過するときにしゃ断が完了するが、同一回路条件では、このアーク電圧の高低により、図 3.4(b) に示すように接点間に流れる電流の大きさとしゃ断までの時間が変化し、アーク電圧の高いほど電流、アーク時間とも小となる。電磁接触器のフレームの大きさにより、前述した接点消耗の係数 K の大きさが変わってくるのは、他にも要因が考えられるが、このアーク電圧の差が大きな要因と考えられる。一般にこのアーク電圧は、接点チャップ・消弧装置などの影響で、フレームの大きいものほど高くなる傾向にあるので、フレームの大きいものほど K の値が小さくなる傾向にあると言える。

S 形電磁接触器においては、上述したしゃ断消耗に対する考え方に基づいて特に消弧装置について検討を加え、アーク電圧の上昇がすみやかで安定して高くなるように形状を理論的にまた実験的に選び、しゃ断消耗を減らすよう配慮している。

接点の投入消耗は電流とチャタリング時間によりほとんど決定されるので、しゃ断消耗に比べ接触器のフレームが変わっても係数 K の大きさはあまり変化しないと考えられる。したがって投入消耗としゃ断消耗の比は接触器のフレームが大きくなるにつれて小さくなると言える。これをもう少し推し進めると、電磁接触器を寸動責務で使用する場合の通常責務に対する寿命の減少の割合は、フレームの大きいものほど小さいことになる。たとえば同一の接触器について電圧・回路条件一定のとき消耗が電流の 2 乗に比例するとして表 3.2 のごとくなる。このような傾向は実際寿命試験を実施した結果とも一致する。

3.3 各種電氣的寿命試験の結果

S 形電磁接触器について、多数の電氣的寿命試験を確認してきた。図 3.5 は S-100 形についてその一例を示すものである。電氣的寿命試験時の接点消耗については、そのときどきの条件により多少ばらつきがあるが、ある一定の傾向をもっており、一つの責務についてはほぼ一つの数式で表示することができ次のようになる。

$$(\text{接点消耗}) = C \times (\text{開閉回数}) \quad C: \text{責務による決まる定数}$$

多数のテスト結果より求めた各機種種の接点消耗の定数 C の値につき、その代表例を表 3.3 に示す。

3.4 S 形電磁接触器の負荷寿命曲線

S 形電磁接触器の電動機容量による負荷寿命曲線を図 3.6 および図 3.7 に示す。この図には一般の起動停止（起動電流投入、全負荷電流しゃ断）に使用された場合と、寸動運転（起動電流の投入しゃ断）のみに使用された場合の寿命が示されている。この中間の寸動運転があるパーセントで、一般の起動停止使用の中に含まれる場合の寿命については、次の式を利用して近似的に推定することができる。

表 3.2 通常責務と寸動責務における接点消耗の比率
Ratio of contact wear in normal and inching duty.

	通常責務消耗 (5 I 投入, I しゃ断)		寸動責務消耗 (5 I 投入しゃ断)		通常責務消耗 / 寸動責務消耗
	投入	しゃ断	投入	しゃ断	
電磁接触器①	1	4	1	100	約 1/25
電磁接触器②	1	3	1	75	約 1/19
電磁接触器③	1	2	1	50	約 1/17

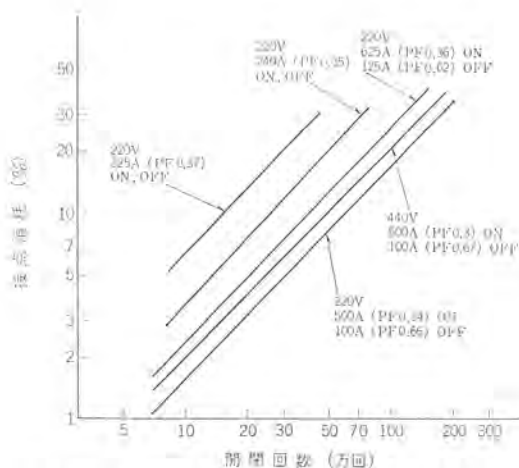


図 3.5 S-100 形電磁接触器の電氣的寿命
Electric life of type S-100 magnetic contactor.

表 3.3 接点消耗の実験値
Experimental values of contact wear.

形 名	賣 務			接点消耗 %/回
	電 圧 (V) 60 Hz	電 流 (A)		
		投 入	レ ャ 断	
S-10	220	55	11	0.26×10^{-4}
	440	30	6	0.21×10^{-4}
S-11	220	60	12	0.3×10^{-4}
	440	45	9	0.23×10^{-4}
S-18	220	90	18	0.2×10^{-4}
	440	65	13	0.16×10^{-4}
S-25	220	130	26	0.16×10^{-4}
	440	90	18	0.12×10^{-4}
S-35	220	175	35	0.18×10^{-4}
	440	175	35	0.26×10^{-4}
S-50	220	325	65	0.18×10^{-4}
	440	300	60	0.25×10^{-4}
S-80	220	470	94	0.4×10^{-4}
	440	400	80	0.26×10^{-4}
S-100	220	625	125	0.25×10^{-4}
	440	500	100	0.20×10^{-4}
S-150	220	900	180	0.28×10^{-4}
	440	750	150	0.25×10^{-4}

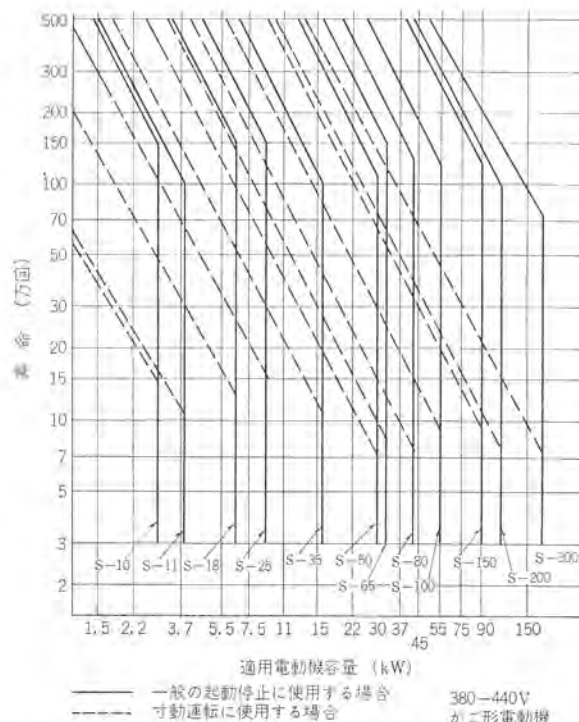


図 3.7 S 形電磁接触器の負荷寿命曲線 (380-440 V)
Load-life curves of the contactors, S series (380-440 V)

$$n = \frac{n_s}{1 + \frac{p}{100} \left(\frac{n_s}{n_i} - 1 \right)}$$

n : 求める寿命

n_s : 一般の起動停止運転のみのときの寿命

n_i : 寸動運転だけのときの寿命

p : 全開閉回数中に含まれる寸動運転のパーセント

4. 保護協調の問題

4.1 保護協調の考え方

電磁開閉器は電動機その他の負荷の制御を行なうと同時に、負荷およびそれにつながる回路の保護装置としての役割も果しているが、その保護しうる電流域は、電動機の過負荷および拘束時の保護という役割から、定格電流の 10 倍程度であり、短絡電流に対しては保護の役目をしない。したがって短絡時の保護のためには、その短絡電流を十分シャ断できる短絡保護装置を必要とする。電動機などの負荷をもつ分岐回路は図 4.1 に示すように、電磁開閉器と配線用シャ断器の組合わせまたはナイフスイッチ、ヒューズとの組合わせが一般に使用される。これらの組合わせは、電磁開閉器と配線用シャ断器やヒューズ等の短絡保護装置の動作特性は互いに協調し合い、負荷および配線に対して、その回路の短絡電流まで各電流域で切れ目なく保護できるように設定される必要がある。図 4.2 はその一例を示すものであるが、上述したような保護協調を得るためには、この図 4.2 に示すように、短絡保護装置の動作特性と電磁開閉器の過電流保護装置(サーマルリレー)の動作特性とは交差点をもち、かつその交差点は電磁開閉器のシャ断電流量以下である必要がある。この動作特性の交差点は、電磁開閉器のシャ断容量およびサーマルリレーの過電流強度などの点より、全負荷電流の 10 倍前後に選ばれるのが普通であるが、つごうによりこの交差点がさらに上側の電流になるときは、電磁開閉器のシャ断容量およびサーマルリレーの過電流強度につき十分

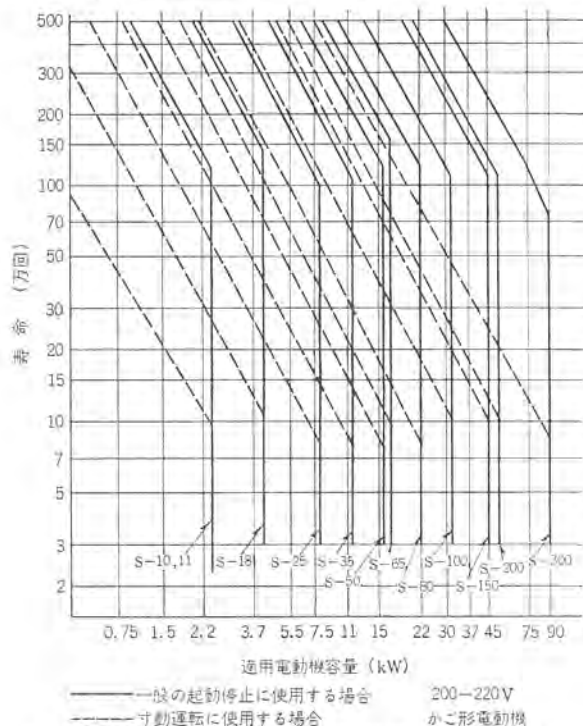


図 3.6 S 形電磁接触器の負荷寿命曲線 (200-220 V)
Load-life curves of the contactors, S series (200-220 V).

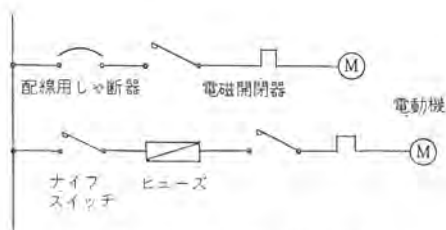


図 4.1 分岐回路の結線図
Connection diagram of a branch circuit.

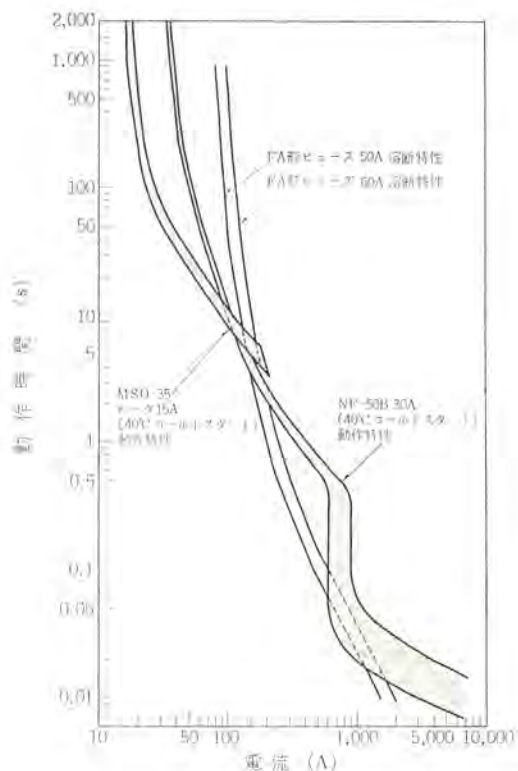


図 4.2 電磁開閉器と配線用しゃ断器またはヒューズとの保護協調
Coordination of the magnetic switch and the circuit breaker or the fuse.

に注意する必要がある。

MSO 形電磁開閉器と NF 形ノーヒューズしゃ断器、MB 形モータブレーカおよびヒューズとの保護協調を考慮した選定を表 4.1 に示す。

4.2 短絡時の問題

保護協調の完全な短絡保護装置と電磁開閉器の組合わせは、負荷および配線に対して十分な保護を行ないうる。しかし一つの問題は短絡発生時の電磁開閉器の状態である。電磁開閉器は短絡電流をしゃ断する能力を持たず、また保護をしてくれる短絡保護装置を直接には持たないため、短絡電流が流れた場合には破損する可能性が存在する。

事実電磁開閉器に短絡電流が流れた場合に相当の配慮がなければ接点の溶着やサーマルリレーの溶断などの発生をみる。

この点を考慮して IEC の“motor starter”の規格案には、表 4.2 に示すような保護協調の形式 (Type of coordination) が提示されている。この考え方は、電流域を電動機を負荷として通常の使用条件で流れうる電流域 ($8 I_e$ 以下) と、電動機の電氣的故障 (巻線のレー、接地など) により流れうる電流域 ($8 I_e \sim 25 I_e$) および短絡により流れる電流域 ($25 I_e$ 以上) の三つに分割して検討するもので、保護協調を考えるうえで興味深いものがある。

表 4.1 選定表
Application table.

電動機 容量 (kW)	三相 200 V 50 Hz 60 Hz					三相 400 V 50 Hz 60 Hz				
	電磁開閉器 形名 (開放形)	ヒューズ 呼称 (A)	NF 形 しゃ断器 定格電流 (A)	MB 形 モータブレーカ 定格電流 (A)	FA 形 ヒューズ (A)	電磁開閉器 形名 (開放形)	ヒューズ 呼称 (A)	NF 形 しゃ断器 定格電流 (A)	MB 形 モータブレーカ 定格電流 (A)	FA 形 ヒューズ (A)
0.2	MSO-10-35	1.2	15	1.4	5	MSO-10-35	0.65	15	0.8	3
0.4	MSO-10-35	2.1	15	2.6	10	MSO-10-35	1.2	15	1.25	5
0.75	MSO-10-35	3.5	15	4.2	15	MSO-10-35	1.7	15	2	5
1.0	MSO-10-35	4.6	15		15	MSO-10-35	2.8	15	4	10
1.5	MSO-10-35	6.5	15	7.4	20	MSO-10-35	3.5	15	4	15
2.2	MSO-10-65	9	20	10	30	MSO-10-35	4.6	15	5	15
3.7	MSO-18-100	15	30	16	50	MSO-18-65	7.5	15	8	30
5.5	MSO-25-100	22	40	25	60	MSO-18-65	11	20	12.5	40
7.5	MSO-25-100	30	50	33	100	MSO-25-100	15	30	16	50
11	MSO-35-200	41	60	47	125	MSO-35-100	22	40	25	60
15	MSO-50-200	56	90	63	150	MSO-35-100	30	50	33	100
19	MSO-80-200	67	100	75	200	MSO-50-100	34	50	40	100
22	MSO-80-200	80	100	90		MSO-50-200	41	60	47	
30	MSO-100-300	107	125	125		MSO-50-200	56	90	63	
37	MSO-150-300	130	225	150		MSO-80-200	67	100	75	
45	MSO-150-300	160	225	175		MSO-100-300	80	100	90	
55	MSO-300	190	350	225		MSO-100-300	107	125	125	
75	MSO-300	270	400			MSO-150-300	130	225	150	
90	MSO-300	330	400			MSO-150-300	160	225		
110						MSO-300	190	350		
150						MSO-300	270	400		

表 4.2 保護協調の形式
Types of coordination.

保護協調の形式	許容される損傷		
	$I_f \leq 8 I_e$	$8 I_e \leq I_f < 25 I_e$	$I_f \geq 25 I_e$
a	損傷なし	損傷の程度を問わない	接点溶着、サーマルリレー焼損、消弧装置の破損 (取りかえ可能なものについて)
b	損傷なし	損傷の程度を問わない	接点の溶着
c	損傷なし	損傷の程度を問わない	損傷なし
d	いかなる電流についても損傷なし		

電磁開閉器に対する短絡の影響に関して、保護協調の形式は上表に示す四つに分類される。保護協調においていかなる電流においても、周辺部に対して、火災劣化の危険があらはれない。

(注) 形式 a, b, c に関して…… $8 I_e \sim 25 I_e$ の事故電流域はモータの電氣的事故によるのみ発生する。このような場合には、モータは取りかえられるはずでありまた同時に電磁開閉器も取りかえられるとみなされる。したがってこのような電流域における電磁開閉器の状態は問う必要がない。

I_e : 定格電流

表 4.2 に示される保護協調の形式のうちどのタイプを採用かはその必要度と経済性で決めることであるが、どれかのタイプに決めて機器を選定する場合、当然電磁開閉器の短絡電流に対する強度が明確にされねばならない。以下上述した IEC 規格案の考え方によって保護協調の形式を考える場合、その選定の補助とすべく、MSO 形電磁開閉器について過電流強度を採り上げ検討を加える。

4.3 MSO 形電磁開閉器の過電流強度について

MSO 形電磁開閉器は、S 形電磁開閉器と TH 形サーマルリレーより構成されているので、電磁接触器とサーマルリレーにつきそれぞれ検討する。

電磁接触器は、その用途より、電流の開閉能力は 10 倍程度であるので、これを越える大電流が流れた場合には、接点の溶着、導電部の溶断、その他周辺部の破損などを生ずる。

表 4.3 S形電磁接触器の短絡電流通過時の許容 I^2t
Permissible I^2t of the contactors, series S in short circuit.

形 名	接点の浮き上がり 開始電流 (A)	再使用可能な許容 I^2t (A ² s)	接触子、ばね、消弧 グリッド程度の取り 換えて再使用する ときの許容 I^2t (A ² s)
S-18	800	1.0×10^4	10×10^4
S-25	1,000	1.5×10^4	15×10^4
S-35	1,200	2.0×10^4	25×10^4
S-50	1,800	4.0×10^4	80×10^4
S-80	2,000	8×10^4	160×10^4
S-100	2,500	15×10^4	300×10^4
S-150	3,000	40×10^4	800×10^4
S-300	5,000	100×10^4	$2,000 \times 10^4$

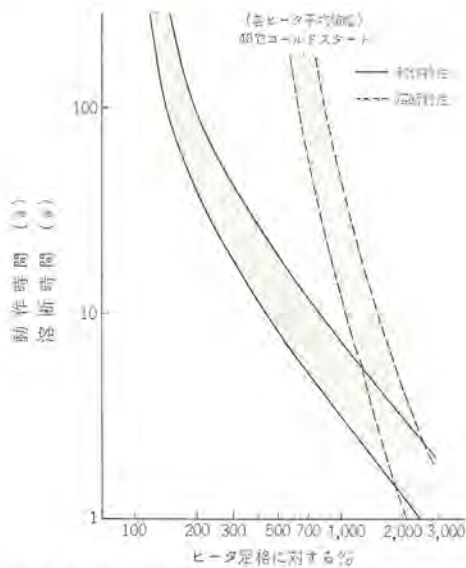


図 4.3 TH-18, 18 T, 35, 50, 100 形サーマルリレー
のヒータ溶断特性

Heater melting characteristics of the thermal relays,
types TH-18, 18 T, 35, 50, 100.

接点の溶着には次の二つの形が存在する。

- (1) ジュール熱による溶着：接点接触面の接触抵抗により発生するジュール熱により、接触面が融点以上の温度に加熱され溶着する。
- (2) アーク熱による溶着：短絡電流により接点間に反発力が生じて、接点が浮き上がり開離するためにアークを発生し、この熱により接点が溶融し、再び接点が閉じたときに溶着する。

前者のジュール熱による接点の溶着は、配線用しゃ断器やヒューズで保護協調を採った電磁接触器については、通電時間が短いためにその溶着力は小さく、測定した結果でも電磁接触器自身のもつ引きはずし力により開放されてしまう程度の大きさで、実際に接点の溶着事故としては現われてこない。これに対しアーク熱による溶着は、溶着力が数 kg から数十 kg にも及び、完全な接点溶着となる。

したがって大電流が流れた場合の電磁接触器の接点溶着は、接点浮き上がりによるアーク発生によるものと考え、S形電磁接触器について測定した接点浮き上がり開始電流を表 4.3 に示す。

電磁接触器の接点溶着には接点の浮き上がりが必要条件となるが、接点の浮き上がりを生じて必ずしも接点が溶着するとは限らない。これは接点が溶着するためにはある一定以上の接点材料の溶融、すなわちある一定以上のアークエネルギーの発生を必要とするためである。この溶着を発生するに必要な限界アークエネルギーを測定することは可能であるが、保護協調の形式にあてはめて機器を選定しようとする

場合には、アークエネルギーでは役に立たないので、アークエネルギーと関連をもつ実用的な通過 I^2t の大きさを限界値を求めてみた。表 4.3 に S 形電磁接触器についての値を示す。これは各種組合せテストの結果より求めた実験値である。なお表中、再使用可能な許容 I^2t では、接点が溶着しても軽微で簡単に引離して使用できる場合も含めている。

サーマルリレーは一般に動作する前にヒータが溶断する電流点をもつ。このサーマルリレーの溶断点をどの程度の電流にすべきかについては規格上明確ではないが、電磁開閉器の開閉性能、用途などの点より、少なくとも定格電流の 10 倍以上とすべきである。TH 形サーマルリレーについてはこの溶断電流は、各種モータにより異なるが 12~30 倍程度のところにある。

サーマルリレーの過電流強度はしたがって定格電流の 10 倍以上の電流域で問題となる。保護協調を考えるうえでは、サーマルリレーが配線用しゃ断器やヒューズの動作特性との交差点まで十分な過電流耐量をもつかどうか、短絡電流でヒータが溶断しないかの 2 点である。

前者については、保護協調設定上動作特性の交差点が、サーマルリレーヒータの溶断電流以下におさまれることが望ましいが、先に述べた IEC の保護協調の形式 a, b, c の考え方によるならば必ずしもこの必要はなくなる。また TH 形サーマルリレーは溶断電流を相当大きく取っているため、表 4.1 の選定による電磁開閉器と短絡保護装置との組合せでは、ほぼこの点問題ない。

ここで主として検討するのは短絡電流が流れた場合のサーマルリレーヒータの溶断である。短絡電流によるヒータの溶断は、通電時間が短かく熱の放散をほとんど無視できるので、ヒータを通過する I^2t (電流²×時間) のみで決定される。また I^2t は理論的に次式で計算される。

$$\text{ヒータ溶断}(I^2t) = \frac{4.18 \text{ ergs}^2}{\alpha \rho_0} \log(1 + \alpha \theta)$$

c : ヒータの比熱 (cal/g°C)

r : ヒータの比重

s : ヒータの断面積 (cm²)

ρ_0 : ヒータ固有抵抗 (Ω-cm)

α : ρ_0 の温度係数

θ : ヒータの溶融温度－周囲温度 (deg C)

この式により TH 形サーマルリレーのヒータ溶断 I^2t を計算した結果を表 4.4 に示す。

TH 形サーマルリレーは溶断する I^2t が比較的大きいので、短絡電流通過によるヒータ溶断およびそれに付随するサーマルリレーケースの破損などに対してかなり強い。CSA 規格 (カナダ規格) ではブレーカを保護装置として、5,000 A まではヒータが溶断してはならない旨規定しているが、TH-35 形以上のサーマルリレーについてはこれに合格し、その強度が実証されている。

TH 形サーマルリレーは、上述したように一般的に過電流強度が大きい、小定格のヒータに大電流が流れた場合には溶断することがある。これを防止したいときには飽和リアクトル付を使用するとよい。飽和リアクトル付を使用したときの過電流強度は表 4.4 に示すようにきわめて大きく、ヒータ溶断の心配はまずない。またこの飽和リアクトル付サーマルリレーを使用すれば、ヒータ溶断点はすべて定格電流の 30 倍以上とすることができ、保護協調上有利である。

4.4 保護協調の形式の推定

電磁開閉器の選定を行なう場合、通常は負荷の電動機のおおきさお

よび運転条件に合わせてそのフレームが選ばれるが、短絡時の保護協調の形式を考える場合には、前述して明らかなように、短絡電流が流れた場合の電磁開閉器の強度を考慮して選定する必要がある。

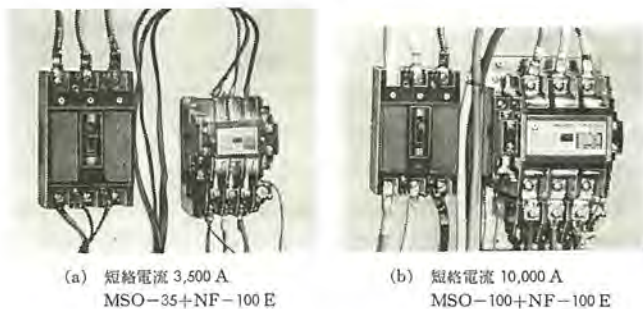
4.3節において、S形電磁接触器およびTH形サーマルリレーの強度について記載したが、この強度を許容 I^2t で表現しているの、配線用しゃ断器やヒューズとの組合わせを検討する場合、これを利用して保護協調の形式を推定できる。しゃ断器やヒューズが短絡電流をしゃ断するまでに通過する I^2t は、その動作特性または溶断特性から推定できるので、電磁接触器については、その I^2t の大きさが表4.3の再使用できる許容 I^2t 以下であれば、保護協調の形式は表4.2のcまたはdが想定される。それ以上の I^2t であればaまたはbとなる。

またサーマルリレーについては、通過する I^2t が表4.4の再使用可能な許容 I^2t 以下であれば、形式は電磁接触器との関係でb、c、dのいずれかになる。溶断 I^2t 以上であれば形式aとなる。なお飽和リアクトル付を使用するときは、特別の場合を除き再使用可能であると考えてよい。

表 4.4 TH形サーマルリレーの短絡電流通過時の許容 I^2t
Permissible I^2t of the thermal relays, series TH in short circuit.

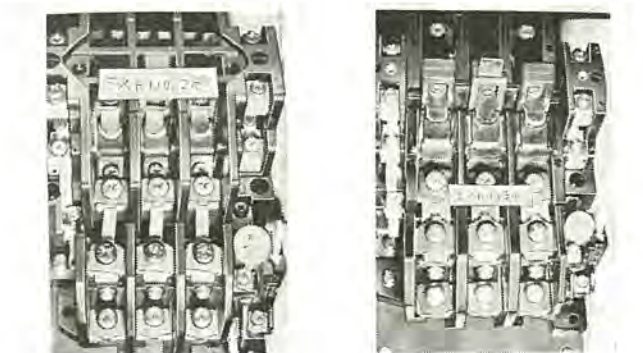
形 名	再使用可能な許容 I^2t (A^2s)	ヒューズ溶断 I^2t (A^2s)	飽和リアクトル付とした場合のヒューズ溶断 I^2t (A^2s)
TH-18	$120 \sim 300 I_{TH}^2$	$200 \sim 540 I_{TH}^2$	$10,000 I_{TH}^2$
TH-35	$150 \sim 300 I_{TH}^2$	$250 \sim 570 I_{TH}^2$	$10,000 I_{TH}^2$ 以上
TH-50	$200 \sim 350 I_{TH}^2$	$300 \sim 600 I_{TH}^2$	$10,000 I_{TH}^2$ 以上
TH-100	$250 \sim 400 I_{TH}^2$	$400 \sim 650 I_{TH}^2$	$10,000 I_{TH}^2$ 以上
TH-150 TH-300	TH-150 および TH-300 は専用の CT と組合せ使用されるが、大電流域では CT が飽和して、ヒューズの溶断は発生しないと考えるとよい。		

注) I_{TH} : サーマルリレーヒューズ電流



(a) 短絡電流 3,500 A
MSO-35+Nf-100 E

(b) 短絡電流 10,000 A
MSO-100+Nf-100 E



(c) 短絡電流 3,500 A
MSO-35(+Nf-100 E)
接点を交換して再使用可

(d) 短絡電流 5,000 A
MSO-50(+Nf-100 E)
接点を交換して再使用可

図 4.4 電磁開閉器と配線用しゃ断器の組合せ短絡試験
Short circuit tests on the combination of the magnetic switches and the circuit breakers.

表 4.3、4.4 には熱的な強度のみを記載しているが、MSO 形電磁開閉器は、熱的に耐えうる程度の I^2t であれば、機械的強度についてはまず心配ない。

5. 選 定

5.1 定格容量の選定

電磁開閉器の定格容量は負荷の種類、使用条件、容量等に適したものを選定しなければならないことは当然である。MS 電磁開閉器は2項で述べたように、誘導電動機用として重負荷用のレッド定格、標準負荷用のグリーン定格を明確にし、さらに、各定格における寿命を明確にし選定の便にしている。誘導電動機用としてのじか入れ起動、寸動運転および逆相制動、また抵抗負荷用の選定を表 5.1 に 200 V、表 5.2 に 400 V 用を示す。

5.2 保全と経済性を考慮した寿命選定

MS 形電磁開閉器の電氣的寿命については3章で詳細に述べたが、保全と経済性を考え使用期間を決めて選定する方法がある。これは個々の開閉器の寿命が各定格ごとに明確である必要があり、あらかじめ開閉ひん度・回数も予測できる場合で

(1) 接点の取換えにより接触器の最大定格で適用

電動機容量を、開閉器の最大容量と同じに選定する方法で、接点の容易に取換えうることに、絶縁等の劣化がないことが必要となる。一般的に中形以上が対応する。

(2) 接点の取換えなしに一サイズ大きく電氣的寿命で適用

接点寿命を基準とする方法で、容量大なるものを選定すれば最大は機械的寿命まで使用することができる。無保守取換えは不用。比較的小容量使用に適當である。

表 5.3 は電氣的寿命に対応する電動機定格を示したもので、期待寿命と開閉器フレームと電動機容量をそれぞれ対応して選定できる。表 5.4 は開閉ひん度と開閉回数と使用年数を示したものである。

二つの選択方法の比較を表 5.5 に示す。一般的に、許容定格容量の選択は最初の設置は経済的であるが、接点取換えの保守を必要とする。電氣的寿命基準では、最初の設置は費用がかかるが保守は必要とせず、開閉ひん度が高いときには望ましい選定である。なお寸動運転逆相制動等のとき電氣的寿命は極端に短くなるので後

表 5.1 MS 形電磁開閉器の選定 (200 V)
Selection table of the magnetic switches, MS series (200 V).

形 名	定格 通電 電流 (A)	3φ 電 動 機 容 量 (kW)									取付 面積 (cm ²) (MSO)	価 格 比 (MSO)	
		標準負務		寸 動 運 転						逆相制動			
		レッド 定格	グリーン 定格	5~10%	30~60%		70~100%						
		150~200万	50~100万	50~100万	15~30万	50~100万	15~30万	50~100万	10~30万	40~80万			
MS(0)-10	12	2.2	2.5	2.2	1.5	0.6	1.0	0.4	—	—	44	66	
MS(0)-11	15	2.2	2.5	2.2	1.5	0.75	1.1	0.6	0.75	0.4	71	90	
MS(0)-18	20	3.7	4.0	3.7	3.7	2.2	3.0	1.5	3	1.5	90	100	
MS(0)-25	35	5.5	7.5	5.5	5.5	3.0	3.7	2.2	3.7	2.2	136	150	
MS(0)-35	48	7.5	11	7.5	7.5	3.7	5.5	3.0	5.5	3.0	162	170	
MS(0)-50	65	11	15	11	11	5.5	7.5	3.7	7.5	3.7	228	250	
MS(0)-65	70	15	15	15	15	7.5	11	5.5	10	5.5	322	310	
MS(0)-80	100	19	22	19	19	11	13	7.0	13	7.5	322	410	
MS(0)-100	130	25	30	25	22	15	19	11	19	11	423	510	
MS(0)-150	200	37	45	37	30	19	22	15	22	15	522	900	
MS(0)-200	220	45	60	45	37	22	30	19	25	19	522	1,170	
MS(0)-300	330	75	90	75	60	37	40	25	40	25	1,292	2,160	

表 5.2 MS 形電磁開閉器の選定 (400 V).
Selection table of the magnetic switches, MS series (400 V).

形 名	定格 通電 電流 (A)	3φ 電 動 機 容 量 (kW)									
		標準負荷		寸 動 運 転						過相制動	
		レッド 定 格	グリーン 定 格	5~ 10%		30~60%		70~100%			
				150~ 200万	50~ 100万	50~ 100万	15~ 30万	50~ 100万	15~ 30万		
		MS(0)-10	12	2.2	2.5	2.2	2.2	1.0	1.5	0.6	—
MS(0)-11	15	2.2	3.7	2.2	2.2	1.1	1.5	0.75	1.1	0.75	
MS(0)-18	20	5.5	5.5	5.5	5.5	3.0	3.7	2.2	3.7	2.0	
MS(0)-25	35	7.5	7.5	7.5	7.5	3.7	5.5	3.0	5.5	3.0	
MS(0)-35	48	11	15	11	11	5.5	7.5	3.7	7.5	3.7	
MS(0)-50	65	22	30	22	19	9.0	11	7.5	11	5.5	
MS(0)-65	70	30	30	30	22	11	15	9.0	15	7.5	
MS(0)-80	100	37	37	37	30	19	22	13	22	11	
MS(0)-100	130	50	55	50	45	25	30	19	37	19	
MS(0)-150	200	75	90	75	55	37	37	25	45	25	
MS(0)-200	220	90	100	90	60	40	45	30	50	30	
MS(0)-300	330	150	150	150	100	75	75	45	75	45	

表 5.3 MS 形電磁開閉器の電動機容量と電氣的寿命
Motor capacity and electric life of the magnetic switches, MS series.

形 名	3φ 電 動 機 容 量 (kW)								機械的 寿 命 (万回)
	100 万		200 万		300 万		500 万		
	200 V	400 V	200 V	400 V	200 V	400 V	200 V	400 V	
MS(0)-10	2.2	2.2	1.5	2.2	1.1	1.5	0.75	1.1	1,000
MS(0)-11	2.2	3.7	1.5	2.2	1.5	1.5	0.75	1.5	1,000
MS(0)-18	3.7	5.5	2.2	5.5	2.2	3.7	1.5	2.2	500
MS(0)-25	7.5	7.5	5.5	7.5	3.7	5.5	2.2	3.7	500
MS(0)-35	11	15	7.5	11	5.5	7.5	3.7	5.5	500
MS(0)-50	15	30	11	19	7.5	15	5.5	11	500
MS(0)-65	15	30	11	22	11	22	7.5	15	500
MS(0)-80	19	37	15	30	15	25	11	19	500
MS(0)-100	25	55	22	45	19	30	15	25	500
MS(0)-150	37	90	30	55	22	45	19	37	500
MS(0)-200	45	100	37	75	25	55	22	40	500
MS(0)-300	75	150	45	90	30	65	25	45	500

表 5.4 開閉ひん度と開閉回数
Frequency of operation and times of operation.

開閉ひん度 (回/時)	開 閉 回 数 (万回)					
	1 年	2 年	3 年	5 年	7 年	10 年
10	3	6	9	15	21	30
60	18	36	54	90	126	180
120	36	72	108	180	254	360
300	90	180	270	450	630	900
600	180	360	540	900	—	—
1,200	360	720	—	—	—	—

1日10時間1年300日運転として計算

者の選定となる。

5.3 操作回路に対する選定条件

5.3.1 交流操作と直流操作

電磁開閉器は一般に交流操作が主体で標準 MS, MSO, S 形も交流操作であるが、直流操作とした MSO-D, SD 形もシリーズに加えている。交流・直流を比較すると一長一短あるが直流操作は動作速度が交流操作よりおそく、投入時の衝撃が少なく長寿命であり高い

表 5.5 選定的方式
Method of selection.

選 択 方 法	許 容 定 格 容 量	電 氣 的 寿 命
利 点	最初の設置低価格 取付面積小	無保守で使用 過負荷に対して余裕あり
欠 点	ときどきの保守接点取換え 必要	設備費用および取付面積大
適 用	使用条件が通常で過酷でない負荷での適用 保守容易のとき	保守困難なとき 連続または止められない 負荷、過酷な負荷 無保守使用
例 1 200 V 3.7 kW 通常運転 開閉ひん度 300 回/時 10 時間運転	MSO-18 170 万回 2 年弱 5 年使用は接点 2 回取り換え 面積: 90 cm ² 費用: 100+20+20=140	MSO-25 350 万回 4 年 5 年使用は接点 1 回取換え 面積: 136 cm ² 費用: 150+30=180
例 2 200 V 2.2 kW 寸動運転 50% 開閉ひん度 600 回/時 10 時間運転	MSO-18 40 万回 約 2 ヶ月 2 年間使用は 接点 8 回取り換え 面積: 90 cm ² 費用: 100+8×20=260	MSO-25 100 万回 約 6 ヶ月 2 年間使用は 接点 3 回取り換え 面積: 136 cm ² 費用: 150+3×30=240

ひん度の開閉に適す。また、突入電流が少なく遠方操作に有利、電磁石のうなりが全くない等の利点がある。一方交流式のほうは、電源が一般的であり、寿命の点も改善されており経済的である。

したがって、用途によって使用区分されるが、一般には交流操作が大部分で直流操作はクレーン用とか、車両用半導体の出力回路等に使用される。

5.3.2 操作回路電圧

電磁開閉器の操作回路の電圧変動は一般には、+10、-15% の範囲で動作保証されているので、印加電圧は性能および寿命に大きく影響し、

(1) 不足電圧のときは、操作電磁石の投入不完全による接点の異常消耗、ばたつきによる溶着およびコイル焼損を招く。また、電源、配線容量不足も電動機起動時の電圧降下により不完全投入による接点のばたつき、溶着、異常消耗を発生する。この場合、制御回路および主回路電線の太さを余裕のあるものとする。制御用トランスの選定を電磁開閉器のコイル容量に合わせ適正とする。もちろん、操作回路電圧に適合したコイルの選定も必要である。なお、MS 形は上記状況の影響を減らすため、2 段投入 2 段落下をしないよう動作特性を改善している。

(2) 過電圧のときは、接触部の開閉速度が大となり衝撃の増大になる鉄心摩耗機構の負担大となり、機械的寿命の低下をもたらす。コイル温度上昇も過大となり寿命の低下もある。電源電圧を十分は握して、コイル電圧より高くならないことも必要である。MS シリーズ電磁開閉器は操作回路電圧の観点から表 5.6 のものを標準化している。

表 5.6 コイル定格電圧一覧
Kinds of rated voltage of operating coils.

標 準 コ イ ル	50-55/50 V 60/50 Hz, 100-110/100 V 60/50 Hz, 200-220/200 V 60/50 Hz, 400-440/400 V 60/50 Hz, 500-550/500 V 60/50 Hz, 55 V 50 Hz, 110 V 50 Hz, 220 V 50 Hz, 440 V 50 Hz, 550 V 50 Hz, 380 V 50 Hz, 120/115 V 60/50 Hz, 127 V 50 Hz, 230 V 50/60 Hz 254 V 50 Hz, 345 V 50 Hz, 24 V 50/60 Hz	動作保証 85~110 %電圧
低電圧補 償コイル	100-110/100 V 60/50 Hz, 200-220/200 V 60/50 Hz, 400-440/400 V 60-50 Hz	50 Hz 70~110% 60 Hz 75~110%



図 5.1 S-2×35 形可逆式電磁接触器
Reversing contactor, type S-2×35.

5.4 その他選定上の考慮点

5.4.1 可逆形に対する考察

MS 形電磁開閉器の可逆形は、補助接点による電氣的インターロックと機械的インターロックを併用している。可逆形電磁開閉器は電動機の正逆運転、逆相制動、極数変換その他の用途に使用されるが、いずれの場合も正逆両方の接触器の同時投入は許されない。

すなわち、この機能は

(1) 可逆操作時正逆切換え余裕時間

(2) 片側の接触器が吸引されているとき、また、接点溶着事故時、他方の接触器が誤動作、または衝撃等で誤投入されることを防止する。

(3) 正逆の接触器が同時に誤投入された場合の接点同時接触による短絡防止で示されるが、(1)項は接触器個々の特性で動作時間、消弧機構等でできるもので、しゃ断時のアーク時間を短く抑え、切換え余裕時間 $1/2$ サイクル以上確保している。(2)、(3)項は主として、誤動作事故時の短絡の防止で完全な機械的インターロックを必要とする。

MS 形は、これらの機能を十分に満足している。

5.4.2 配線と接続

配線作業の合理化および配線の完全さが問題とされる。電磁開閉器の配線の不完全、緩み等からのトラブルが案外多いので、MS 形では、表 5.7 のごとく使用端子と適用電線基準締付トルクを規定し、これらの十分な裏付けデータをとっている。小形機種には、セルフアッテンド端子ねじを採用し、配線時間の節減を計っている。

5.4.3 使用ふんい気

電磁開閉器の外箱構造は、周囲のふんい気によってそれに適応す

表 5.7 MS 形 電磁開閉器適用電線端子締付けトルク一覧
Applicable wire sizes and tightening torque of the magnetic switches, MS series.

形 名	端子ねじ サイズ		端子に適合する電線		端子に適合する 丸圧着端子		締付けトルク (kg-cm)	
	主回路	操作回路	主 回 路	操作回路	主回路	操作回路	主回路	操作回路
MS(0) -10	M 3.5	M 3.5	1.6φ 2mm ²	1.6φ 2mm ²	2-3.5	2-3.5	10	10
MS(0) -11	4	4	1.6φ 2mm ²	1.6φ 2mm ²	2-4	2-4	15	15
MS(0) -18	4	4	1.6φ 2~3.5mm ²	1.6φ 2mm ²	2-4~ 5.5-4	2-4~ 5.5-4	15	15
MS(0) -25	5	4	1.6~2.6φ 2~14mm ²	1.6φ~2.6φ 2~5.5mm ²	2-5~ 14-5	2-4~ 5.5-4	22	15
MS(0) -35	5	4	1.6~2.6φ 2~14mm ²	1.6φ~2.6φ 2~5.5mm ²	2-5~ 14-5	2-4~ 5.5-4	22	15
MS(0) -50, 65	6	4	2.6φ 5.5~22mm ²	1.6φ~2.6φ 2~5.5mm ²	5.5-6~ 22-6	2-4~ 5.5-4	45	15
MS(0) -80	8	4	2.6φ 5.5~38mm ²	1.6φ~2.6φ 2~5.5mm ²	5.5-8~ 38-8	2-4~ 5.5-4	80	15
MS(0) -100	8	4	8~60mm ²	1.6φ~2.6φ 2~5.5mm ²	8-8~ 60-8	2-4~ 5.5-4	100	15
MS(0) -150, 200	10	4	14~100mm ²	1.6φ~5.5φ 2~5.5mm ²	14-10~ 100-10	2-4~ 5.5-4	150	15
MS(0) -300	12	4	38~200mm ²	1.6φ~2.6φ 2~5.5mm ²	38-12~ 200-12	2-4~ 5.5-4	250	15

る保護構造のものを選定する。MS 形では閉鎖形、防じん形 (MS-R 形)、防水形 (MS-W 形)、防食形を基準とし、他の保護構造にも応用できるようにしている。

6. む す び

以上 MS シリーズ 電磁開閉器の電氣的寿命の解析、保護協調、およびおもな選定上の諸条件について紹介した。電磁開閉器、接触器の適切な選定は多くの条件と機種の性能との関連で複雑であるが、ここで紹介した MS シリーズの各種条件における電氣的寿命データ、および組合わせ適用例により、より適切な選定を行ない、機器の有効な使用、および装置の信頼性の向上、実動率の向上に役立てば幸いと考える。

なお、今後いっそう実績および試験データの充実を計り、よりすぐれた使いやすい電磁開閉器として MS 形を発展させ、需要家各位にこたえたいと考えている。

2×224MVA 東電五井火力 5 号クロスコンパウンドタービン発電機

甲斐 高*・柏木 俊男*・速水 和夫*・浜田 一義*

2×224MVA Cross Compound Turbine Generators for Goi Thermal Power Station of the Tokyo Electric Power Co.

Kobe Works Takashi KAI・Toshio KASHIWAGI・Kazuo HAYAMI・Kazuyoshi HAMADA

In cases of generators coupled with cross compound turbines, it is practicable to build two generators each having a half the capacity of the turbine rating. This arrangement is more befitting with the increase of a unit capacity. Development in the future is anticipated. Design of the generators does not differ much from that of tandem compound, but pulling into synchronism both the shafts of the machines in starting is essential in this case as a feature. In this article are discussed analysis of low speed synchronizing at a turning gear speed, test results, and constitution of a hydrogen control system with regard to two×224 MVA 3,000 rpm turbine generators begun to operate from 1969 as Goi thermal power installation No. 5 in Tokyo Electric Power Co. It is proved that if the speeds of turning gear of the two shafts are made somewhat different each other, two machines can be pulled into synchronism with ease.

1. ま え が き

クロスコンパウンドタービンはタンデムコンパウンドタービンに比べて軸長が短かく、また条件によっては効率が良い場合もあるので、わが国でもこれまでかなり採用されてきた。しかし、その最大の特長は、ユニット容量が非常に大きくなっても発電機としては半分程度の容量のものを2台製作すればよい点にあるので、ユニット容量が大きくなればなるほど適性があるといえよう。

発電機の冷却法の最近の進歩はめざましく、2極機で単機 1,000 MVA、4極機で単機 1,500 MVA が現実のものとなりつつあるが、これをクロスコンパウンドタービンと組み合わせれば、ユニット容量 1,500～2,000 MW も可能となる。したがって、クロスコンパウンド機の製作技術と運転法の発達、今後ますます注目に値する。

発電機自体の設計内容はクロスコンパウンドでもタンデムコンパウンドと変わらないが、運転の面では、起動時に2軸を同期に引入れる必要があり、また、水素制御系統もタンデムとは幾分異なる。

当社では昭和42年に、東京電力五井発電所向け5号機として、2×224 MVA、3,000 rpm タービン発電機を製作納入したが、これは三菱グループとして最初のクロスコンパウンド方式の機械である。その際、クロスコンパウンドに特有の上記の問題点について若干の検討を行なったので、その内容の一部を紹介して関係各位のご参考に供したい。

2. 定格と構造の概要

本機は三菱重工業製の 350 MW、3,000 rpm、4車室4分流再熱形のクロスコンパウンドタービンに直結されるもので、高圧タービンと低圧タービンをプライマリ軸（以下P軸と呼ぶ）とし、中圧タービンともう一つの低圧タービンをセコンダリ軸（以下S軸と呼ぶ）として、そのおのおの出力 224 MVA の内部冷却タービン発電機を1台ずつつないだものである。

2.1 定 格

形 式 横軸円筒回転界磁形

冷却法 水素内部冷却

容 量 224 MVA (水素ガス圧 3 kg/cm²)

電 圧 17,000 V

電 流	7,600 A
周波数	50 Hz
極 数	2 極
回転数	3,000 rpm
力 率	0.85
短絡比	0.60 (224 MVA において)
励磁機	別置 1,050 kW、330 V

2.2 構造の概要

当社では昭和34年にわが国ではじめて直接冷却の 208 MVA を製作して以来、10年間に30台の内部冷却タービン発電機を納入し、さらに20台の内部冷却機を製作中で、その総容量は13,000 MVA におよんでいるが、本機も水素内部冷却方式で製作した。いうまでもなく、水素内部冷却の特長は、構造が簡単で信頼性が高くしかも小形軽量という点にある。図2.1に本機の外観を、図2.2に断面構造を示す。

本機は昭和36年に運転を始めた東京電力横浜発電所納め 224 MVA を基礎にして設計した機械で、回転子外径、軸材、リテーニングリング材の強度など基本的な点は同一であるが、短絡比が横浜機の0.64に対して本機では0.60と小さくなったので、その後の研究開発の成果もとり入れて新設計とした。新構造のおもなものは次のとおりである。



図 2.1 東電五井発電所 5 号 2×224 MVA、3,000 rpm 内部冷却タービン発電機
2×224 MVA, 3,000 rpm inner cooled turbine generator for Goi Thermal P/S No. 5 of the Tokyo Electric Power Co.

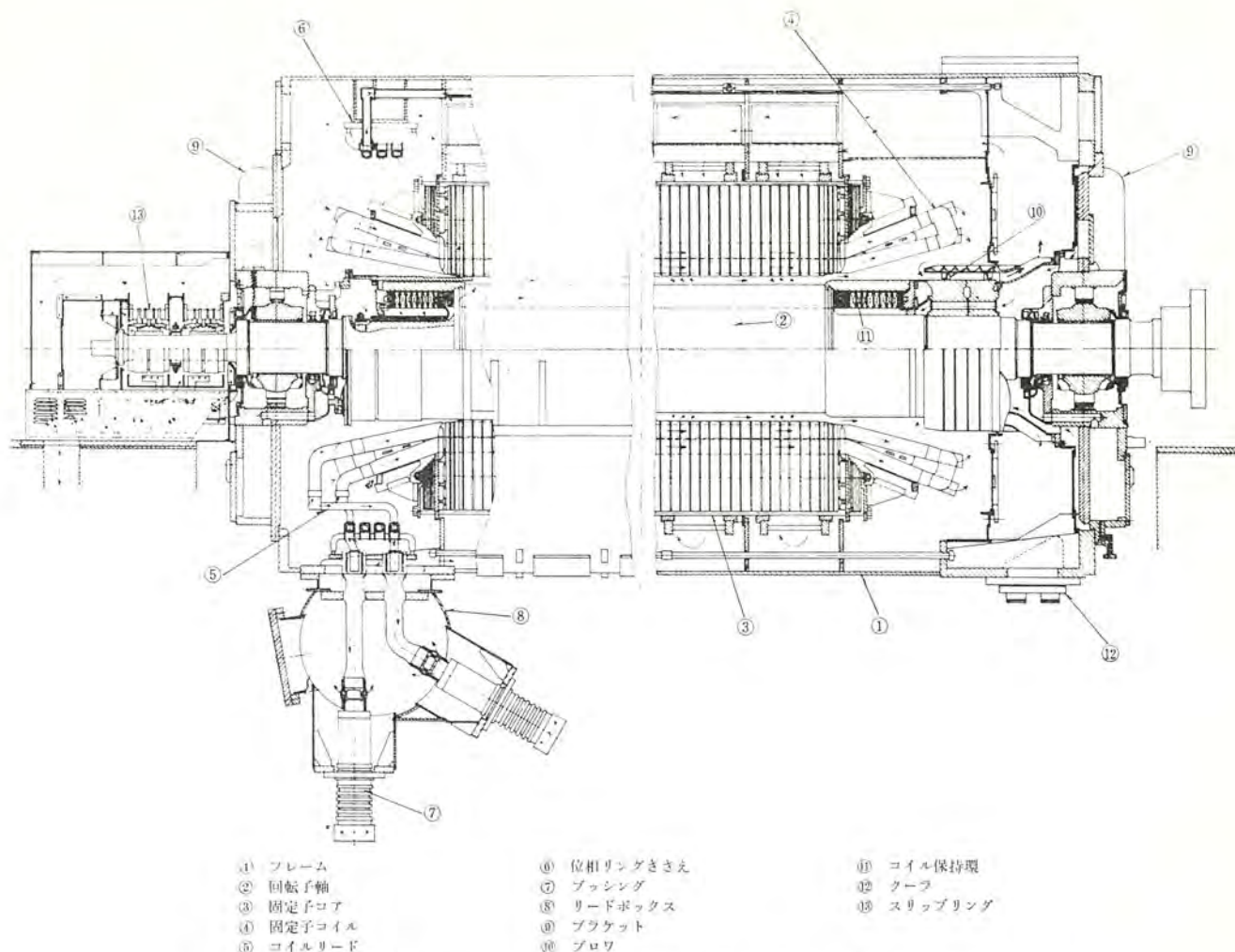


図 2.2 内部冷却タービン発電機断面図

Sectional view of inner cooled turbine generator.

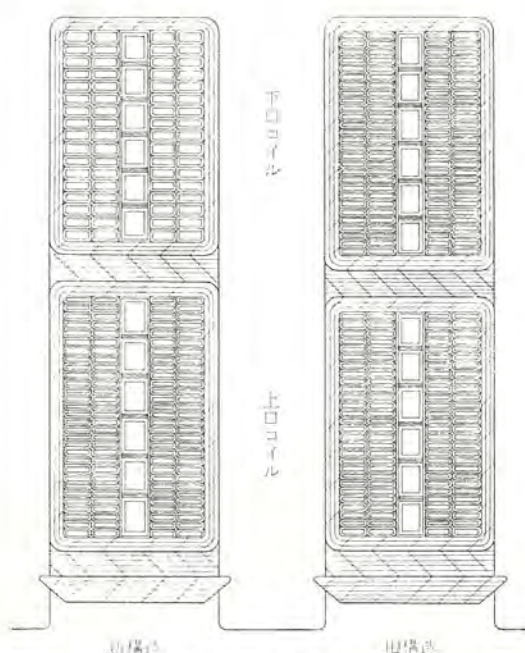


図 2.3 固定子コイル断面図
Cross-section of inner cooled stator coil.

(1) 固定子巻線

図 2.3 に示すように上口と下口コイルの高さを変え、素線も厚さの異なるものを使用した。これはスロット漏れ磁束によって固定子導

体中に生ずるうず電流損失が上口にかたより、上口コイルの温度上昇が高くなるのを防ぐためである。

従来コイル端の水素ガス出入口に設けていたベントキャップは沿面距離を長くするとともに、作業中の不注意によるベントチューブの損傷を防ぐためのものであったが、適切な絶縁設計と作業管理によって不要となった。

固定子コイルからブッシングに至るリード部分（位相リング）はフレームにとりつけた非磁性の位相リングさきえによって支持するようにした。また、リードボックスの径を若干大きくし、せん（閃）絡距離を十分とることによって、ブッシングに直接つながるメインリード部分を裸にし温度上昇の低減と構造の単純化をはかった。

(2) 回転子コイル端部絶縁

回転子コイル端部の対地絶縁は、これまでリテーニングリングの内側に特殊な絶縁積層板を張りつけていたが、特別な方法で製作した絶縁リングをリテーニングリングにはめる方式を開発し、本機にも使用している。

3. ターニングギヤ同期法の検討と起動手順

スチームバイパスを持たないクロスコンパウンドタービンでは、起動時に高圧タービンが供給蒸気から大部分のエネルギーを取り、高圧タービンの回転数は低圧タービンの回転数よりかなり早く上昇する。したがって、両軸を同一速度に保ちながら加速し系統に同期させるため、タービンに

蒸気を入れる前にあらかじめ 3 台の発電機をターニングギヤ速度で同期に引き入れ、電氣的に結合する方法がとられる。この起動初期のターニングギヤ速度での同期化可能の条件を見つけることは、ターニングギヤの計画ならびに起動手順の決定上不可欠の問題である。同期化の可否に影響する因子としては次のようなものがあげられる。

- (a) 両軸のターニング速度
- (b) 両発電機の励磁の強さ
- (c) 励磁投入時の両機間の位相差
- (d) 両発電機の各種定数
抵抗、リアクタンス、時定数、慣性定数、制動係数、摩擦トルクなど
- (e) 両発電機をつなぐ回路の抵抗およびリアクタンス
- (f) ターニングギヤの諸特性
トルク—速度特性および慣性定数など

なおこのほか、同期手順の決定にあたっては、低速での発電機界磁巻線の温度上昇、ターニングモータの過負荷耐量などについても考慮する必要がある。

本機では、ターニング速度での同期化の条件について理論的解析を行ない、電子計算機によって同期化の最適条件を求めるとともに、発電所で条件を変えて若干の同期引き入れ試験を行ない、計算結果と比較した。以下にその概要を紹介する。

3.1 理論的解析の方法

解析の基本となる軸系の運動方程式は次式で表わされる。

$$T_{\alpha K} = T_{mK} - T_{fK} - T_{eK} = 2H_K(p\omega_K) \quad (3.1)$$

ここで、 K : 添字 $\begin{cases} =1 \text{ のとき プライマリ 軸} \\ =2 \text{ のとき センダリ 軸} \end{cases}$

T_{α} : 加速トルク (p.u.)

T_m : ターニングモータの駆動トルク (p.u.)

T_f : 摩擦トルク (p.u.)

T_e : 発電機の電氣的トルク (p.u.)

H : 軸系の単位慣性定数 (rad)

p : 微分演算子 ($=d/dt$), t =時間 (rad)

ω : 角速度 (p.u.)

式 (3.1) の左辺の各トルクは以下に示すように、角速度 ω_K ならびに位相角 θ_K の非線形の関数であるから、式 (3.1) を解くには電子計算機を利用し、微小時間 Δt について数値積分を行なう。すなわち

$$\omega_K = \omega_{K0} + \frac{T_{\alpha K0}}{2H_K}(\Delta t) \quad (3.2)$$

$$\theta_K = \theta_{K0} + \omega_{K0}(\Delta t) \quad (3.3)$$

3.1.1 電気トルク (T_{eK})

電気トルクの解析には二反作用理論を用い、a, b, c の固定子三相回路の代りに図 3.1 に示す α, β の直交 2 軸を基準座標軸とした。計算の簡略化のため次の仮定を設けた。

- (1) ダンパ回路の制動効果を見捨てる。
 - (2) 界磁回路の過渡現象を見捨てる、同期化の過程中、界磁束は一定に保たれるものとする。
 - (3) リアクタンスとして直軸同期リアクタンス x_d を用いる。
- 電気トルクは次の諸式で求められる。(付録 1)

$$T_{eK} = \phi_{\alpha K} i_{\beta K} - \phi_{\beta K} i_{\alpha K} \quad (3.4)$$

$$i_{\alpha K} = \frac{1}{x_d} \left\{ \frac{E_K \cos \theta_K - E_l \cos \theta_l}{2} - r \int i_{\alpha K} dt \right\} \quad (3.5)$$

$$i_{\beta K} = \frac{1}{x_d} \left\{ \frac{E_K \sin \theta_K - E_l \sin \theta_l}{2} - r \int i_{\beta K} dt \right\} \quad (3.6)$$

$$\phi_{\alpha K} = \frac{E_K \cos \theta_K + E_l \cos \theta_l}{2} + r \int i_{\alpha K} dt \quad (3.7)$$

$$\phi_{\beta K} = \frac{E_K \sin \theta_K + E_l \sin \theta_l}{2} + r \int i_{\beta K} dt \quad (3.8)$$

ここで、 l : 添字 $\begin{cases} K=1 \text{ のとき } l=2 \\ K=2 \text{ のとき } l=1 \end{cases}$

i : 電機子電流 (p.u.)

ϕ : 鎖交磁束 (p.u.)

E : 励磁電圧 (p.u.)

r : 電機子抵抗 (p.u.)

θ : 図 3.1 に示す位相角 (rad)

3.1.2 駆動トルク (T_{mK})

ターニングモータには三相かご形誘導電動機を使用しているため、駆動トルクは固定子銅損を無視すれば次式で近似できる。

$$T_{mK} = 2T_{\max, K} \frac{(1 - \omega_{mK})(1 - \omega_{\min, K})}{(1 - \omega_{mK})^2 + (1 - \omega_{\min, K})^2} \quad (3.9)$$

ここで、 T_{\max} : 電動機の最大トルク (p.u.)

ω_m : 電動機の角速度 (p.u.)

ω_{\min} : 最大トルクにおける角速度 (p.u.)

同期化の過程で、発電機軸系の速度がターニングモータの同期速度に達するか、あるいはこれを越えると、ターニングギヤは自動的にはずれるので、この場合には駆動トルクはゼロになる。

なお、ターニングギヤがはずれていない状態では、駆動トルクはもちろん軸系に作用するが、同時にターニングギヤの慣性も軸系の慣性の一部として含まれる。したがってこの状態では、ターニングギヤ側の角速度、トルクおよび慣性定数はすべて発電機側に換算しなければならない。(付録 2)

3.1.3 摩擦トルク

摩擦トルクは厳密には回転数の関数であり、静止状態から定格回転数までの全範囲にわたってこれを正確に表現することはかなり困難である。しかし、同期の過程で問題になるターニング速度の近傍では、摩擦トルクを一定と考えても大きな誤差は生じない。

3.2 デジタルコンピュータによる計算

前節の理論式を用い、IBM 7090 によって五井向け 2×224 MVA クロスコンパウンド機の同期化の最適条件を検討した。

インプットとして、両機の定格出力、定格回転数、 x_d, r, H, T_f , ターニングモータの定格出力、同期回転数、 $T_{\max}, \omega_{\min}, H_m$, ギヤの歯

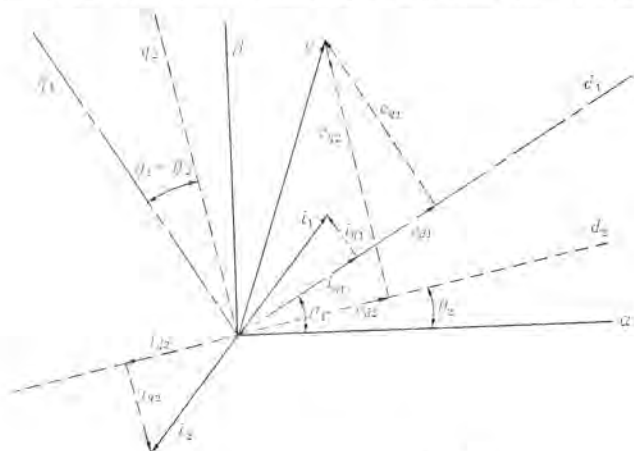


図 3.1 d, q 軸と α, β 軸との関係
d, q and α, β axes relationships.

数比を与えるとともに、P、S 両機の励磁電圧、投入時の両機の位相差ならびにターニングモータの定格出力を種々変化させて、両機の角速度、位相角、電機子電流、駆動トルク、電気トルクおよび加速トルクの時間的変化がどのように変わるかを調べた。

3.3 ターニング装置および軸位置指示計

上記検討の結果、本機ではターニング装置の定格を次のように定めた。

- (1) ターニングモータ（三相かご形誘導電動機）
15 kW, 6 極, 50 Hz, 440 V, 1,000 rpm
- (2) ターニングギヤ 歯数比
プライマリ 1,000 : 2.8
セコンダリ 1,000 : 3.17

プライマリとセコンダリでターニング速度に差をつけたのは、同一速度の場合に比べて電気トルクが大きく同期化が容易なこと、ならびに両機の位相が合った状態で界磁しゃ断器を投入するのが容易なためである。

両機の位相差を知るには軸位置指示計を用いる。軸位置指示計の検出部は発電機軸端にとりつけられ、円周上に等間隔に配置された 8 個のリードスイッチを有する固定子と、円周上 1 個所だけに永久磁石を取り付けた非磁性の回転子が一定のギャップで組立てられている。個々のリードスイッチは回転子上の永久磁石がちょうど向かい合った位置にきたときだけ閉じるので、各スイッチを指示計上のランプに接続しておけば、軸の位置を知ることができる。

軸位置指示計には図 3.2 にその正面を示すように、プライマリ用として外周に 45 度間隔で 8 個のランプがあり、セコンダリ用として内周に同じく 8 個のランプが配置されている。軸の位置は点灯したランプで示され、内外周で同じ位置のランプがついている時は、両機の位相差は 35 度以内である。

セコンダリが 3.17 rpm、プライマリが 2.8 rpm のターニング速度で回転しているときには、両機の位相は約 2.7 分に 1 回だけ合致し、軸位置指示計の内外周のランプは同じ位置で約 2.4 秒間点灯する。したがって、この間に界磁しゃ断器を投入するのはきわめて容易である。

3.4 現地試験結果と考察

理論解析法の妥当性を調べ同期化の最適条件を確立するため、発電所納入後に両機の励磁電圧と投入時の位相差を変えて、数十回の

同期化試験を実施した。

3.4.1 試験条件

- (1) 励磁電圧 (p. u 無負荷定格電圧時の励磁電圧基準)
P—S 1.0—1.0, 1.0—0.8, 0.8—1.0, 0.8—0.8, 0.5—1.0,
0.5—0.5, 0.45—0.45, 0.4—0.4, 0.3—0.3

- (2) 界磁投入時位相差 (度)

0, ± 45 , ± 90

3.4.2 測定項目

- (1) 界磁投入前後の励磁電圧、界磁投入後の励磁電流
回転子コイル温度
- (2) 界磁投入瞬間ならびに同期完了後の軸位置
- (3) 角速度の時間的変化
- (4) 同期完了時間
- (5) 電機子電流の時間的変化、固定子コイル温度
- (6) ターニングモータ電流

3.4.3 判定基準

同期化成功の判定基準としては

- 両機の回転数が 3 rpm 近傍で収れんする。
- 両機の位相差が零になる。
- ターニングモータが過負荷にならない。

ことがあげられるが、最適条件としてはこのほかに

- 回転数ならびに位相角の変動が少ない。
- 回転数ならびに位相差が収れんするまでの時間が少ない。

ことも重要である。

3.4.4 試験結果

(1) P—S 両機の励磁電圧が 0.3—0.3, 0.4—0.4, 0.45—0.45, 0.5—0.5 で、投入時位相差が ± 10 度以内の場合には、P 側ターニングギヤがはずれた後の両機の回転数、位相角などの変動が少なく、投入後 10~15 秒で両機は順調に同期化する。図 3.3 に励磁電圧が 0.5—0.5、位相差が零で同期に成功した場合の回転数の変化の状況を示す。参考のため計算結果も点線で示した。

(2) 両機の励磁電圧が 0.5 以下であっても、位相差が ± 90 度など大きい場合には、回転数や位相角の変動が大きくて同期しない例がある。投入時位相差については、P 機が S 機より進んだときの方が逆の場合より同期化しやすいようである。

(3) P—S 両機またはどちらか一方の励磁電圧が 0.8 以上の場合には、投入時位相差がたとえ零であっても、低速の P 機は速度変動が激しく、大きな電気トルクを発生して高速の S 機は速度上昇を招き、図 3.4 に見られるように S 機のターニングギヤがはずれて同期化失敗に至るケースが多い。これは電気トルクが必要以上に大きいためで、図 3.5 の同期化トルク曲線からも推定できることである。

- (4) 上記の試験結果から考えると、15 kW というターニングモータ

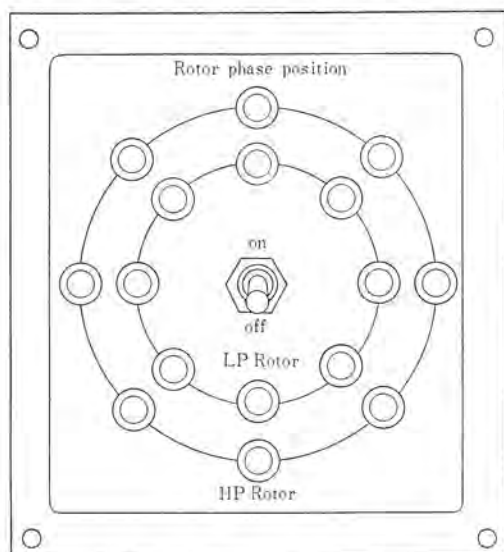


図 3.2 軸位置指示計
Rotor phase position indicator.

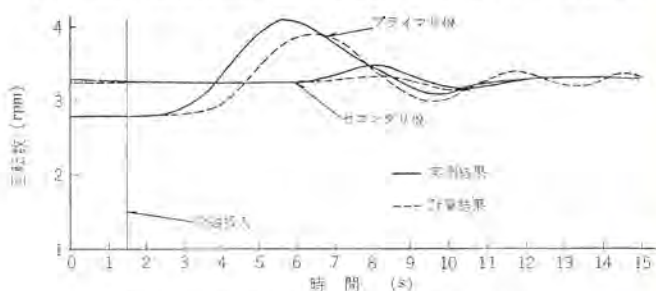


図 3.3 同期化成功例 (励磁電圧 0.5—0.5)
Successful synchronization.

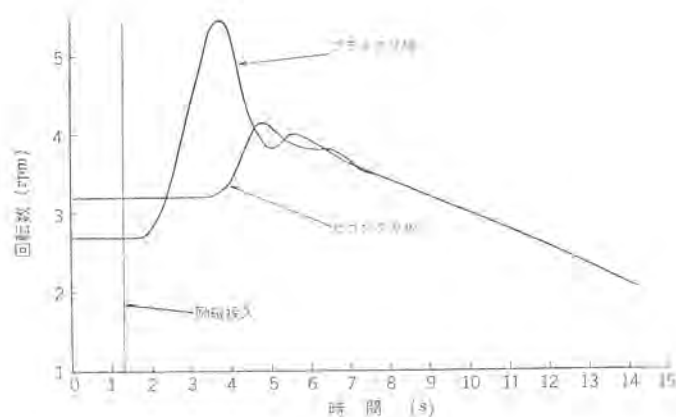
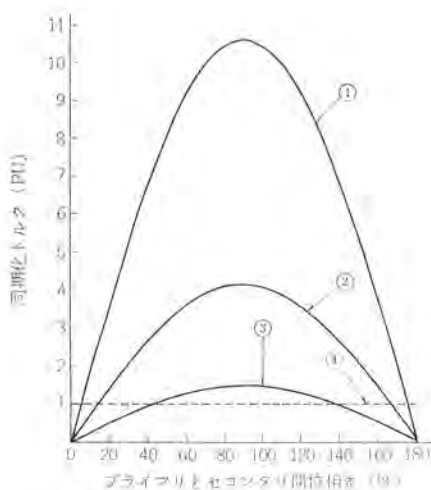


図 3.4 同期化失敗例(励磁電圧 10.0—1.0)
(両方のターニングギヤ脱)

Synchronization failure with disengagement of both turning gears.



- ① 励磁値 0.8 p.u. 時の位相差トルク曲線
 - ② 励磁値 0.5 p.u. 時の位相差トルク曲線
 - ③ 励磁値 0.3 p.u. 時の位相差トルク曲線
 - ④ 損失トルク
- 1 p.u. トルク=損失トルク値

図 3.5 同期化トルクと損失トルク曲線
Synchronizing torque and loss torque.

の容量には若干の余裕があり、もう少し容量を小さくしても、同期化可能と推定される。

(5) 回転子コイルの温度上昇は、励磁電流が 1.0 p.u. の場合、約 3°C/分の割合である。したがって実際の同期化の場合の励磁電流値 (0.5 p.u.) では、ターニング速度で 30 分程度放置しても温度上昇の点では問題ない。

(6) 同期化の過程での電機子電流は、両機の励磁電圧が 1.0—0.5 の場合、最大 0.25 p.u. 程度である。なお、同期化に要する時間はせいぜい 15 秒程度であり、固定子コイルの温度への影響はほとんど認められなかった。

3.5 ターニングギヤ同期手順

前節までの検討結果に基づいて決定した本機の同期手順は次のとおりである。

- (1) P, S 両機がターニングの状態、軸位置指示計の電源を入れる。
- (2) 両機の励磁電圧を 50 ± 5 V (0.5 p.u.) に設定する。
- (3) 軸位置指示計のランプの点灯が同位相になったとき、両機の界磁シャ断器を同時に投入する。

(4) 界磁シャ断器投入後数秒で P 側ターニングギヤがはずれるので、軸位置指示計を注意深く監視し、いずれかの発電機が停止したら直ちに界磁シャ断器を切る。

(5) 中央制御盤上の炭脱表示ランプによって P 側ターニングギヤがはずれ、S 側ターニングギヤがかん(嵌)であることを確認する。

(6) P 側ターニングギヤがはずれてから約 10 秒前後で両軸の回転数が一致し同期完了となる。この間、軸位置指示計のランプに十分注意し、S 側ターニングモータで両機が円滑にターニングされていることを確認する。

(7) 界磁シャ断器投入後 8 分以内に通気を始め、両機を同時に昇速する。

(8) S 側ターニングギヤがはずれ、両機が同時に昇速されていることを確認した後、軸位置指示計の電源を切る。

(9) 界磁シャ断器投入後 10 分以内に 350 rpm まで昇速する。

(10) タービンの点検を行なうため 500 rpm で 5 分間保持するが、この間、励磁電圧が 45 ± 5 V の範囲に保たれ、しかも両機の励磁電圧の差が 5 V 以下であることを確認する。

(11) 定格回転数まで昇速したら、励磁電圧を 1.0 p.u. に調整した後 AVR を自動に切り換える。

(12) 同期検定器を生かし、ガバモータの制御スイッチを操作して発電機の周波数と位相を系統に合わせる。

(13) 周波数、位相、電圧が一致したら、シャ断器を操作して発電機を系統に併入する。

4. クロスコンパウンド機の水素制御

クロスコンパウンド形タービン発電機では、プライマリ・セコンダリ両軸に出力、回転数、定格ガス圧などの異なる別個の発電機をつなぐ場合と、まったく同一の定格の 2 台の発電機をつなぐ場合とがある。水素制御系統の計画にあたっては、まず、どちらの形式であるかに注目しなければならない。

(1) 2 軸の発電機の定格が異なる場合には、一般に、定格出力、定格回転数のほか、密封部の軸径、ガス容積、定格ガス圧なども異なると考えなければならないから、2 軸の発電機を別個のユニットとみなして、それぞれに専用の水素制御系統を設けるほうが自然である。

(2) 2 軸の発電機の定格が同一の場合には、密封部の軸径やガス容積が等しいのはもちろんのこと、ガス圧力も常時は同一に保たれる。したがって、水素制御系統も両機で共用できる部分はなるべく共通とし、どうしても分離しなければならない部分だけ別個に 2 組設けることによりコンパクトな設計が可能となる。

本機は後者に属するので、水素制御系統は共通方式とした。しかし、この場合でも、発電機の点検などのため両機のガス系統を完全にシャ断して一方の発電機だけのガス入れ換えを行ったり、両機を異なったガス圧に保ったりするために、タンデムコンパウンド機とは違った特別な工夫を各部に採用した。なお、本機の定格ガス圧は 3 kg/cm^2 であるが、標準化のため、水素制御系統は定格ガス圧 4 kg/cm^2 の場合にもそのまま使用できるように計画した。

4.1 ガス系統

(1) ガス系統の概要

本機のガス系統を図 4.1 に示す。図中の弁の開閉位置は正常の運転状態を示している。

共通部分：水素および炭酸ガス供給装置、ガス制御盤、高圧警報器、低圧警報器、屋外排気管、ガス供給装置からバ



図 4.2 ガス制御盤
Gas control panel.

表 4.1 ガスの同時入れ換え操作と所要時間
Procedures and time required for gas replacing.

ガス入れ換え	弁の操作	封入圧力 (kg/cm ² ・g)	機内圧力 (kg/cm ² ・g)	機内純度 (%)	所要時間 (min)
空気→炭酸ガス	#77, 40 開 #76, 50 閉	0.4	0.05	70	30
炭酸ガス→水素	#77, 40 閉 #76, 50 開	0.3	0.05	95	40
昇 圧	#77, 40 閉 #76, 50 開	/	3.0	98	70
水素→炭酸ガス	#77, 40 開 #76, 50 閉		0.1	90	50

ルプステーション までの ガス 供給管

個別部分：ガス 乾燥器，漏水警報器，ガス 純度計，ガスフロウ 連成
圧力計，密度発信機，低純度警報器，バルブステーション
から発電機本体までの ガス 供給管，発電機本体から
ガス 制御盤までの計器用配管

高圧警報器および低圧警報器を共通にした理由は，正常運転時には両機は配管により連結されているので同一圧力に保たれること，
発電機の点検などのために両機を別々の圧力にする場合には個々の
発電機用の圧力計により監視できることによる。

これに反して，低純度警報器を両機に別個に設けた理由は，両機
を連結する配管の径が小さく (50 mm) ガスの拡散に時間を要するの
で，短時間では両機の純度が必ずしも同一にはならないからである。

ガス 純度計および ガスフロウ 連成圧力計は，一方の発電機だけの ガス
入れ換えを行なう場合に備えて，両機に別個に設けた。図 4.2
は ガス 制御盤の外観で，左上部に ガス 純度計と ガスフロウ 連成圧力計，
右中央部に ガス 温度自動調節計が，プライマリ 用，セコンダリ 用として
各 2 個取付けられている。

(2) 両機の ガスの同時入れ換え操作

両機の機内 ガスの同時入れ換えを行なうには，バルブステーションの炭
酸 ガス 供給弁 #75, 75 a, 水素供給弁 #78, 78 a を開いておき，炭
酸 ガス 供給装置の弁 #76, 40 と水素 ガス 供給装置の弁 #77, 50 を表
4.1 に示すように開閉するだけでよく，所要時間も短かくてすむ。

(3) 両機の ガス 系統の分離と片方だけの ガスの入れ換え操作
両機の ガス 系統は バルブステーションの弁 #75, 78 (または #75 a,
78 a) を閉じるだけで分離できる。

片方の発電機 (たとえば セコンダリ 機) だけの ガス を入れ換えるに
は，入れ換えを行なわない側の発電機 (この場合 プライマリ 機) の弁
#75, 78 を閉じたうえで，(1) 項で述べた ガス 入れ換え操作を行な
えばよい。この場合に必要な 密封油系統の操作については 後述す
る。

4.2 密封油系統

(1) 密封油系統の概要

本機の密封油系統を図 4.3 に示す。密封方式は当社が従来から
内部冷却発電機に使用してきた複流方式である。この方式は周知の
ように，単流形真空処理方式に比べて運転の安全性が高く，真空処
理のための複雑な機構がなく，保守が容易なうえ水素消費量が少な
いという利点がある。

クロスコンパウンド 発電機用として 1 組の密封油装置だけを設け，プライ
マリ 機と セコンダリ 機に共用する場合，正常運転についてはなんら問
題はないが，点検などのために一方の発電機の ガス 系統を他方から
分離し，同時にその発電機の密封油系統を停止することができるよう
にするためには，慎重な配慮が必要である。本機では，あらゆる
運転条件について十分な検討を行ない，(2) 項に示すような諸対策
を行なうことによって，図 4.4 のコンパクトな装置にまとめること
ができた。

共通部分：密封油泵，油冷却器，油こし器，補給油系統，差圧
調整弁，補給調整弁

個別部分：ルーブシールタンク，水素側油ならし箱，均圧弁，差圧計

(2) 密封油装置の共用に対する諸対策

(a) 均圧弁

空気側密封油は弁 #290 と #290 a を経て両発電機に供給される。
一方の発電機 (たとえば プライマリ 機) の密封油を停止するときは，
その側の弁 (この場合 #290) を閉じる。これと同時に，プライマリ 機
への水素側密封油の供給も，均圧弁の働きによって停止される。す
なわち，プライマリ 機への空気側密封油の供給油圧が零になれば，プ
ライマリ 機の両密封部に接続されている均圧弁が閉じて，水素側密封油
の供給をシャ断する。以上の目的のために，均圧弁は両機の各密封
部ごとに (合計 4 個) 設けた。これは，正常運転時に，各密封部入
口の空気側密封油圧が途中の配管抵抗の差によってわずかつ異なる
ため，空気側と水素側の密封油が密封部で混ざり合うのを防ぐの
にも役立っている。

(b) ルーブシールタンク

ルーブシールタンクは共通にすると大きさが大きくなり，取り付けに不
便であるので別個にした。

(c) 水素側油ならし箱

水素側油ならし箱の上部は機内 ガス と通じている。したがって，
両機の間の ガス の流通をシャ断する目的から油ならし箱は別個に設
けた。油ならし箱を共通にして内側の上部に隔壁を設けても一応 ガ
スのシャ断はできるが，たとえば一方の発電機だけ ガス を抜く場合
などのように両機の機内 ガス 圧の差が大きくなると，片方の油面が
押し下げられ，ガスは隔壁の下を通して流通することになり不具合
である。これに反して，油ならし箱を別個に設けておけば，運転中，
プライマリ 機，セコンダリ 機別々の ガス 漏れ量を求めることもできし，
フオート 弁の保守点検にも便利である。

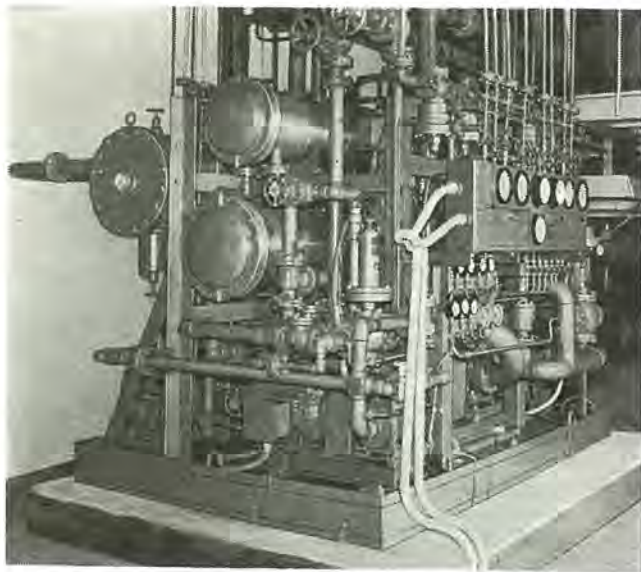


図 4.4 密封油装置
Seal oil unit.

2個の油ならし箱の出口は水素側密封油泵の吸込側に接続されているので、両機の機内ガス圧の差が大きいき、出口配管を介して上記と同じようなガスの流通が起こることを防ぐために、各油ならし箱の出口に逆止弁#296, 296aを設けた。(特許出願中)

油ならし箱内部の2個のフロート弁は、油面を規定の範囲内に保つために設けられているが、各油ならし箱に通じる配管抵抗には差があるので、両機の機内ガス圧がたとえ同一であっても両油ならし箱の油面は必ずしも同じにはならず、フロート弁が働いて密封油の交換が起こり、機内ガス純度低下の機会を増やすことになる。この弊害をなくするため、両油ならし箱を弁#289を介して連通管で接続した。正常運転時には弁#289を開いて両油ならし箱の油面を同一に保つことにより密封油の交換の機会を減らし、一方の発電機だけガスを抜くような場合には弁#289を閉じて両機間のガスの流通を防ぐ。

(d) 差圧調整弁

空気側密封油圧は1個の差圧調整弁により、常に高い方の機内ガス圧 $+0.84 \text{ kg/cm}^2$ に制御される。したがって、点検のため一方の発電機だけガスを抜き密封油をとめる操作を行なっている最中には、低いガス圧の発電機の密封部に必要以上の油圧がかかるおそれがある。たとえば、一方の機内ガス圧が $3 \text{ kg/cm}^2\text{g}$ 、他方が $0 \text{ kg/cm}^2\text{g}$ であるとすれば、低い方の発電機に必要な密封油圧は $0.84 \text{ kg/cm}^2\text{g}$ にすぎないにもかかわらず、実際には $3.84 \text{ kg/cm}^2\text{g}$ の油圧が供給されるため水素側の密封油量が増し排油が十分に行なわれなくなって、機内への漏油が危惧される。

試験結果によれば、両機の差圧は少なくとも 1.5 kg/cm^2 まで許容

できるが、実際の運転基準としては、安全のため、両機の差圧を常に 0.5 kg/cm^2 以内に保つことを推奨している。

差圧調整弁および補給調整弁は、常に高いほうの機内ガス圧を検出しなければならない。このため、機内ガス圧の導圧部には図3.3に示すように各2個の逆止弁(#281と281a, #283と283a)を設けている。逆止弁と並列に接続されているバイパス抵抗(オリフィス)は調整弁の速応性を高めるためのもので、正常運転時のわずかな差圧の変化に対して調整弁が急速に応答するためには、この抵抗は低いほうがよい。しかし抵抗が低すぎると、一方の発電機だけのガスを抜く場合、誤って弁#208, 209(または#208a, 209a)を閉じ忘れると、このバイパス回路を介してガスが流通し、空気に置換した発電機の泡取箱内に水素が蓄積するおそれがある。したがって、オリフィスの寸法はこれらの点を十分に考慮して設計した。

(3) 片方だけの発電機のガス入換えと密封油停止操作

片方の発電機(たとえばセコンダリ機)だけのガスを入れ換え、密封油を停止するには、3.1節(3)で述べたガス系統の操作のほかに、密封油系統について下記の操作を行なう。

(a) 両機の機内ガス圧の差圧を常に 0.5 kg/cm^2 以内に保つ。

(b) 弁#289(油ならし箱連通管)を閉じる。

(c) 弁#208a, 209a(差圧および補給調整弁導圧管)

弁#213a, 220a(均圧弁導圧管)

弁#215a, 222a(差圧計導圧管)

弁#211a, 218a(水素側密封油供給管)

弁#271a, 272a(フロート油供給管)を閉じる。

(d) 弁#290a(空気側密封油供給管)を閉じ、ハンドルを取りはずして誤操作を防ぐ。

なお、この状態から、もとの状態にもどすには、上記と逆の操作を行なえばよい。

5. む す び

本文では昭和42年に東京電力五井発電所5号機として納入した $2 \times 224 \text{ MVA}$, $3,000 \text{ rpm}$ クロスコンパウンドタービン発電機についてその概要を紹介するとともに、クロスコンパウンド機でとくに問題となる低周波同期法の解析と試験結果ならびに水素制御系統の設計内容を報告した。

本機は昭和43年の初めから順調な運転を続けているが、当社ではこれに引続いて同一定格の南横浜発電所1号機を製作中で近く完成の予定であり、さらに大容量の 600 MW 級クロスコンパウンド機についても詳細な検討を終わっている。

最後に本機の試験にあたってあらゆる便宜を与えていただいた多数の関係者の方々、なかでも五井発電所の各位に深い感謝の意を表するものである。

Parkの式により、

$$\left. \begin{aligned} e_{dK} &= P\phi_{dK} - r i_{dK} \\ e_{qK} &= P\phi_{qK} - r i_{qK} \\ \phi_{dK} &= E_K - x_d i_{dK} \\ \phi_{qK} &= -x_q i_{qK} \approx -x_d i_{qK} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付2)$$

P, S両機は母線で接続されているから、電圧、電流について次式が成立つ。

$$\left. \begin{aligned} e_{\alpha 1} &= e_{\alpha 2} & e_{\beta 1} &= e_{\beta 2} \\ i_{\alpha 1} &= -i_{\alpha 2} & i_{\beta 1} &= -i_{\beta 2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付3)$$

[付録1] 電気トルクの式の誘導

図3.1より、P, S両機の電圧、電流および磁束について次の関係が成立つ。

$$\left. \begin{aligned} e_{\alpha K} &= e_{dK} \cos \theta_K - e_{qK} \sin \theta_K \\ e_{\beta K} &= e_{dK} \sin \theta_K + e_{qK} \cos \theta_K \\ i_{\alpha K} &= i_{dK} \cos \theta_K - i_{qK} \sin \theta_K \\ i_{\beta K} &= i_{dK} \sin \theta_K + i_{qK} \cos \theta_K \\ \phi_{\alpha K} &= \phi_{dK} \cos \theta_K - \phi_{qK} \sin \theta_K \\ \phi_{\beta K} &= \phi_{dK} \sin \theta_K + \phi_{qK} \cos \theta_K \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付1)$$

式(付1)～(付3)より式(3.5)～(3.8)が導かれる。

[付録 2] ターニングモータ軸から発電機軸への単位の換算

(記号) g : 添字で発電機側を表わす。単位法の場合には発電機
定格を基準にした単位法であることを示す。

m : 添字でモータ側を表わす。単位法の場合には電動機
定格を基準にした単位法であることを示す。

N : 定格回転数 (rpm)

P : 定格出力 (発電機 : kVA, モータ : kW)

G : ギヤの歯数・

ω : 角速度 (p. u)

T : トルク (p. u)

H : 慣性定数 (rad)

(換算式)

$$\left. \begin{aligned} \omega_g &= \omega_m \left(\frac{G_m}{G_g} \right) \left(\frac{N_m}{N_g} \right) \\ T_g &= T_m \left(\frac{G_g}{G_m} \right) \left(\frac{N_g}{N_m} \right) \left(\frac{P_m}{P_g} \right) \\ H_g &= H_m \left(\frac{G_g}{G_m} \right)^2 \left(\frac{N_g}{N_m} \right)^2 \left(\frac{P_m}{P_g} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付4)$$

正 誤 表

前号 43 巻 5 号 638 ページ表 2.1 に誤りがありましたので次のように訂正いたします。

正		誤	
平均水準		平均水準	
室構成	面積	室構成	面積
1. L. D. K.		1. <u>LD</u> . K.	
2. L. D. K.		2. <u>LD</u> . K.	
3. L. D. K.		3. <u>LD</u> . K.	
4. L. D. K.		4. <u>LD</u> . K.	
5. L. D. K.		5. <u>LD</u> . K.	

愛知用水公団納め駒場池ゲート制御装置

藤井 和洋*・藤井 直二**・合田 啓治***

Gate Control System of Komaba-Ike of Aichiyōsui Kōdan

Aichiyōsui Kōdan Kazuhiro FUJII

Satokōgyō Co, LTD Naoji FUJII

Mitsubishi Electric Corp., Kōbe Works Keiji GOHDA

Water intake facilities of Komaba-ike have an aim of discharging water stored in a reservoir to the western main waterway of Toyokawa Irrigation Water through the intake gate according to a planned schedule. The gate opening is made by ON-OFF control of a winding machine to discharge a definite quantity of water. Because of a long distance of installation place of a water flow sensing section from the gate, the water system has a very large element of dead time in operation. To stabilize the control system and give quick response to it by the ON-OFF control, PFM (pulse frequency modulation) servo-amplifiers are employed to success.

1. ま え が き

駒場池取水施設は、駒場池に貯水した水を取水ゲートを通して豊川用水西部幹線水路へ計画的に放水することを目的としたものである。ゲート制御方式は、巻上機のオン・オフ制御による放水量の定値制御であるが、この水理系は流量検出部の設置場所の都合上、非常に大きなむだ時間要素を持っている。オン・オフ制御によってこの制御系を安定、かつ速応性を持たせるため、PFM（パルス周波数変調）サーボアンプを採用してその効果を上げている。

以下、駒場池ゲート制御装置について、その計画概要・制御方式・構成機器・運転結果等について述べる。

2. 計 画 概 要

2.1 豊川用水の概要

豊川用水事業は、工業整備特別地域、農業経済圏の指定、三河湾の重要港湾昇格などで、大きくクローアップされてきた愛知県東三河地方および渥美半島全域、ならびに静岡県湖西市を含む地域の総合開発事業である。

事業の内容としては、先に完成している愛知用水の開発と同じ考え方で有力な新水源を開発し、関係地域の農業用水を確保するとともに既存のかんがい施設を整備し、あわせて工業用水、上水道用水をも確保し、この地域の総合的開発を図ろうとするものである。

このため、豊川水系上流に宇連ダムを築造し、直接流域の水を貯水するとともに、天竜川水系の大入川および大干瀬川の水を流域変更して宇連ダムに導水貯留し、また、佐久間ダムよりは最大流量毎秒14トン、年間最大取水量5,000万トンの水を豊川上流へ導入し、水源の安定を図っている。

これらの水源より計画取水量を豊川上流にいったん放流した水を、鳳来町大野地内に設けられた大野頭首工より最大30 m³/sを豊川用水幹線水路に取水する。

幹線水路は、大野頭首工より6キロメートル下流の東西分水工において、東西の二つの幹線水路に分かれ、さらに各支線水路に分かれて受益地に至っている。

東部幹線水路は、最大計画取水量22.8 m³/sで渥美半島を縦断して、末端の伊良湖岬に至る延長75.7キロメートル、西部幹線水路は、

最大計画取水量7.2 m³/sで豊川市を通って末端の蒲郡市に至る延長36.0キロメートルである。

これらの幹線水路沿いには余剰水を貯水し、用水補給と配水調節を行なうため、3箇所に補助ため池が設けられている。

駒場池は、西部幹線水路の中央よりやや下流部に位置した有効貯水量800,000 m³、流域面積102.0ヘクタールの補助ため池であって、駒場池幹線取水施設は、西部幹線水路下流部への計画取水調整を行なう施設である。

この施設より取水される水は、最大計画取水量3.2 m³/sであって、蒲郡市の工業用水に年間1,051万 m³、上水道用水に2,134万 m³、および2,088.5ヘクタールの水田または畑の農業用水に使用されるが、全体の取水量に比べ年間を通じて供給する工業用水・上水道用水の比率が大きいため、貯水池を含めた施設の利用度は非常に高いものである。

2.2 取水施設

取水方式としては、角形取水塔方式を採用し、幅1.88 m、高さ2.50 mの鋼製ローラーゲート2門をシリーズに設置している。

この上流側ゲートを制水門と称し非常用あるいは予備用として使用、下流側ゲートを調整水門と称し通常の取水量の調整を行なう。

この取水塔は、図2.1に示すように地形の状態により直接トンネルに通じ、直下流における取水量の計測が困難であるため、約400メートル下流部にパーシャルフルームと称する流量の測定ぜきを設け、この越流水深により流量の測定を行なっている。

2.3 制御方式

制御方式としては、管理費を少なくするとともに需要者に対するより有効な水の供給を行なうために、取水塔は完全無人化を前提とし、できるだけ装置の自動化を図った。

なお、下流2,000メートル付近に西部幹線水路下流部の管理業務を行なう御油管理所があり、ここを制御所として遠方監視制御を行なうこととした。

各ゲートの制御方式は次のとおりである。

制水門は押しボタンによる手動開閉のみとし、取水塔および管理所から操作可能となっている。

調整水門は自動制御と手動制御があり、自動の場合は池水位の変動にかかわらず、ある一定流量を設定すればその設定値とパーシャル



図 2.1 駒場池幹線取水口遠方監視制御地形
Map of Komabaike.



図 2.2 取水塔全景
Gate control tower.

フルームでの流量測定値との偏差によりゲートを自動開閉し、取水量を一定に自動制御する。取水量の設定は取水塔および管理所において人為的にパーシャルフルームの水位レベルで設定し、水位—流量換算はグラフを作成し人為的に行なっている。なお、手動の場合は押しボタンにより操作する。

3. ゲートおよびゲート操作機構

3.1 ゲートの仕様

ゲートの種類と仕様を表 3.1 に示した。

3.2 ゲートの構造

ゲートは主けた 4 本により全作用水圧に耐えうるようにし、その構造は簡潔にした。不自然な突起部を設けなくて、特にゲート下部の形状は水流による振動が発生しない構造となっている。

止水部は P 形止水ゴムを使用しており、その水密性は前面の作用水圧を利用して、その接着押圧力を増す方式としているため、ゲートのたわみによって悪影響を受けることがないので、主けたのたわみ度は 800 分の 1 以下とした。

メンローウは 4 点支持とし、全水圧荷重が均等に配分されるように配置し、メンローウの材質は SC 46、同軸は SUS 27、メタルはオイルレス 500 # SP としている。

ゲートの材質は締切り条件を良好にすると同時に、流量制御を行なうことから極端に重量の軽減対策をとらないものとし、使用材質別には SS 41 とした。しかし特に耐摩耗性を必要とする部材について

表 3.1 ゲートの種類と仕様
Specification of gate.

ゲート種目	制水門	調整水門
形式	銅製ローラーゲート	同左
純径間	1.88 m	1.88 m
とびら高	2.50 m	2.50 m
設置数	1 門	1 門
設計水深	11.80 m	11.80 m
操作水深	11.80 m	11.80 m
水密方式	後面四方	同左
揚程	2.50 m	2.50 m
開閉速度	0.285 m/min	0.147 m/min
開閉機	電動、手動	同左
操作方式	機側	機側遠隔自動

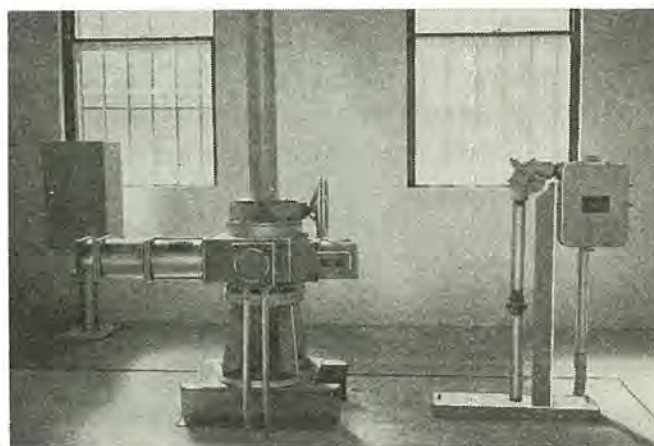


図 3.1 MVA 形巻上機
Type MVA winding machine.

は別に考慮してある。

戸みぞグループの大きさについては、メンローウ軸の取付を片持ちはりとし、戸みぞグループの大きさを小さくするようにし、水理条件にもできるだけ支障のない構成としている。

3.3 戸当り金物および止水ゴム

戸当り金物はゲートと関連して、その水密性を高める重要な要素となるもので、その設計にあたっては本水門に適應するよう十分な剛性をもたせた。また止水ゴムは水流にさらされることなく、原則として戸みぞグループ内に納まるように考慮するとともに、その点検・取りはずしに便なる構造としている。

止水ゴムは上部および側部は P 形ゴムを使用し、下部は L 形ゴムを使用して、完全な水密構造としている。

またしゅう(摺)動面は SUS 27 を使用し、その水密性の完全を期している。

3.4 巻上機

本水門に使用の巻上機は MVA 120 形バルブアクチュエータである。このバルブアクチュエータは起動トルクが大きく、しかも回転部分の慣性モーメントが小さいのでゲート制御に適している。また、自動制御を行なう調整水門の開閉速度は制水門の約半分に減速し、制御系の精度の向上を計っている。

4. ゲート制御装置

4.1 自動制御の基本事項

本ゲートの自動制御において特に配慮した点は次の 2 点である。

(1) 取水の制御系については、流量の検出部が取水ゲートより約400メートル下流側のパーシャルフルーム部にあるため、取水量の検出までに要する遅れ時間を、どういふ形で制御系に取り入れ、系の速応性と安定性を満足させるか。

(2) 定流量自動制御(定値制御)を行なう場合、当然ダム水位の変化によってはゲートの開閉ひん度が多くなり、主回路ならびに制御回路の接点機構の損傷が考えられるので、これの防止対策を立てること。

4.2 制御方式の決定

取水に対する制御方法の主体となるものは、任意の定流量を取水するためのものであって、次の二つの制御方式が考えられる。

(1) 取水量を実際に計量し、希望値(設定流量)からのはずれ(偏差量)を検出しつつ、その結果を被制御量の調整機構にき(饋)還しながら絶えず偏差をなくすようゲートの開閉を行なうもので、池の水位等の周囲条件の変化にかかわらず、被制御量を常に一定の希望値に保とうとする定値制御方式。

(2) 取水量の希望値に対するゲートの開度と池の水位の関係をあらかじめ定めておき、池の水位変化に追従させてゲートの開閉を行なう一種の追従制御方式。

上記の方法のうち(2)の場合は、ゲート開度と取水量との関係が池の水位によって連続的に変化するため、装置の複雑化あるいは精度の低下は避けられないものとなる。したがって本施設については(1)の方式を採用した。

なお、流量の検出装置としては、超音波流量計あるいは電磁流量計等を使用した測定方法も考えられるが、ゲート直下流は斜流や乱流現象を生ずるうえ、装置も高価となるため約400メートル下流に越流ぜきを設け、水深による流量の測定装置を設けた。

制御系の中で調整機構とともに重要な要素を占めるものとして、ゲートの開閉速度がある。被制御量が希望値に対して偏差が大きい場合、あるいは洪水等により池の水位が急激に上昇するような場合には、開閉速度を大きくして希望値に対する速応性を持たせるとも

に、異常取水をなくする必要がある。一方、偏差が少ない場合や検出までに要する遅れ時間によって生じるハッチングを防止し、系の安定性を持たせるためには、ゲートの開閉速度を小さくし流量の時間変化を少なくしてやる必要がある。

このためには、ゲート巻上用電動機(速度制御)を行なうことが最も好ましいが、本装置については電動機にパルス駆動方式を採用し、パルスの幅、あるいは休止時間を被制御量の偏差量あるいはダム水位により自動的に変化させて、見かけ上の速度制御を行ない、制御系の速応性および安定性を持たせるようにした。この調整機構の中心として使用したのが三菱PFMサーボアンプである。

一方、電動機のパルス駆動方式の採用によって、当然電動機および制御装置のON-OFFひん度が大きくなるため、電動機の主開閉器には従来の電磁接触器と最近のエレクトロニクスを有機的に組み合わせ、電力の投入、シャ断時のアークの発生を抑制したアークレスコンタクトを使用し、制御回路の主要部分には接点付継電器の使用を避け、トランジスタ論理回路により構成される無接点継電器を使用した。

4.3 自動制御回路

調整水門の自動制御回路構成を図4.1に、その自動制御系のブロックダイアグラムを図4.2に示す。図4.2にみるように制御系は簡単、かつ典型的なオン・オフ制御系である。しかし、ここに示すむだ時間は約120~180秒と、通常の制御系に比べて、けたはずれに長い時間である。これは取水量検出地点がゲートの約400m下流にあるためである。

われわれはこの問題を解決するためデジタルコンピュータを使用し、「大きなむだ時間のある水路系におけるオン・オフ制御法」に関する解析を行なった。この解析については別の機会に述べるものとするが、その結果、PFMサーボアンプによる制御が最も適切であるという結論を得た。

このむだ時間によって生ずるハッチングをいかにして防止し、制御系の安定性を計るかが問題であるが、PFMサーボアンプは双安定増幅器とトランジスタNOR回路からなり、連続した入力偏差信号の大きさに

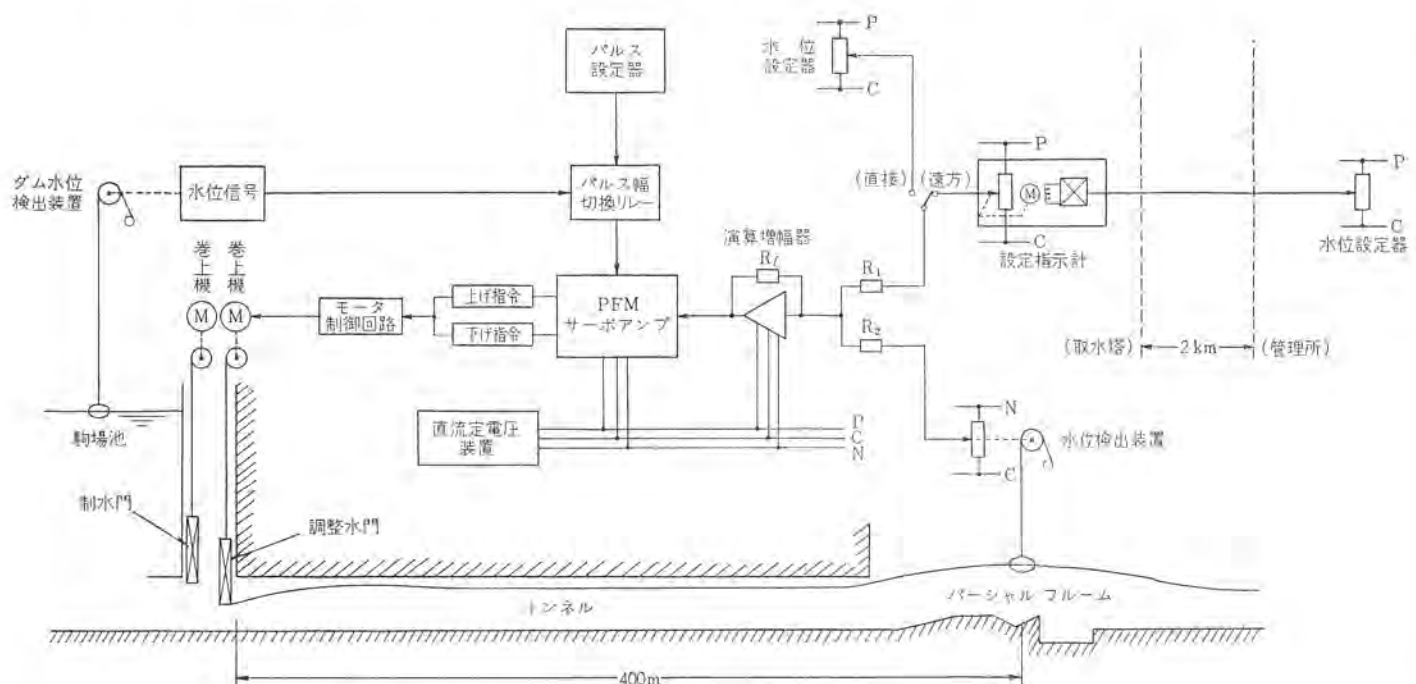


図 4.1 自動制御回路構成 Schematic diagram of automatic control.

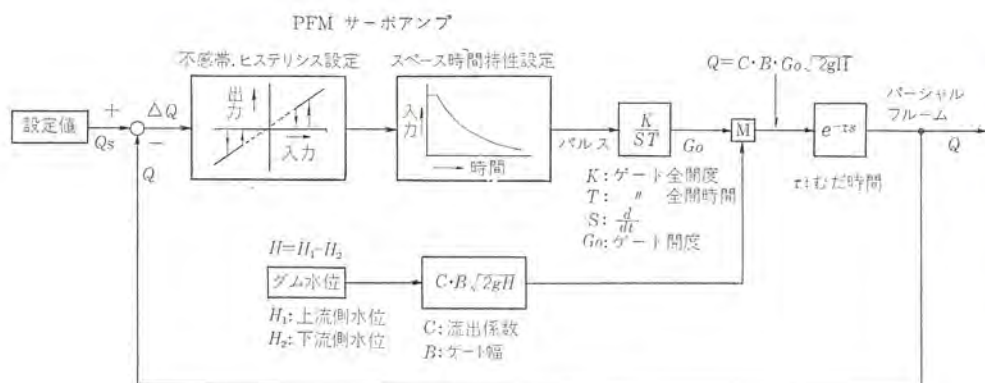


図 4.4 遠方監視制御盤
Remote control board.

応じてパルス間隔を変えるパルス周波数変調方式のサーボアンプである。すなわち、PFM サーボアンプの出力のパルス幅は入力のかんにかかわらず一定であるが、パルス間隔は偏差が大きいたまは短かく、偏差が小さいと長くなる特性を持っている。この特性は、長いむだ時間をもつ水理系においては、ハンチング防止にきわめて有効なものである。

さらにゲム水位が変動すれば、当然、同一ゲート開度においても、取水流量が変化するわけであるが、これを補正するためゲム水位に応じて出力パルス幅を調節している。したがってゲムが高水位のときは出力パルス幅を短かく、低水位のときは長いパルスにしている。

図 4.1 について簡単に説明すると、水位設定器の設定値とパージアルフルーム水位とを演算増幅器で加算演算し、その偏差を PFM サーボアンプに与える、PFM サーボアンプは前述のごとく、ゲム水位および偏差に応じたオンオフ出力を出し調整水門の巻上機を制御する。この動作は偏差がなくなる (PFM サーボアンプの不感帯に入る) まで続けられる。

なお、管理所より自動運転する場合には、設定値の伝送線による誤差を軽減させる目的で、一度、自動平衡形の指示計で受信したのち、再発信スライドで設定値を再現させている。

4.4 構成機器

(1) 駒場池取水塔設置品 (被制御所)



図 4.3 ゲート制御盤
Gate control board.

- (a) 電源盤
 - 受電および分電回路 (AC 200 V および AC 100 V)
 - 非常電源切換回路
 - (b) ゲート制御盤
 - 制水門および調整水門の監視制御回路
 - 調整水門の自動制御回路
 - (c) 非常用電源装置
 - ディーゼル発電機 (可搬式)
 - 25 kVA 200 V 60 Hz
 - (d) 検出装置
 - 流量測定部水位検出装置
 - ゲム水位検出装置
 - 調整水門ゲート開度検出装置
- (2) 御油管理所設置品 (制御所)
- 遠方監視制御盤
 - 制水門および調整水門の遠方監視ならびに遠方制御

5. 遠方監視制御装置

5.1 遠方監視制御の基本事項

この装置の遠制化にあたって最も重点的に考慮した事項は次のとおりである。

(1) 遠制化を行なうということは、当然被制御所は常時無人であることが前提であり、ただ定期的に保守員が点検に行くだけで正常な運転が継続できなければならない。そのため装置として使用される機器ならびに、これらの制御方式が十分な信頼性を有するものであることが必要である。

(2) 装置の内容は、できるだけ自動化し、事故発生の場合等も自動的に被制御所で対策がとれて、制御所には事後の通報のみとすること。

とくに、この取水口の下流側は直接、駒場トンネルとなり、トンネルの出口より御油サイホン入口までの約 300 メートルの開水路区間には余水吐が設けられていないため、計画以上の多量の取水を行なった場合には、御油サイホン入口付近で越流し、近くの名鉄名古屋本線や国

道1号線などの重要公共施設に被害を与えることも起こりうるので、十分な危険防止対策を行なうこと。

(3) 連絡線は十分確実なものとする。無線を使用しないかぎり連絡線は本装置の生命を左右するものであるから、機械的に、湿気等に対する絶縁の点においても、また誘導その他の電氣的な障害に対しても十分考慮すること。

5.2 遠方監視制御方式の決定

制御所と被制御所間の連絡のための符号伝達には、一応無線による場合と有線による場合とが考えられるが、無線許可取得の困難性や伝送の信頼性などの点より、伝送路が近距離であり、また伝送項目が少ない場合は有線で行なうほうが有利である。

また有線の場合においても直送式と搬送式が考えられるが、通信線を新設しなければならず、しかも近距離である場合は直送式のほうが、遠方監視制御装置やテレメータ装置に付属装置を付ける必要がなく、装置が経済的にできる有利さがある。一方、伝送可能な距離が線路抵抗により制限され、監視制御項目の数に比例した多数の心線が必要となる。

本装置については、連絡線布設区間が比較的近距離であり、監視制御項目の数から見ても、専用連絡線による直送方式のほうが有利であるので直送方式を採用した。

5.3 連絡線路

専用連絡線の布設にあたって特に留意した事項は次のとおりである。

(1) 布設方法については、雷サージ電圧等による電氣的障害を防ぐために地中埋設を主体とした。ただしトンネル区間については地表部が相当けわしい山岳地帯であるため、トンネル内天井にちょう(吊)架する方法を採用した。

(2) トンネル内のケーブルのちょう架に使用する架設資材は、湿気による金物の腐食等を防ぐため、材料の選定を配慮した。

(3) ケーブルの防水および接続点事故防止のため、トンネル内においては長尺ケーブルを使用し、接続点をなくした。

(4) 通信線の構造は、誘導障害などの防止のためシールドを行ない、その中で特に必要なものについては、部分シールドを行なう分割二重シールド線(0.9mm, 36対, PE絶縁PEシース市内対ケーブル)を使用した。

(5) ケーブルの心線数は、断線や絶縁劣化等に対する予備のため約20%の予備心線を見込んだ。

6. 保安装置

前に述べたように、本取水施設より計画最大取水量以上の水が、ゲートを通して流下した場合は直接事故と結びつく可能性があり、また遠方よりの自動定流量制御が主体となるため、取水量に対する災害防止のための保安装置として制御用の機構とは完全に独立した下記の装置を設け、制御用の検出部、連絡線ならびに調整機構等の故障や誤動作による事故をなくすようにした。

(1) 検出部に制御用とは別の検出用ビット、フロート式水位計を設ける。

(2) 水位計には、可変設定できる異常水位ならびに危険水位の検知接点2個を設ける。

(3) 検出部と取水塔間の連絡線は制御用とは別の回線を使用する。

(4) 異常水位の検知により、取水塔および遠方監視制御盤上に

ランプ表示ならびに警報を行なわせる。

(5) 危険水位の検知は、制御所において管理者が異常水位に気付かなかつた場合、あるいはその処置が遅れた場合の保護用のもので、調整水門ならびに制水門を自動的に全閉させる。この場合調整水門が故障により閉鎖しなかつた場合も、制水門により保護する。

7. 運転結果

7.1 PFM サーボアンプの整定

(1) 池水位

外部入力としての池水位の変化は、取水量に変化を与える大きな要素となるので、水位の変化幅を高・中・低の3段階に区分し、ゲートの見かけ上の速度を変化させるよう自動制御系の中へ導入している。

この施設の試験調整運転を行なう場合、本格的通水に先だって、あらゆる条件の下で試験を行なうことが最も望ましいが、豊川用水の建設完了から全面通水への過渡的な現象として、一部通水より順次本格通水への切換えを行なっているため、池の水位を大きく変化させたり、取水の一時停止または必要以上のむだな水を流下させることは、本年初夏の異常渇水期との関連もあり需用者感情のうえからも大きな制約を受けた。

とくに駒場池については、用地問題により完成期が遅れ、堤体の未完成のまま一部貯水を行なったため、水位としては低水位の範囲内(EL 43~EL 53 m)で試験運転を行なった。

(2) パルス幅

電動機を駆動させるパルスの信号幅は、1パルスで動作するゲートの開閉量との関係で定めなければならないが、調整水門の巻上速度は、連続で14.7 cm/minであっても電動機の立上がりおよび停止時の慣性があるため、パルスによる短時間駆動では実測値によらねばならない。

図7.1は、パルス幅調整抵抗(R_a)の目盛に対する出力パルス幅を測定したPFMサーボアンプの単体試験結果を示したものであって、目盛に対してタンブラスイッチ(TSw)のON-OFFで2段階に調整できる。

ここでは試験の結果、 $R_a=100\%$ (TSw-OFF)に設定し運転を行なったが、入力電圧の変化に対するパルス幅の変化はほとんど見られなかった。

(3) パルス間隔

ゲートの見かけ上の速度変化を行なうためのパルス間隔(休止時間幅)は、系の安定性に直接関係してくるが、平常時の状態における池水位の変動は非常に少ないことを考慮すれば、取水量の設定値付

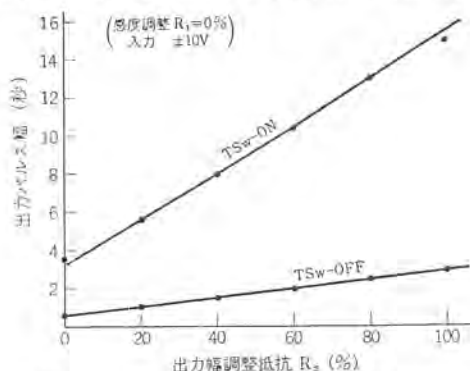


図 7.1 PFMサーボアンプ出力パルス幅特性
Characteristic of PFM-servo-amplifier.

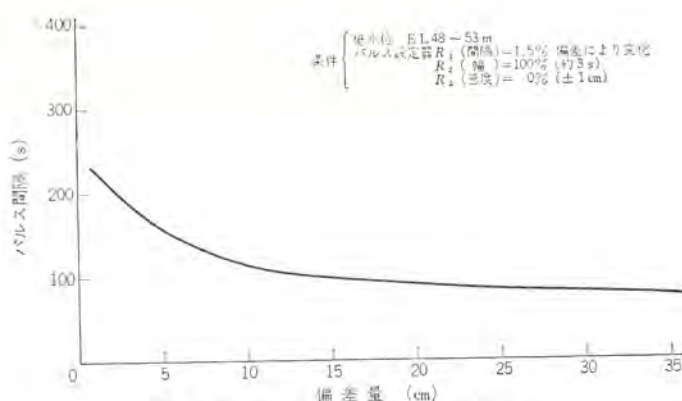


図 7.2 偏差量に対するパルス間隔特性
Characteristic of PFM servo-amplifier.

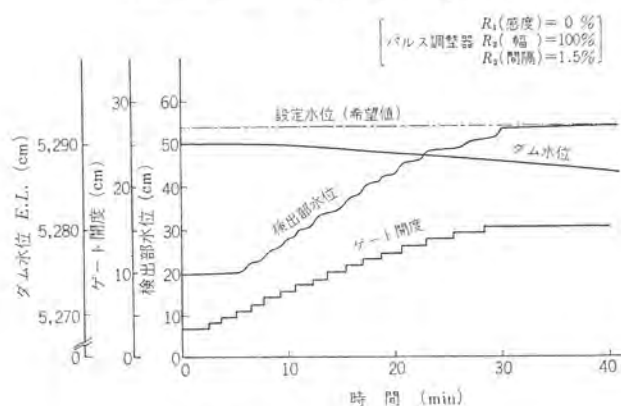


図 7.3 運転結果の一例 (A)
Test record (A).

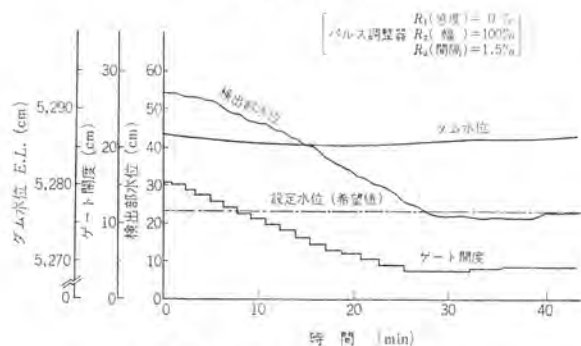


図 7.4 運転結果の一例 (B)
Test record (B).

近での過動作を起こさないようにすることが必要であるので、調整試験の結果パルス間隔調整器 (R_3) を 1.5% 目盛に設定した。

今回の試験運転において、低水位におけるパルス設定器を感度調整抵抗 $R_1=0\%$ 、パルス中調整抵抗 $R_2=100\%$ 、パルス間隔調整抵抗 $R_3=1.5\%$ とし、検出部での測定値と設定値との偏差量に対するパルス間隔の実測値をまとめた結果は、図 7.2 に示すとおりである。

(4) 不感帯(感度)

制御系における不感帯の設定は、系のハッチングを防止し安定性を持たせるうえに必要なものであって、帯域が大きいほど安定性は増すが、一方希望値に対する制御精度が低下する。

本装置の場合、制御信号にパルス駆動方式を採用しているため、制御量が不感帯をはずれても、パルスの休止時間に相等する間は制御動作を開始しない。したがって制御系の精度として許される幅よりやや小さな不感帯を設定する必要がある。

ここでは、感度調整抵抗 $R_1=0\%$ とし、不感帯の幅を設定水位を中心として約 $\pm 1\text{ cm}$ になるよう定めた。

7.2 試験記録の一例

調整試験終了後に水位の設定値を大幅に変更し、偏差量を大にし制御量の変動状況を調査した結果を図 7.3 および図 7.4 に示す。

なお、この場合は試運転であることから偏差を大きくして、希望値に対する制御動作の状況を試験したものである。

7.3 運転結果に対する考察

この装置の完成後行なった運転については、池の水位および取水量に幾多の制約があったが、結果的には非常に良好な制御結果が得られたといえることができる。

制御調整機構の中心として今回採用した PFM サーボアンプは、このような水理系に使用した例としては頭初のものであり、それだけにこの好結果は、注目されている。

8. む す び

最近の水資源の有効利用に対する関心は高く、幹線用水事業においてはデジタルおよびアナログコンピュータが導入され、より効率の高い利用へと長足の進歩を遂げている。ここにあげた駒場池取水施設はその規模、ならびに目的からそれほど脚光を浴びる種類のものではないが、大きなむだ時間要素をもつ水理系におけるオン・オフ制御の一つのくふうを示すものである。したがってこの種の制御系の計画に何かの参考になれば幸いである。

終わりに、この施設の製作にあたり、当初から完成まで理解あるご援助をいただいた愛知用水公団のかたがたに厚くお礼申し上げる次第です。

三菱多段多重式遠方監視制御装置

山中 彪生*

Mitsubishi Multistage Multiplex Type Supervisory Control System

Kobe Works Torao YAMANAKA

Mitsubishi multistage multiplex type supervisory control systems has been developed through unique technique of the Mitsubishi Electric Corporation. More than ninety systems have been completed and put into operation since the first unit was supplied to Kinugasa substation of the Kyoto Municipal Traffic Bureau in March 1963. Recent achievement is that since 1966 wirewinding relays have been used for the elements of the device, and further standardized unit blocks have been combined to compose the systems to meet demands of various purposes.

This article outlines the features and operating principle of the devices by quoting specification and practical examples.

1. ま え が き

近年電気設備の運用にあたって遠方監視制御技術が導入されるケースがますます多くなってきた。そのため遠方監視制御装置も数多く製作、実用化されてその性能も次第に高度なものとなりつつある。

遠方監視制御装置はできるだけ少ない連絡手段により、必要な情報のやりとりをすることを目的としており、この線にそって最初に開発されたのが連絡線の両端に同期して、次々と回路の接続を行なう同期選択式であった。さらに同期選択式装置の動作を分析した結果、選択・制御・表示を時間的に分離して順次行なえることに着目して、1回線の連絡線で監視制御を行なう符号式へと発展した。

1回線の連絡線で多くの情報のやりとりを行なうことになれば、必然的に信号送受信部分の動作ひん度が高くなって電磁継電器では動作速度、寿命の面で限度があり、この限度を克服するためにトランジスタ形装置が開発され広く使用されている現状である。しかし電磁継電器形装置は素子自体が堅固であり、信号伝送に特別な付加装置をつける必要もなく、動作状態が直接目や耳で分るため保守点検が容易等捨てがたいメリットを持っている。したがって上記動作速度、寿命の点での限度を他の方法で克服することができればトランジスタ形装置に匹敵し、しかも電磁継電器形の特長を持った装置ができるはずである。

そこで遠方監視制御装置が実際に使用される状況を見ると、1対の連絡線のみにより行なう場合はまれで、計測等の付帯用途が必ずあってそのために5〜6対が使用される例が多い。この場合監視制御用の1対のみが忙しく信号を往復させるのに対し、他の対はほとんど単能であるという不均衡が生じている。この不均衡をなくし、連絡線全体を有効に活用することにより回路構成が簡明で、しかも性能の高いものとするを目的として開発されたのが多段多重式遠方監視制御装置である。

昭和38年3月京都市交通局衣笠変電所に第1号機を納入以来、すでに80セット以上を製作納入し、いずれも順調に運転を行なっている。昭和41年にワイヤスプリングリレー形装置を開発し、さらに最近では標準化されたブロックで装置を構成し、いろいろな形の需用に即応できるようにしている。以下本装置について紹介する。

2. 特 長

本装置は回路構成が簡明であるにもかかわらず、遠方監視制御装

置として必要な機能を高度に備えている。本装置の特長は次のようなものである。

- (1) 回路構成が簡明で保守が容易である。
- (2) 制御、表示のための選択所要時間が0.5秒程度と非常に短く全項目に対して均等である。
- (3) 制御および表示の1動作中、装置の共通動作部分を含めて2回以上動作する継電器がないため装置が長寿命である。
- (4) 被制御機器の将来の増加に対しては、装置容量の範囲において継電器等の追加のみでよく、連絡線には影響させずにすみ融通性を有している。
- (5) 共通の連絡線に二つ以上の被制御所を接続していわゆる集中制御の形にすることができる。
- (6) 連絡線も含めて装置動作に異常がある場合には、直ちにこれを検出し装置動作を鎖錠する機構を備えており、絶対に誤選択のない高い信頼性を有している。

3. 動作原理

3.1 選択動作の原理

パルス符号式ではパルスの数や長短の順列等により選択および制御、表示の動作を行なっているが、本装置の選択動作は複数本の連絡線に順次1本ずつ印加していく選択指令の順列により行なわれ、所定段階の印加が終わった後、まだ選択指令の印加されていない連絡線に選択された制御、表示等の回路を接続するものである。選択の段階数は通常1または2である。

1段式の動作原理を図3.1に示す。上が制御所、下が被制御所で L_P , L_N , L_C , L_1 , L_2 , L_3 , ..., L_n は両者を結ぶ連絡線である。図3.1の動作の概略は次のとおりである。選択動作の行なわれていない平常時には、連絡線 L_C を介して継電器 R が直列に付勢されており、これを条件として連絡線 $L_1 \sim L_n$ の両端では接点 RY が開き、 RX が閉じている。接点 RX により接続される回路は図示していないが、計測や電話等任意の回路（以下選択時外用途の回路と呼ぶ）を接続することができる。

選択動作を行なう場合には制御所の接点 PZ または被制御所の接点 RX で継電器 R を消勢させると連絡線 $L_1 \sim L_n$ 両端では接点 RX が開き接点 RY が閉じる。（継電器 Y は制御所、被制御所同時発信の際の優先判別に使用する）。

接点 RY が閉じると平常時は閉じている接点 A により選択指令

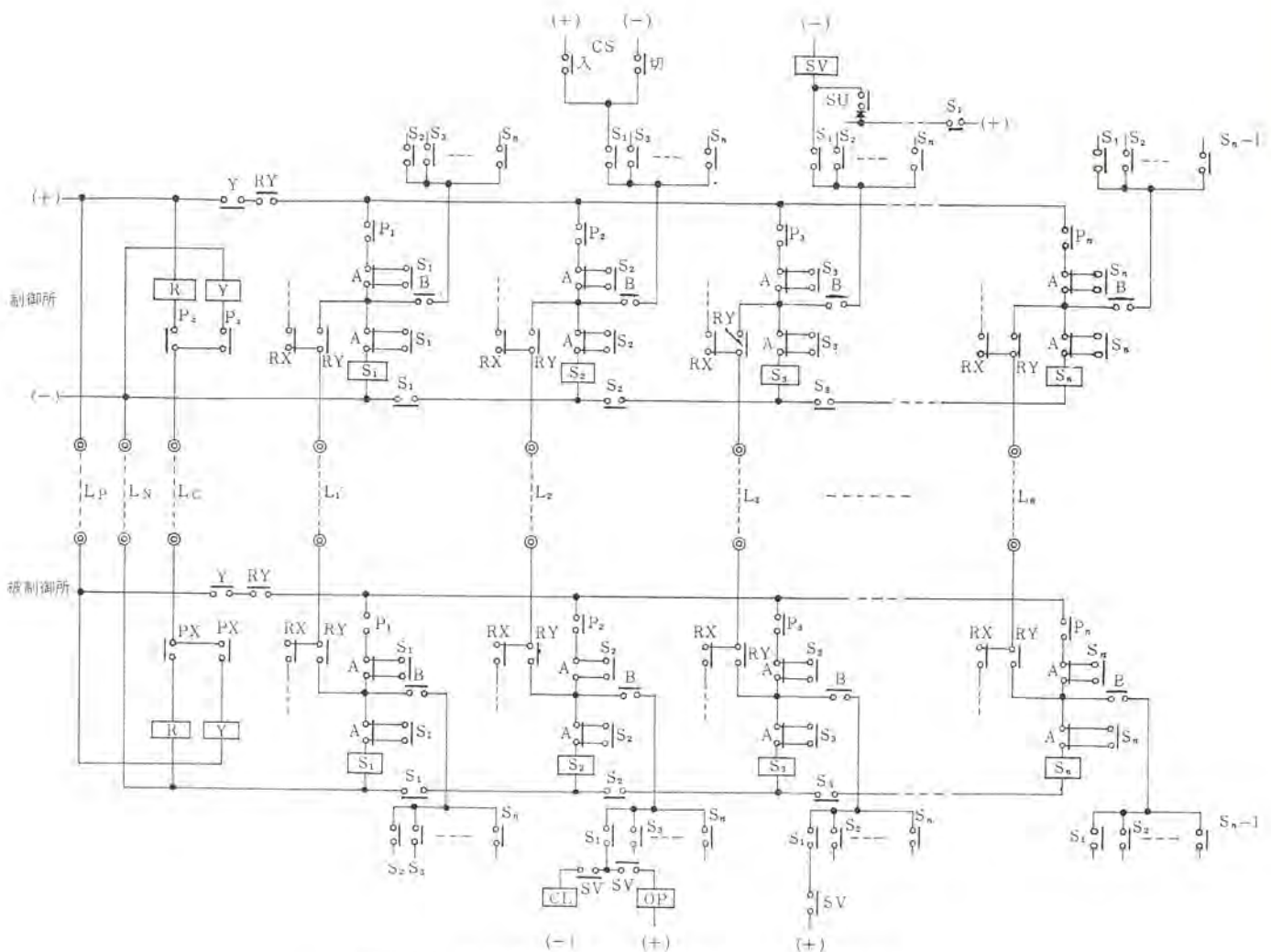


図 3.1 多段多重式遠方監視制御装置動作原理
Diagram showing principle of multistage supervisory control.

の送受信回路が連絡線に接続される。今制御所の接点 P_1 が閉じていた場合を例にとると、制御所の選択継電器 S_1 が付勢され、同時に連絡線 L_1 に選択指令が印加されて被制御所の選択継電器 S_1 も付勢される。接点 A は選択継電器 $S_1 \sim S_n$ のいずれかが動作すれば開くようになっているので、 S_1 の動作により開き、 L_1 以外の連絡線の両端では選択指令の送受信回路が切離される。接点 B は接点 A が開いてから若干時間後に閉じ、連絡線 $L_2 \sim L_n$ の両端に、動作した選択継電器 S_1 の接点を介して所定の項目の回路を接続する。他の連絡線に選択指令を印加する場合についても同様である。

3.2 接続回路数およびその種類

3.1 節に述べた選択動作により n 本の連絡線が選択時外用途の n 本のほかに何本分に増倍されるかを考えてみると、選択指令の印加の方法が n とおりあり、その各場所に残りの $n-1$ 本が使えるので増倍された本数を s とすれば

$$s = n(n-1) \quad (3.1)$$

となる。

さらに各場合の $n-1$ 本にそのまま回路を接続せずに $n-1$ 個の第2段目の選択回路を接続して、これで第1段目と同じ操作を行なった後に回路の接続を行なうことにすれば、

$$s = n(n-1)(n-2) \quad (3.2)$$

となり、さらに繰返しを行なっていくとそのたびに接続される回路数が1つずつ減って最後には

$$s = n! \quad (3.3)$$

となる。

制御および表示回路の一例が図 3.1 に描き入れてある。 S_1 が選択された場合、連絡線 L_2 に接続される回路はしゃ断器等の制御回路で(+)を印加すると入り、(-)を印加すると切り指令を出すもの、また連絡線 L_3 に接続される回路は、表示回路でしゃ断器等の補助接点に接続された状態監視継電器 SV の接点の状態を制御所の表示継電器 SV に伝えるものである。選択されたときのみしか接続されないで伝えられた状態を次の選択まで記憶するようにしている。

なお選択動作を行なった状態では、制御所側と被制御所側は継電器の接点は介しているが、それぞれ独立した線によりつながれるので、接続する回路は上記の例に限らず任意のものとすることができる。

4. 仕様および装置構成

4.1 仕様

連絡線	0.9 または 1.2 mmφ 12 心 (標準)
電 源	DC 110 V ± 20 % (標準)
最大監視制御 可能距離	0.9 mmφ の場合 約 13 km (約 50 km) 1.2 mmφ の場合 約 25 km (約 100 km)
	() 内は遠距離形
選択所要時間	約 0.5 秒 (各項目均等)

操作方式	1 挙動式 (標準) または 2 挙動式
表示方式	2 灯表示または 1 灯表示 状態変化時 フリッカー (標準)
制御機能	2 位置制御 (標準), 多位置制御 調整制御, 設定制御
表示機能	2 位置表示 (標準), 多位置表示
その他の機能	連絡しゃ断, 自動順次制御 タイマー による自動運転停止等
計 測	
計測回路	選択時外常時および選択時
計測方式	直流直送式または パルス 式
容 量	連絡線を標準の 12 心とした場合, 2 位置 制御・表示項目数に換算した理論値 1 段選択式 36 2 段選択式 252
制御出力	DC 110 V 0.1 A 以下 (標準)
接点容量	または DC 110 V 5 A 以下
表示入力	
接点容量	DC 110 V 0.1 A 以上

4.2 装置構成

本装置は次の盤から構成される。

制御所

遠方監視制御盤

遠方監視制御継電器盤

被制御所

遠方監視制御継電器盤

遠方監視制御補助盤 (必要なときのみ)

制御所の遠方監視制御盤は、本方式では選択所要時間が短くしかも信頼性が高いので通常の配電盤あるいは制御盤と同じように機器ごとにスイッチを設け、これを捻回することにより選択と制御を続けて行ない表示灯で応動を確認して手を離すという 1 挙動操作が可能であるが、選択 ボタン と マスタースイッチ による 2 挙動操作も可能である。図 4.1 に遠方監視制御盤の 1 例を示す。これは炭坑々内の配電システムをグラフィックに描いて機器の制御 スイッチ および表示灯を該当位置に取付けたものである。

図 4.2 監視制御盤と監視盤と制御盤に分けて前者で被制御機器あるいはそれらの系統を監視し、後者で個々の機器を制御する形にしたものである。

制御所および被制御所の継電器盤は幅 700 mm 高さ 2,350 mm を標準としている。

継電器箱は 38 個入りと 25 個入りの 2 種があり、いずれも幅 700 mm 以上の盤に取付けることができる。防じん(塵)構造で前面カバーは有機ガラスを通して継電器が見えるようになっており、また四すみのファスナーをそれぞれ 90 度回すのみで取りはずせ内部の点検ができる。継電器箱ごとが一つの機能を有するユニットブロックとなるように回路構成をしている。

ユニットブロックの種類は、制御所用として共通部ブロック(#OPE)、選択接続ブロック(#SEL)、選択予定ブロック(#POS)、状態表示ブロック(#IND)また被制御所用では #OPE、#SEL のほかに状態監視ブロック(#SUP)、機器制御ブロック(#CON)がある。#OPE は 1 段選択式用と 2 段選択式用とがあり、#SEL は 2 段選択式のものに使われ、他のユニットブロックは選択段階数に関係なく項目数により数種に



図 4.1 遠方監視制御盤
Supervisory control panel.

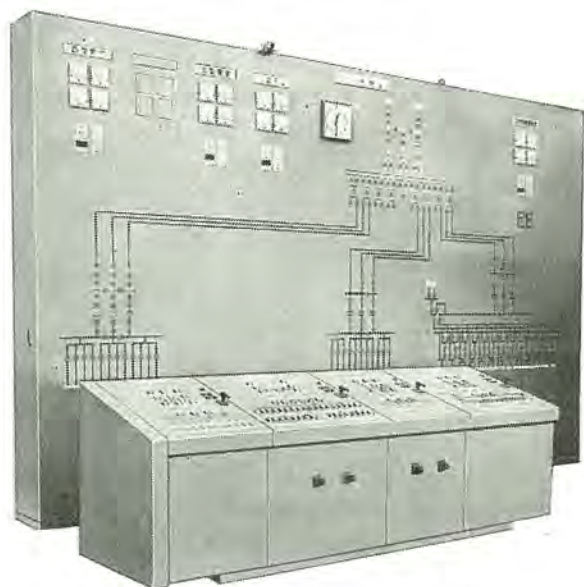


図 4.2 監視盤および制御盤
Supervisory panel and control panel.

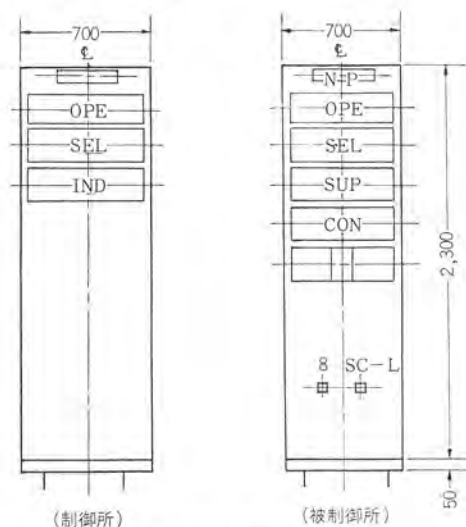


図 4.3 継電器盤構成例
Example of relay panel constitution.



図 4.4 遠方監視制御継電器盤(制御所)
Supervisory control relay panel (control station).



図 4.5 遠方監視制御継電器盤(被制御所)
Supervisory control relay panel (controlled station).

分かれている。

装置の構成は1段選択式の場合、制御所側は#OPEと#INDにより構成し、#POSは操作が2挙動の場合のみ使用される。被制御所側は#OPE、#SUP、#CONにより構成される。2段選択式の場合も同様であるが、1段選択式#OPEの代わりに2段選択式#OPEと#SELが使われる。図4.3は2段選択式の場合の継電器盤構成の1例である。また実際の継電器盤の例を図4.4、図4.5に示す。図4.5は制御所側の例、図4.6は被制御所側の例である。

5. 多段多重式遠方監視制御装置の適用

5.1 遠方監視制御対象

本装置は制御所設置の監視制御盤を通常の配電盤、制御盤と同じ形状および操作形態にすることができ、回路構成も簡明で保守が容易なので、手軽に電気所のその他の設備の無人化に利用できる。すでに本装置で遠方監視制御を行なった例は電力、電鉄用変電所をはじめビル・工場・炭坑抗内の受変電および配電設備、水道およびかんがい用ポンプ場等多方面にわたっている。

距離は数百m～数十kmの近距離～中距離でとくに有利となるが、100m程度の近距離でも設備の増加に対する融通性より直接式とせずに本方式が採用されるケースが多い。

5.2 遠方監視制御項目一覧

実際に遠方監視制御を行なう場合には使用する連絡線、電源とともにいかなる項目について行なうかが問題となる。

通常の配電盤、制御盤は被制御機器の近くにあるため一般に項目数が多いが、遠方監視制御の場合は「重故障」「軽故障」のようにまとめるとか、故障の種類と回線を組合せ表示する等により項目数を少なくしたほうが、装置が大がかりなものとならず実用上便利なおことが多い。行なうべき項目を順次リストアップした項目一覧表が通常作られるが、本方式ではこれを表5.1、5.2のような形に書くとそのまま装置の選択点と対応する。

表5.1は1段選択式の場合の項目一覧表の例である。 $L_1, L_2, \dots, L_9, L_R, L_P, L_N$ は連絡線名称で、 L_1, L_2, \dots, L_9 は選択接続用、 L_R は L_1, L_2, \dots, L_9 を選択時外(平常)と選択時に使い分ける信号を送受する連絡線、 L_P, L_N それぞれ(+)、(-)の共通帰線である。制御、表示が行なわれていない平常時、連絡線 L_1, L_2, \dots, L_9 は選択時外の欄に記入された電話や計測の用途に使用される。

制御または表示を行なう際には連絡線 L_R の信号により制御所および被制御所で選択時外の回路を連絡線から切離し、選択時の回路を接続する。選択時の回路は3.1節で説明したようなもので、まずいずれかの連絡線に選択指令を印加してしかる後に残りの連絡線に該当項目の回路を接続するわけであるが、その各場合が各行に対応している。すなわち第1行は L_1 に選択指令を印加すると選択継

表 5.1 1 段 選 択 式 項 目 一 覧 表 List of one stage selective type controls.

連絡線	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_9	L_R	L_P	L_N
選択時外	連絡用電話	同 左	BV 計	同 左	BA 計	同 左	RA 計	同 左	WH 計			
選 択 時	S 1	5 E 制	5 E 表	重故障	鎖錠解制	鎖錠解表		試験制	復帰制	連絡線用途切替および制被優先判別	制御所 DC 制御電源の (+)に接続	制御所 DC 制御電源の (-)に接続
	52 R 制	S 2	52 R 表	89 R 制	89 R 表	RV 計	同 左					
	52-1 制	52-1 表	S 3	54 P 1 表	中故障	67	火 災	50 F				
	52-2 制	52-2 表	54 P 2 表	S 4	連絡しゝ断	51	軽故障	侵 入				
	54 F 1 制	54 F 1 表	89 F 1 制	89 F 1 表	S 5	FA 1 計	同 左	80 B				
	54 F 2 制	54 F 2 表	89 F 2 制	89 F 2 表	FA 2 計	S 6	FA 2 計	直 接				
	54 F 3 制	54 F 3 表	89 F 3 制	89 F 3 表	FA 3 計	同 左	S 7					
	54 F 4 制	54 F 4 表	89 F 4 制	89 F 4 表	FA 4 計	同 左		S 8				
									S 9			

表 5.2 2 段選択式項目一覧表
List of two stage selective type controls.

連絡線	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆	L ₇	L ₈	L ₉	LR	LP	LN
選択時外 用 途	As/s 1 RA	As/s 2 RA	As/s 計測帰線	Bs/s 1 RA	Bs/s 2 RA	Bs/s 計測帰線	Cs/s 1 RA	Cs/s 2 RA	Cs/s 計測帰線			
A 変 電 所	S 1	S 12	152 R 制	152 R 表	189 R 制	189 R 計		試 験	復 帰	連絡線用途切 換および制被優先判別	制 御 所 DC 電 源 (+)に接 続	制 御 所 DC 電 源 (-)に接 続
		252 R 制	S 13	252 R 表	289 R 制	289 R 計	189 S 制	189 S 表	過 電 流			
		(よび)制	(よび)表	S 14	389 R 制	389 R 計	289 S 制	289 S 表	接 地			
		(よび)制	(よび)表	189 T ₁ 制	S 15	189 T ₁ 計	(よび)制	(よび)表	受電低電圧			
		(よび)制	(よび)表	289 T ₁ 制	289 T ₁ 表	S 16	189 B ₁ 制	189 B ₁ 表	変圧器異常			
		(よび)制	(よび)表	389 T ₁ 制	389 T ₁ 表	(よび)制	S 17	(よび)表	火 災			
		152 T ₂ 制	152 T ₂ 表	1 BV 計	1 BV 計	1 SA 計	1 SA 計	S 18				
		252 T ₂ 制	252 T ₂ 表	2 BV 計	2 BV 計	2 SA 計	2 SA 計	S 19				
	S 21	S 2	352 T ₂ 制	352 T ₂ 表	3 BV 計	3 BV 計	3 SA 計	3 SA 計				
	189 F 制		S 23	189 T ₂ 表	289 T ₂ 制	289 T ₂ 表	389 T ₂ 制	389 T ₂ 表	と び ら 開			
	152 F 制		152 F 表	S 24	1 FA 計	1 FA 計	189 B ₂ 制	189 B ₂ 表	直流電源異常			
	252 F 制		252 F 表	2 FA 計	S 25	2 FA 計	289 B ₂ 制	289 B ₂ 表	直 接			
	352 F 制		352 F 表	3 FA 計	3 FA 計	S 26			圧縮空気異常			
	452 F 制		452 F 表	4 FA 計	4 FA 計		S 27		(よ び)			
	552 F 制		552 F 表	5 FA 計	5 FA 計			S 28	(よ び)			
	652 F 制		652 F 表	6 FA 計	6 FA 計			S 29				
B 変 電 所	S 12	152 R 制	S 3	152 R 表	189 R 制	189 R 表		試 験	復 帰			
	252 R 制	S 13		252 R 表	289 R 制	289 R 表	189 S 制	189 S 表	過 電 流			
	(よび)制	(よび)表		S 14	389 R 制	389 R 表	289 S 制	289 S 表	接 地			
	(よび)制	(よび)表		189 T ₁ 制	S 15	189 T ₁ 表	(よび)制	(よび)表	受電低電圧			
	(よび)制	(よび)表		289 T ₁ 制	289 T ₁ 表	S 16	189 B ₁ 制	189 B ₁ 表	変圧器異常			
	(よび)制	(よび)表		389 T ₁ 制	389 T ₁ 表	(よび)制	S 17	(よび)表	火 災			
	152 T ₂ 制	152 T ₂ 表		1 BV 計	1 BV 計	1 SA 計	1 SA 計	S 18				
	252 T ₂ 制	252 T ₂ 表		2 BV 計	2 BV 計	2 SA 計	2 SA 計	S 19				
	S 21	352 T ₂ 表	352 T ₂ 表	S 4	3 BV 計	3 BV 計	3 SA 計	3 SA 計				
	252 R 制	S 23	189 T ₂ 表		289 T ₂ 制	289 T ₂ 表	389 T ₂ 制	389 T ₂ 表	と び ら 開			
	152 F 制	152 F 表	S 24		1 FA 計	1 FA 計	189 B ₂ 制	189 B ₂ 表	直流電源異常			
	252 F 制	252 F 表	2 FA 計		S 25	2 FA 計	289 B ₂ 制	289 B ₂ 表	直 接			
	352 F 制	352 F 表	3 FA 計		3 FA 計	S 26			圧縮空気異常			
	452 F 制	452 F 表	4 FA 計		4 FA 計		S 27		(よ び)			
	152 T ₂ 制	552 F 表	5 FA 計		5 FA 計			S 28	(よ び)			
	252 T ₂ 制	652 F 表	6 FA 計		6 FA 計			S 29				
C 変 電 所					S 5							

電器 S₁ が動作して L₂, L₃, …… L₉ にそれぞれ入れの項目の回路が接続される。L₂ には 5 E (非常停止) 制御回路, L₃ にはその表示, L₄ には重故障の表示, ……等である。2 行目以下についても同様である。

項目の配列は次の点に注意すれば自由にできる。

- (1) 制御と表示は同じ行におく。
- (2) 第 1 行目の右端の 2 コまは装置の試験および渋滞復帰にあてて。
- (3) 計測は専用の帰線を要するので 2 コマあてて。
(1) は制御の結果を直ちに確認できる利点があるためである。
(3) は場合によっては帰線を共用して 2 項目を 3 コマ等とすることもできる。これは選択時外の回路についても同様である。

表 5.2 は 2 段階選択式の場合の項目一覧である。選択指令を 2 段階印加するほかは 1 段階選択式と同じである。

6. む す び

以上多段多重式遠方監視制御装置の概要を述べたが、本方式は一

般に行なわれている遠方監視制御方式とは、また別の観点から検討を行なった結果生れたものであり、実用上多くの場合にその特長を発揮し、他の方式と並んで将来とも広く使用されるものと考えられる。

開発以来いろいろと検討、改良を加えて今日に至ったが、今後さらに検討を行なって種々の用途に対して便利なものとしていきたい考えである。最後に本装置をご使用いただきいろいろと有益なご意見をいただいたユーザの方々に感謝を表する次第である。

本装置に使用している工業所有権

- 特 許 第 280031 号 遠方監視制御方式 (大木)
- 特 許 第 303131 号 遠方監視制御方式 (大木)
- 特 許 第 426778 号 遠方監視制御方式 (大木)
- 特 許 第 470558 号 遠方監視制御方式 (大木)
- 特 許 第 471717 号 遠方監視制御方式 (大木)
- 特 許 第 512265 号 遠方監視制御方式 (山中)
- 特 許 第 521376 号 遠方監視制御方式 (山中)
- 実用新案 第 823683 号 遠方監視制御装置 (大木)

その他出願中のもの 6 件、

3/6 kV 閉鎖形配電盤ブロックパネル

水溜 和哉*・柳堀純一郎*

3/6 kV Enclosed Switchgear Block Panel

Nagasaki Works Kazuya MIZUTAMARI・Junichirô YANAGIHORI

High voltage switchboards for taking care of the load of medium induction motors or transformers in the 3/6 kV class are built in the multitude of classes. Especially those provided with vacuum switches as their main contacting mechanisms are introduced to the market in various styles. Mitsubishi has developed lately unique enclosed switchgear turned into completely individual units by sectionalizing high voltage circuits and by building them to blocks. This production has cut down the time of delivery to one thirds of the old manufacture and also enables the apparatus to be prepared in advance and in quantities. They are also constructed with entirely new artistic design different from the conventional switchgear. This article introduces these new models for a reference to plant design and maintenance.

1. ま え が き

従来より 3/6 kV 級の高压負荷および高压受電設備としては、油入または気中しゃ断器を装備した閉鎖形配電盤が使用されていたが、最近、真空スイッチの発達により、これが従来の油入式または気中式のしゃ断器にとってかわり、電力ヒューズとの組合わせにより高压コンプレッションスイッチという形で脚光を浴びてきた。

今回、高压小容量でしかも開閉ひん度の高い負荷および電源を対象としたブロックパネルと称する閉鎖形配電盤を開発し、発売を開始した。これは装置の高度のブロック化・ユニット化に成功し、しかも縮小化し、さらに大きな特長は保守点検がきわめて便利なことであり、また低コスト化・短納期化をはかることができたことである。外観的には前面とびらを廃したまったくユニークな形式で、3/6 kV 級で中容量以上を対象とするメタルクラッド配電盤とともに今後の各方面での需要が期待されている。



図 1.1 ブロックパネル
Block panel.

2. 特 長

次におもな特長について述べる。

(1) 電力ヒューズと真空スイッチを組合わせた高压コンプレッションスイッチで、各種インターロックを備えていて、JEM-1114-E 級を満足するものである。

(2) 主回路・制御回路・フレーム構成部分に完全にブロック化したためにおのおのの保守点検はきわめて容易である。また仕様の変更等に対してもブロックごとに対処することができる。制御ブロックについては、多少複雑な回路でも組めるように余裕をもたせてある。

(3) 1 き電ごとに完全にユニット化してある。このため客先の要求に応じて積重ね、並設が自由である。また 1 面に 3 ユニットまで積重ねることができるので据付面積の大幅な縮小化が可能である。

(4) 従来の観念を打ち破って前面とびらを廃したユニークな外観である。すなわち、主ブロック・制御ブロックの前面パネルがおのおの内部の台車と一体となっている。

(5) 完全に標準化されたために標準品はもちろん、一部変更のある仕様にもきわめて短期間に納入できる。

(6) 主コンタクトの操作電源は永久磁石を利用した独得の機構であるため操作電力はきわめて少なくてすむ。このため内蔵している PT を電源とするので特別に用意する必要はない。

(7) 電源・負荷・制御ケーブルの通路を分けているので、従来品に比べてケーブル処理は容易である。

3. 構 造

3.1 配電盤の構成

標準的なユニットを 3 段積重ねた閉鎖形配電盤 1 面は図 1.1 に示すようになっている。すなわち 1 ユニットは主ブロック・制御ブロック・主フレームにより構成され、各ユニット間はボルト、ナットで連結されている。また積重ねた後は共通の側板を取りつけることにより配電盤としての一体感を与えている。なお共通母線室は最上部に取りつける。図 3.1 は標準外形写真を示す。

3.2 主ブロックの構成

主ブロックは図 3.2 に示すような T 字形の鋼板製一体構造の背板に電力ヒューズ・CT・真空コンタクト・PT のいわゆる高压主回路機器



図 3.1 ブロックパネル 外観
Exterior view of block panel.

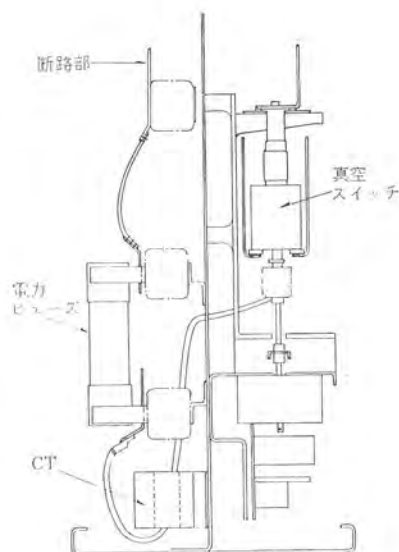


図 3.2 主ブロック
Main Block.

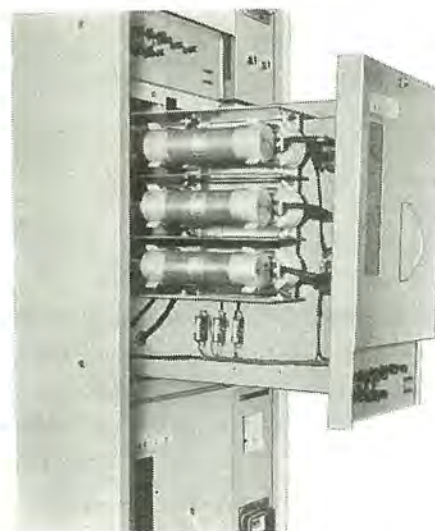


図 3.3 主ブロック引き出し
Drawing of main block.

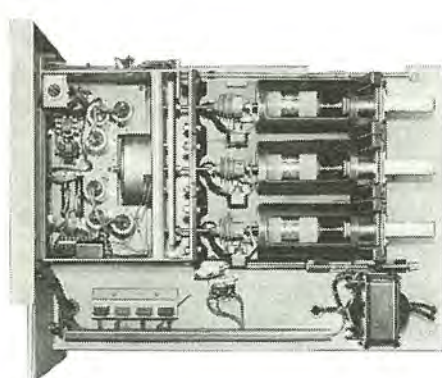


図 3.4 主ブロック (真空コンタクト側)
Side view of main block
(Vacuum switch side).

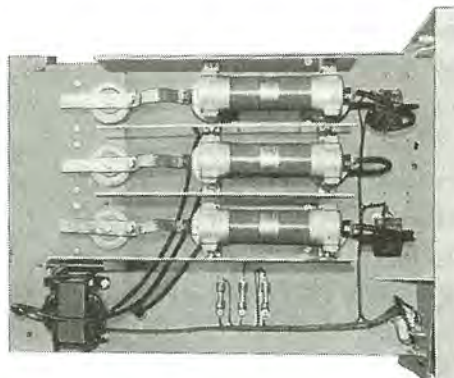


図 3.5 主ブロック (電力ヒューズ側)
Side view of main block
(power fuse side).

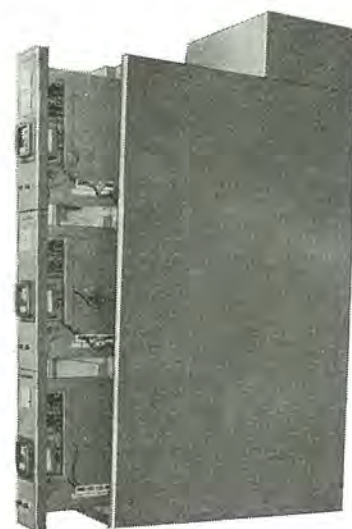


図 3.6 制御ブロック
Control block.

を有機的に配したものである。相の並びを縦方向に上より、第1相、第2相、第3相の順にしたことが大きな特長で、こうすることにより、各機器の保守・点検が容易であるばかりでなく、後部ケーブル室におけるケーブル処理がやりやすくなっている。

図 3.3 は主ブロックを引き出したところを示すもので、この位置で内部の点検は可能である。図 3.4 は主ブロックを蓋外へ取り出したあとを真空コンタクト側より見たもの、図 3.6 は同じく電力ヒューズ側より見たものを示している。図からもわかるように各部品は鋼板製の背板に取り付けられており、また引出しの際下方の1本のレール、上方の1本のガイドにより保持されているために、箱体および各種操作機構は工作上の精度を必要としている。

3.3 制御ブロックの構成

制御ブロックは図 3.6 に示すようにL形の鋼板製表板により形成されている。パネル表板には電流計・電力量計等の監視計器、または操作スイッチ等を取りつけ、内部には制御リレー等を最大限取りつけられるように考慮されている。このために複雑な操作回路の組み込みが可能で、従来多段積閉鎖形配電盤において制御部品の取付スペースが少なかった欠点を完全に除去している。この制御ブロックも完全な引出し形式となっており、保守点検がきわめて容易となっている。引出し機構としては車輪を用いず、丸形鋼材の上をすべる方式

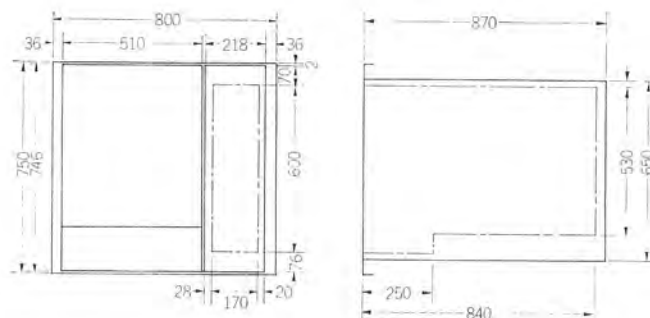


図 3.7 制御ブロック 部品取付範囲
Mounting space for control apparatus of control block.

を採用している。制御線の主フレーム側との接続は主ブロックと同様手動によるコネクタを採用している。図 3.7 は制御ブロックの制御部品取付可能範囲を示す。

3.4 主フレームの構成

図 3.8 は主ブロック・制御ブロックを引き出したあとのフレームを示すもので、回路用部品はまったくつけず、一次ジャンクション（主回路）により主ブロックと後部ケーブル室を接続させている。主ブロック・制御ブロック用の支持レールはフレーム上下に取り付けられている。

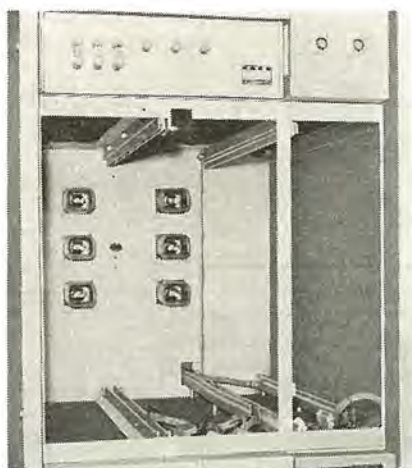


図 3.8 主フレーム
Main frame.

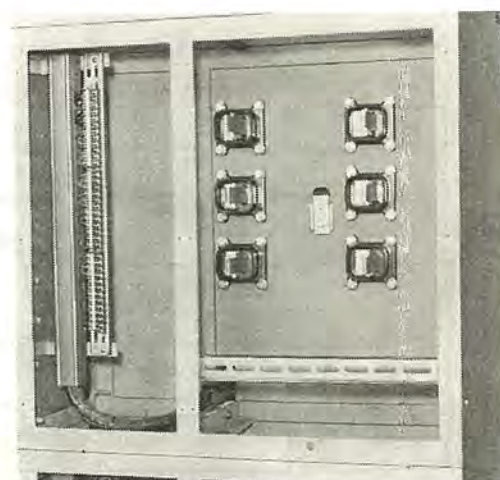


図 3.9 ケーブル室
Cable box.



図 3.10 断路機構
Disconnecting mechanism.

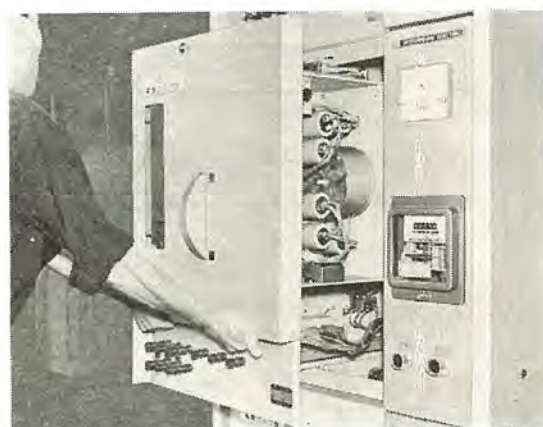


図 3.11 引き出し機構
Drawout mechanism.

3.5 ケーブル室の構成

主フレームの後部はケーブル室として、高圧電源、負荷および制御回路のケーブル引込みに使用する。図 3.9 は配電盤を背面より見たもので、右側が電源端子、中央が負荷端子、左側が制御回路用の端子になっている。

3.6 断路機構

負荷の点検、その他のために主回路を完全に電源部と切離すために断路機構を設けている。これは図 3.10 に示すように前面パネルより操作するもので、伝達レバーにより電力ヒューズの前の支持がい子を前後に移動させることにより、電源ジャンクションを引き抜くようにしている。

3.7 引出し機構

上記断路機構が電源ジャンクションに接続されている状態を接続位置、断路された状態を断路位置、図 3.3 で示したように半分くらい引き出した位置を引出し位置と称している。引出し機構は断路位置にある主ブロックを引出し位置まで引出す機構である。図 3.11 は引出し機構部を示すもので、断路機構が断路していないと主フレームへのロックが解けず引き出せないようにしてある。

以上の断路機構・引出し機構を含めた真空コンタクト、主フレーム間には図 3.12 に示すようなインターロックがとられている。

3.8 主母線

母線室は最上段ユニットの天井後部に乗せる。この場合アルミ合金

帯を裸導体の形で使用し、その支持は母線支持がい子により行なっている。アルミ合金帯は表 3.1 の性能を有している。母線の電流容量としては 1,000 A を標準としている。アルミ合金帯のサイズと電流容量は表 3.2 のようになっているが、これはいずれも温度上昇 35deg に目標をおいて決定している値で、通常の使用状態では問題ない。また回路の短絡や瞬時の大電流に対しても、熱的・機械的に十分耐えるように考慮されている。母線支持がい子は試験の結果 6 号 B までは十分耐える。他の機構も回路構成部品を除いて 6 号 B として設計している。

4. 使用機器の性能

4.1 高圧コンタクト

高圧コンタクトとして従来は油入式または気中式が多く使用され、その着眼時は早かったものの真空スイッチについては最近まで余り使用されない状態であった。しかるに技術的な問題として真空技術の向上、接点金属材料の画期的な向上により、今や現在より将来にかけてその需要がますます増大することが予想されている。他の開閉器類に比べて次の特長を有している。

(1) シャ断性能がすぐれ回路条件に関係なく、アーク時間は 1 サイクル以下でほとんど最初の電流零点通過でシャ断完了する。

(2) アークエネルギーが非常に小さく接点の消耗がわずかであり、高速度、高ひん度開閉で長寿命である。

(3) シャ断部が完全密閉されているので火災の心配がなく、ま

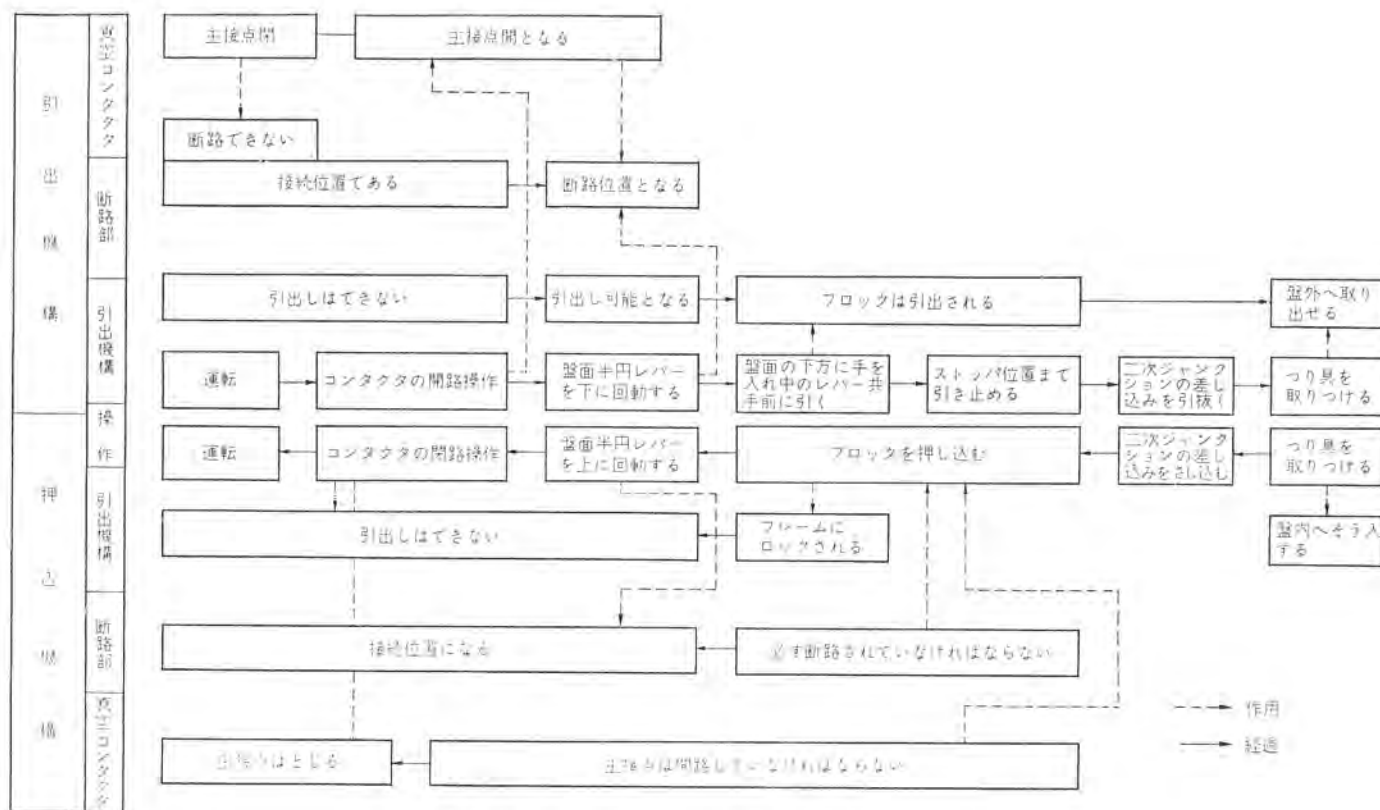


図 3.12 操作流れ図

Flow chart of operation.

表 3.1 アルミ合金帯の性能
Properties of aluminium alloy bus.

	最大張力	降伏力	導電率
アルミ合金体	20 kg/mm ² 以上	17 kg/mm ² 以上	55% 以上

表 3.2 アルミ合金帯のサイズと電流容量
Size and current capacity of aluminium alloy bus.

導体寸法 mm	電流容量 A
6×50	400
6×75	600
6×100	1,000
12×100	1,200

た重量的・容積的にも従来の同定格品の約 1/2~1/5 位となり小形軽量化される。

(4) 主接点部の保守不要であり、しゃ断時のしゃ断音もない。電力ヒューズと組合わせたコンデンションスタータとして、要求されるおもな性能をあげると次のようになる。

(a) 負荷電流またはその数倍の過負荷電流の開閉を行なうもので、短絡時のような大電流のしゃ断は行なわない。

(b) 高開閉ひん度を要求され、しかも長寿命であること。

このような性能を生かして配電盤に使用する場合、特に保守の面を考慮に入れて設計することが必要である。表 4.1 はブロックパネルに使用しているコンタクタの性能表を示す。

操作機構は永久磁石を使用した特殊な構造で、電磁ソレノイドはコンデンサによる放電電流を利用している。図 4.1 は操作機構の概略図、図 4.2 は永久磁石の磁化曲線を示す。コンタクタを投入するときは永久磁石の残留磁束密度が B_r になるような方向にコイルを励磁し可動鉄心を吸引させる。あと励磁を除去しても B_r により投入状態を維持する。このときの保持力は 50 kg 以上ある。コンタクタを開にするとときは永久磁石の磁束密度がゼロとなるようにコイルを励磁させ、保持力をなくし、ばねの力により開放させる。操作電源は PT 二次側を 200~220 V に昇圧したものを整流し、コンデンサを充電させ、その放電によるパルス電流を利用している。

表 4.1 真空コンタクタ性能
Performance of vacuum contactor.

定格電圧 V	6,600	3,300
定格電流 A	200	
定格しゃ断容量 MVA	50	25
定格周波数 Hz	50/60	
定格短時間電流	2 秒 4 kA	
開閉ひん度	2 号 (600 回/時)	
寿命	電氣的	25 万回
	機械的	25 万回
絶縁強度	6 号 B	3 号 B

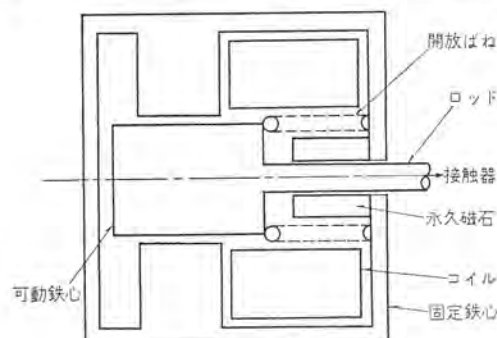


図 4.1 操作機構概略図
Operating mechanism.

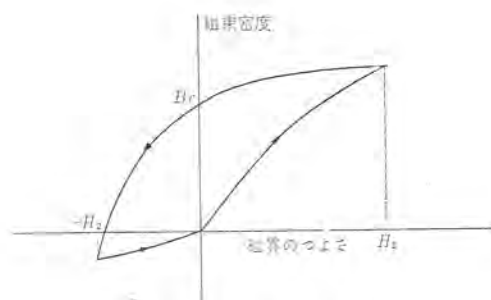


図 4.2 磁化曲線
B-H curves.

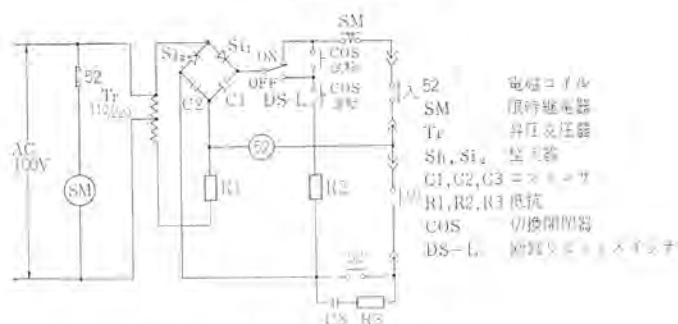


図 4.3 展開接続図
Connection diagram of control device.

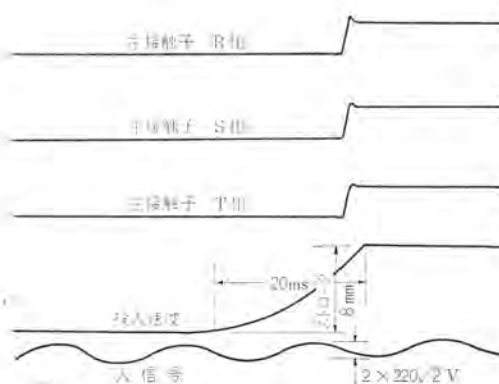


図 4.4 投入動作オシログラム
Oscillogram of closing operation.

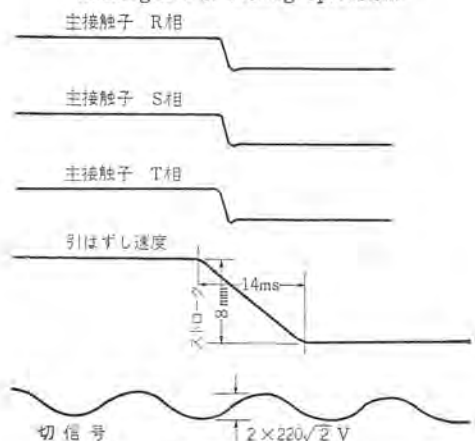


図 4.5 引きはずし動作オシログラム
Oscillogram of tripping operation.

図 4.3 は展開接続図を示すもので、図 4.4 はその投入オシログラム、図 4.5 は引きはずしオシログラムを示す。JEM-1167 には 35%～110% の電圧変動の範囲を規定しているが、コンデンサの充電電流を使用することから、この範囲においては常に安定した作動を行なうことができる。

表 4.2 高圧ヒューズの非対称表示倍率
Asymmetrical magnification of high tension fuse.

ヒューズ形式	回路電圧	系統における位置	倍率
限流形全部を含むすべての形	600 以上	任意の点	1.6
非限流形のみ	601～5,000	発電所よりの遠点 ($X/R < 10$)	1.2

真空スイッチ特有のさい断現象による異常電圧が発生し、回路および機器の絶縁をおびやかすという心配もあるが、当社の真空スイッチは前述のように特殊合金接点によりさい断電流 2 A をこえることはない。特に一番条件の悪い変圧器無負荷励磁電流のしゃ断時においても、過電圧は非常に小さく相電圧波高値の 2 倍をこえることはない。

従来の油とか気中式の開閉器で問題となるコンデンサ負荷用としては、もっとも真空スイッチが適していることは周知の事実である。

負荷回路の開閉を主目的としているのであまり大きなしゃ断容量は必要でないが、定格電流の 10 倍の開閉能力は完全に具備している。

寿命の表示としては電気的な表示と機械的な表示の方法があるが、この真空コンタクトの場合同値としている。電気的には接点の消耗量、0.5～1 mm、機械的には機構の寿命とベローズの寿命があるが、これらを含めて 25 万回以上を確認している。

JEM-1167 には定格しゃ断電流が 0.5 秒流れても異常がないこととなっているが、これはリレーの動作までの時間を考慮しているのである。このブロックパネルにおいてはコンタクトを限流ヒューズと組合わせて熱的・機械的に協調をとっている。

4.2 電力ヒューズ

電力ヒューズには完全に短絡保護のみを受持たせるようにしている。非対称表示の場合は下記のごとく定格しゃ断電流を示している。

$$\sqrt{(X/2)^2 + Y^2}$$

ここでいう X, Y は回路にそのヒューズを使用していないとき、その回路に流通すべき電流の発弧瞬時における交流分および直流分の振幅である。しゃ断器は対称表示が基礎になるが、非対称表示とするときは表 4.2 に示すような倍率を使用する。JEC-113 によれば定格電流の 1.3 倍では溶断せず、2.0 倍では 2 時間以内に溶断するようになっている。

CLS-M 形電力ヒューズは、上記の規格値とは別に定格電流の 5 倍程度の起動電流では 10 秒程度は損傷せず、6 倍で 100 秒以内に溶断するような特性を有している。このように電動機の拘束電流には影響されず、ひんぱんに起こる過酷な冷熱サイクルによって劣化してはならないように設計されたものである。

図 4.6 に CLS 形限流ヒューズの全しゃ断電流-時間特性曲線を示す。また図 4.7 に限流特性曲線を示す。高圧コンタクトおよび母線類はこの限流されたヒューズ通過電流に対して設計される必要がある。変圧器負荷においてヒューズ定格電流の下限は、変圧器の許容過負荷または突入電流によってヒューズが働いたり損傷しないように気をつけて選定しなければならない。

4.3 協調

ブロックパネルは負荷の過負荷保護を熱動継電器と電磁接触器によって行ない、回路の短絡保護は限流ヒューズによって行なうようにしている。したがってこの間に協調が必要である。すなわち、回路に短絡が起こった場合、ヒューズが溶断して事故区間を除去する間短絡電

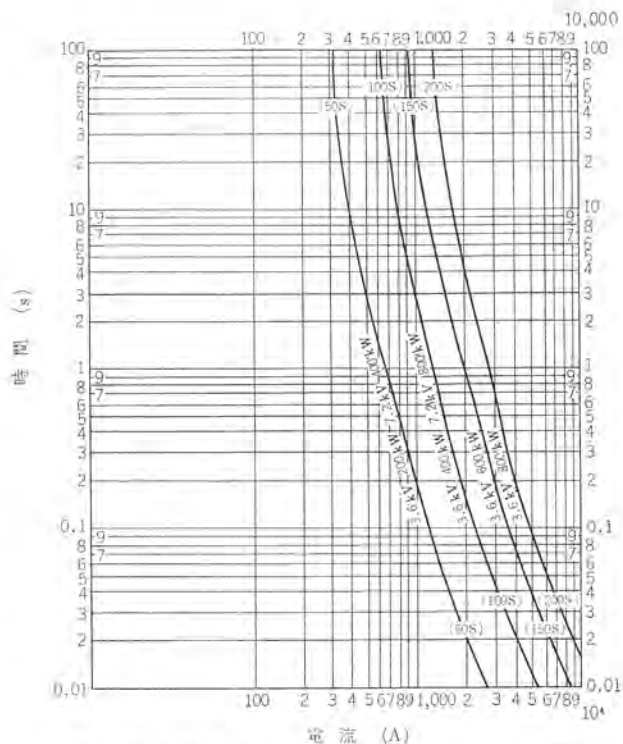


図 4.6 CLS 形電力ヒューズ全しゃ断電流-時間特性
Melting characteristics of type "CLS" current limiting fuses.

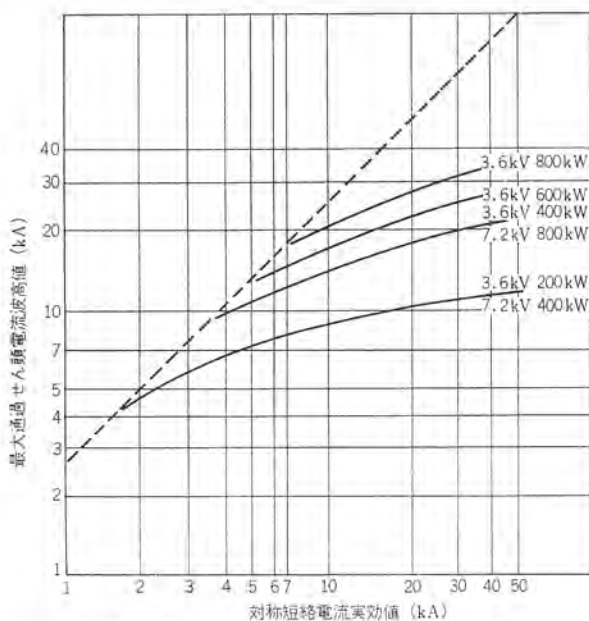


図 4.7 CLS 形電力ヒューズ限流特性曲線
Current limiting characteristics of current limiting fuse.

流によって真空コンタクトが溶着その他の事故をおこさないようにすることが必要である。図 4.8 に概念的な協調曲線を示す。

4.4 計器用変流器

計器用変流器としては表 4.3 のような貫通形を使用している。従来のモールド形のものとは違い変流器そのものとしては、6,000 V に耐えるものとし、あとは貫通する絶縁電線に高圧絶縁をさせている。使用する電線はブチルゴム、ネオプレン合成ゴムシースからなっている M 形口出線を使用している。高圧の貫通形変流器を使用する場合、問題となる耐コナ試験については、6 kV M 形口出線において 10^{-10} クーロン以下となり、コナ発生がなく異常なことがわかった。定格二次負担

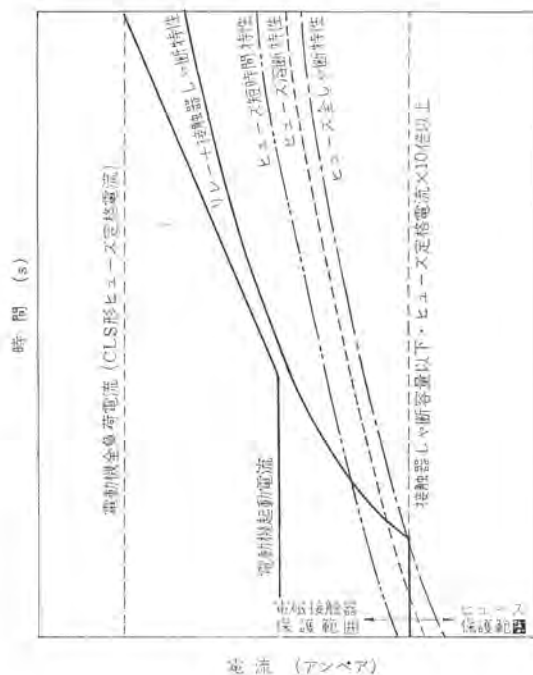


図 4.8 協調曲線
Coordination curves.

表 4.3 CT 特性
Characteristics of CT.

定 格	二 次 電 流	5 A
定 格	負 担	15 VA
階 級	極	3.0 級
周 波 数		50, 60 Hz
過 電 流 強 度		40 倍
絶 縁 方 式		特殊絶縁ソニス
重 量		4 kg

15 VA としたのは標準的には二次側に接続されるものとして、電力量計 2.5 VA、電流計 1 VA を盤内に取り付け、さらに外部に 5.5 mm² のケーブルにて 50 m 位離れた点に電流計 1 個の設置ができる程度とした。この程度以上の VA を必要とする外部配線を行なう場合は、補助変流器を設けることを原則としている。

4.5 母線の強度

母線は電力ヒューズの高速しゃ断のおかげで故障電流の熱的・電磁的影響を著しく軽減することができる。また限流ヒューズであるためにその効果によりいっそう母線の負担を軽減することができる。

今、電力ヒューズの定格しゃ断電流いっばいの短絡電流が、流れたものと仮定して電磁力を計算してみると、

定格しゃ断電流 = 44 kA

ヒューズ 定格電流 = 200 SA

したがって限流効果により図 4.7 より 33 kA

この値が電磁力として母線に働くことになる。その場合 F は

$$F = 2.04 \cdot K \cdot \frac{I^2 \cdot l}{D} \times 10^{-8} (\text{kg})$$

ただし K : 導体の配置形状により決まる定数、ここでは 1.0 とする。

l : 導体支持間隔 (cm)

D : 導体相間距離 (cm)

I : 通過電流 (A)

F : 力 (kg)

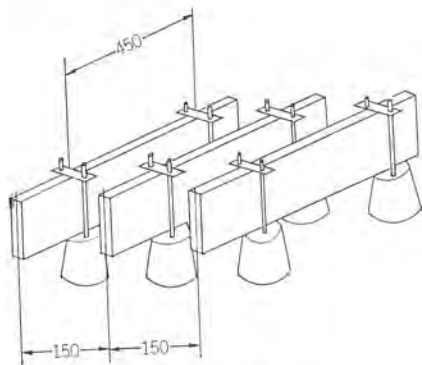


図 4.9 母線取付図
Bus bar.

となることはよく知られている。この場合下記の数値をあてはめることにする。なお母線の取付形状は図 4.9 のようである。

$$\begin{aligned} K &= 1.0 \\ l &= 450 \\ D &= 150 \\ I &= 33,000 \end{aligned}$$

として F を求めると 67 kg となる。母線材料としてアルミを使った場合でも、母線支持がいきなりねじれ破壊をおこすことはない。

4.6 キュービクルの試験

以上は大体の主要部品について述べたが、この他閉鎖配電盤としての各種試験も実施した。

4.6.1 温度試験

200 A を連続通電して配電盤の各部の温度上昇を測定した。閉鎖配電盤の場合 JEM-1153 に準拠しているが、結果的にこの許容値内に十分はいることを確認した。

4.6.2 絶縁強度

配電盤としては回路構成部品を除いて 6 号 B として設計してある。この確認のために絶縁抵抗測定（20 MΩ 以上）・絶縁耐圧試験（17,000 V 1 分間）さらに $1 \times 40 \mu s$ の衝撃波印加試験も行ない異常なかった。

4.6.3 輸送試験

従来、内部収納の台車と呼ばれるものは別こん（梱）包としていたが、現地での解こんの際の不便さも考え、盤内に収納したまま輸送することになっている。このため現物を貨物トラックに乗せ条件の悪い道路を約 500 km 走らせ、その際に内外共なんら異常ないことを確認した。しかし輸送の際は各ブロック共、フレームに固定する装置を備えているので、現地へ着き解こんしたらそれを取りはずしていただくことにしている。

4.6.4 出し入れ・断路操作試験

引き出し形で、しかも盤面からの断路操作できることがこのパネルの特長である。したがってその操作性については十分考慮している。コンタクトの開閉寿命を 25 万回としているので、断路機構の開閉についてはコンタクト開閉寿命の 1 割程度を目安とし、引き出しについては断路器開閉寿命の 1 割程度と考え、それぞれ試験した。また断路機構は負荷電流の開閉能力は持たないものではあるが、このブロックパネルは PT の励磁電流を切るようになる。したがってその試験も行なっているがなんら支障ない。断路器として開閉能力の目安としての規格はないが、一般的には表 4.4 のようになっている。

5. シリーズ製品

配電盤の標準外形図を図 5.1 および図 5.2 に示す。また図 5.3 には標準ユニットを使用した他の応用例を示す。リアクトル起動、またはコンペン起動等の場合、リアクトル・コンペンの外形寸法によるが、大体 300 kW 程度まで配電盤内にリアクトル、またはコンペンを収納できる。

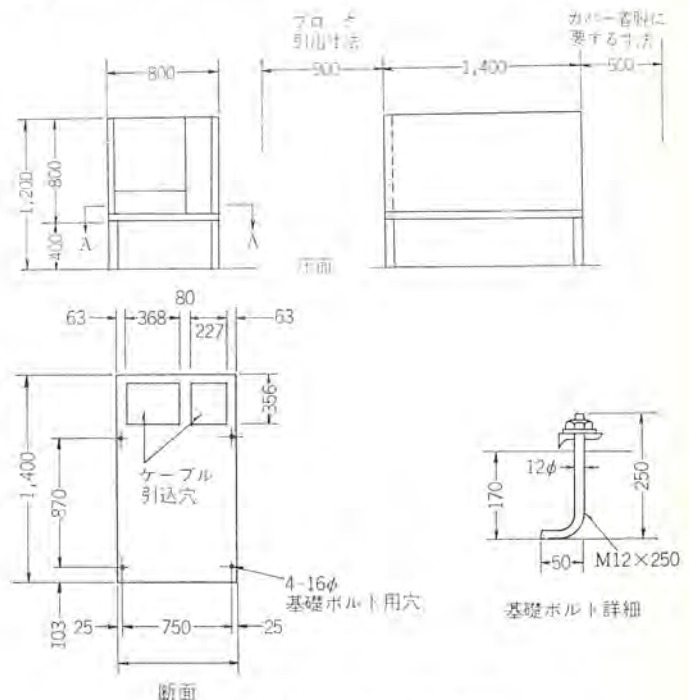


図 5.1 標準外形図 (単独設置)
Out-line dimensions of cubicle (single setup).

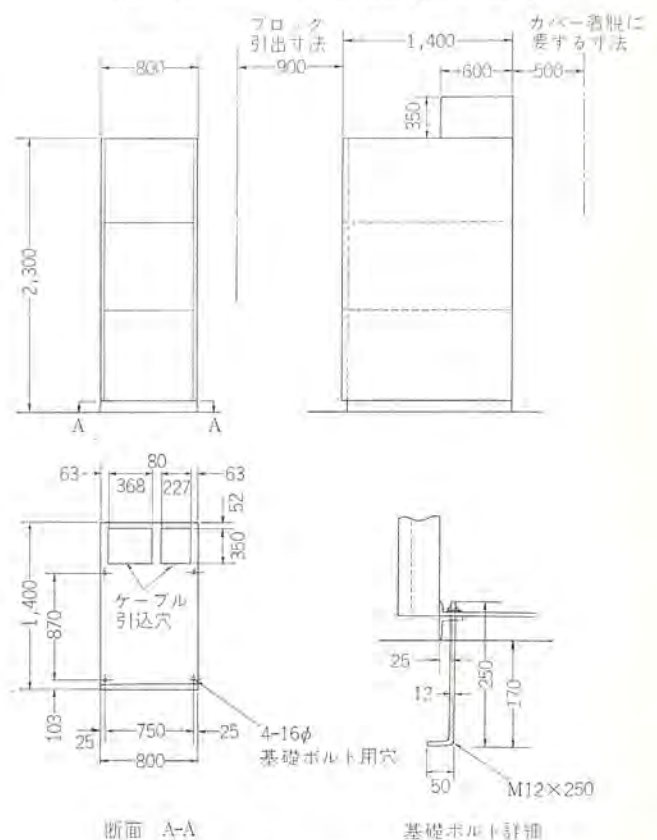


図 5.2 標準外形図
Outline dimensions of cubicle.

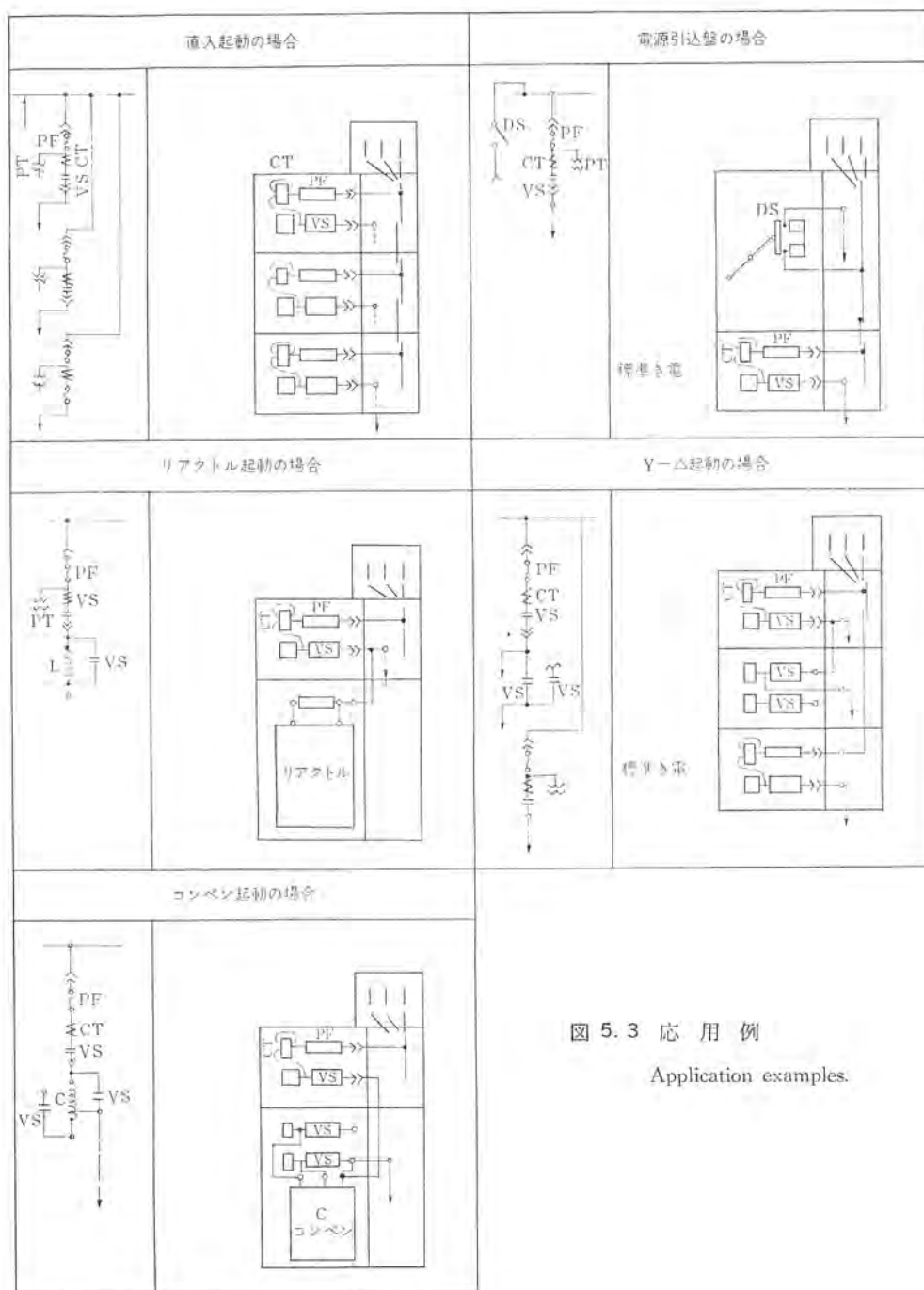


図 5.3 応 用 例

Application examples.

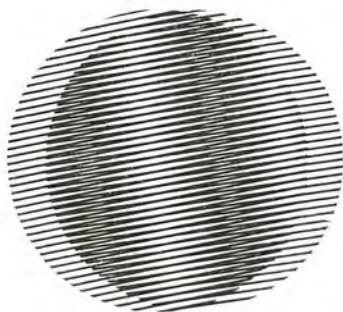
6. む す び

以上、新しく開発されたブロックパネルについてその紹介を行なったが電気的な機能としては従来とほとんど変わらず、電源を引込み内部の開閉装置と保護装置を通して負荷へ接続するだけのこの種の閉鎖形配電盤も常に新しい形を求めて進んでいっている。従来の開放形から単位閉鎖形へ、そしてそれは縮小形化とともに保守点検に要する各種費用の低減へと進んでいる。ブロックパネルはこのような時代の流れの中で開発されたものであって、必ずや需要家よりご愛用されるものと確認している。今後はさらに実用面からのフィードバックされ

る種々の結果と、実績をもとに需要家のご要望を拝聴し、信頼性の高い配電盤とし、各位の期待に沿いたいと考えている。各位のご批判をお願いし、また長期間にわたりご協力いただいた関係者に謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) 杉尾：三菱電機技報 42, No. 9 (昭 43)
- (2) 天藤：三菱電機技報 37, No. 12 (昭 38)
- (3) 森本：最近の PT と CT, 工学全書 108



新製品紹介

“三菱ドアホン、ドアチャイム” 発売

当社は、住宅構器営業部の発足以来、住宅関連機器の一環として、住宅用の通信・配線材料などを開発して製品系列に加え総合販売戦力を増強する計画をすすめてきたが、今般その手初めとして、最近特に需要が高まっているドアホン（インターホン）およびドアチャイムを発売することになった。

ドアホン（インターホン）は、家庭の玄関と居間、勝手口と台所、子供部屋と台所、1階と2階などの連絡用に広く使われ始め、ドアチャイムも新築住宅の必需品として、また既設のベル、ブザーに代って急速に普及しつつある。

当社は、このうち最も要望の多い

○同時通話式 ドアホン（1対1）

○2点打 ドアチャイム

の2種を発売した。

なお、今後とも逐次新製品の開発を行ない、機種を充実する計画である。新製品の概要は下記の通り

◎形 名 ZDP-101 形三菱ドアホン

ZDC-11 形三菱ドアチャイム

◎価 格 ドアホン 現金正価 ￥7,800（乾電池別）

ドアチャイム 現金正価 ￥1,000（乾電池別）

◎特 長

○ドアホン

▽音量が豊かであり音質がすぐれているので相手の声がはっきり聞こえる。

▽簡単に使用できる同時通話式。

▽快い響きで来客を伝える呼出し音。

▽300 m まで通話ができる。

▽広いお宅にはドアチャイム もつけることができる。

▽屋内用（親機）は卓上、壁掛兼用形。

▽屋外用（子機）は露出、埋込どちらでも使用できる。

▽コンパクトにまとめたグッドデザイン。

○ドアチャイム

▽チャイム は、さわやかな高低2音。

▽どんな壁面にも マッチする スマートな デザイン。（デザインは木目、布目の2種類）

◎仕 様

○ドアホン

親機	項 目	内 容
	ト ラ ン ジ ス タ	3石
	出 力	80 ミリワット
	電 源	DC 6V（単3乾電池4本）
	通 話 方 式	受話機による同時通話
	配 線	3線式（チャイム接続の場合は2線増し）
	寸 法	76 幅×242 長さ×90 厚さ mm
	重 量	780 g（電池別）
機	通 達 距 離	約 300 m（電話線の場合）
（子防滴形）機	項 目	内 容
	ト ラ ン ジ ス タ	2石（シリコン）
	ス ピ ー カ ー	5.7 cm（インピーダンス 20Ω）
	寸 法	125 幅×180 高さ×49 奥行（露出形） 21 奥行（埋込形）
	重 量	360 g



図 1 ZDP-101 形（親機）



図 2 ZDP-101 形（子機）



図 3 ZDC-11 形ドアチャイムの押しボタン

○ドアチャイム

項 目	内 容
発 音 方 式	2 点打 高低 2 音
電 源	DV 6V (単 2 乾電池 4 本) または AC 8V
最 大 配 線 距 離	乾電池のとき 0.75 mm ² 電線で片道 30 m まで トランスのとき 0.75 mm ² 電線で片道 45 m まで
寸 法	98 幅×150 長さ×48 厚さ mm
付 属 品	押ボタンスイッチ 木ねじ
電 池 寿 命	三菱バイタル乾電池で 1 日 10 回使用で約 6 か月

商品事業部



図 4 ZDC-11 形 ドアチャイム

三菱小形電子計算機 MELCOM-83 発売

当社では、昭和 43 年 1 月新たに小形電子計算機分野に進出するため三菱小形電子計算機 MELCOM-80 シリーズを発表し、同年 4 月にその第一陣として MELCOM-81 および MELCOM-82 を発売致したが、各方面より好評を博し、発売後 1 年間で受注は 120 台を突破した。

小形電子計算機に対する需要は今後ともかなり増加する趨勢にあるので、この分野を一層充実すべく、ニューモデルの開発を急いでいたが、このたび MELCOM-83 を完成、発売することになった。

適用業務の面から見ると、MELCOM-80, 81 はおもに一般経理、給与計算など記帳、作表業務に適しているが、MELCOM-83 は販売管理、在庫管理、工程管理などを中心にビルドからデータ・プロセッシングに至るまで各種業務に適している。

したがって、MELCOM-83 の完成により MELCOM-80 シリーズは、小形電子計算機分野に対するあらゆる要求にきめこまかく応えることができるようになった。

◎MELCOM-83 のおもな特長は次の通りである。

- 三菱モロトロン（モノリシック IC）を全面的に採用することにより信頼性は完全に保証されている。
- 多項目の分類集計や多種類の業務処理に最適。
- 10,000 語（60,000 バイト）の磁気ディスクを外部記憶装置として接続することによりデータ作業と同時にファイルメンテナンスを行うことができる。
- 原始データをダイレクトインプットできるので、業務処理が合理的・能率的に行える。
- オンライン用ターミナルコンピュータとして使用できるように設計してある。
- バラエティに富んだ機器構成により、企業の規模・業種を問わずビルドからデータプロセッシングまであらゆる業務に最適である。
- すぐれた処理能力に比べ経済的な価格で使えるのでパフォーマンスコストは抜群である。
- 空調や特別な電源は不便ですからどこにでも設置できる。

◎MELCOM-83 の仕様は次の通りである。

本 体

1. オペレーションコンソール
 - (1) 入出力タイプライタ



図 1 MELCOM-83

新製品紹介

文字キー	48キー4段シフト	
印字速度	20字/秒	
印字幅	132字/行	
(2) データキーボード		
けた数	12けたテンキー式	
(3) 紙テープパンチ		
せん孔速度	20字/秒	
2. プロセッシングユニット		
(1) 入出力制御装置		
(2) 演算制御装置		
演算方式	2進法 10進法 1語=12けた+符号	
演算素子	モノリシックIC (TTL, DTL)	
制御方式	ストアードプログラム 3アドレス方式	
(3) 主記憶装置		
種類	磁気ディスク	
記憶容量	500語/1,000語 (3,000バイト/6,000バイト)	
アクセスタイム	10 ms	
(4) ディスプレイ		
表示けた数	12けた+符号	
(5) 紙テープリーダー		
読取速度	20字/秒	
付属装置		
1. 磁気ディスク装置		
記憶容量	5,000語/10,000語 (30,000バイト/60,000バイト)	
アクセスタイム	20 ms	
2. 高速紙テープリーダー		
読取り速度	200字/秒	
3. 紙テープパンチ		
読取り速度	20字/秒	
4. 高速紙テープパンチ		
せん孔速度	150字/秒	
5. 紙テープパンチ		
せん孔速度	20字/秒	
設置条件		
電源	AC 100 V \pm 10 V 50 Hz または 60 Hz \pm 1 Hz	
温度	5 \sim 35 $^{\circ}$ C	
湿度	40 \sim 80%	
外形寸法および所要電力		
	外形寸法 (mm)	
	(幅) \times (高さ) \times (奥行)	
オペレーション コンソール	980 \times 900 \times 730	
プロセッシングユニット	390 \times 865 \times 900	
磁気ディスク装置	510 \times 740 \times 600	
高速紙テープリーダー	600 \times 1,500 \times 400	
	重量(kg)	
	所要電力(W)	
オペレーション コンソール	175	—
プロセッシングユニット	80	550
磁気ディスク装置	100	100
高速紙テープリーダー	105	200

高速紙 テープ パンチ	600×1,500×400	140	200
紙 テープ リーダ パンチ	510×830×600	60	50
[電子事業部]			

三菱電気ハンマードリル新製品発売

当社では、昨年2月にコンクリートや石材の破砕およびアンカー打ち込みに威力を発揮するわが国初の3ウェイ方式（打撃のみ、回転のみ、打撃回転の意味）の機能をもった“VD-25 A-1 形三菱電気ハンマードリル”を発売したが、このたび装いも新たに“VD-650-1 形”強力形として発売することになった。

◎形 名 VD-650-1 形 三菱電気ハンマードリル

◎価 格 定価52,000円

◎用 途 ○配線、配管工事 ○機械取付工事 ○鉄道架設工事

○土木建築工事 ○裝飾器具看板取付工事

その他コンクリート、レンガ、モルタル、タイル、ブロック、石材、鋼材、木材などの穴あけはつり作業に適している。

◎特 長 ○作業範囲が広い3ウェイ方式（打撃のみ、回転のみ、打撃回転）を採用（実用新案出願中）

○エア方式の採用により人体に対する衝撃が少なく、かつ強力な打撃を加えるので作業能率が向上する。

○拘束防止装置を内蔵しているため、ドリルの損傷を防止し、作業上の安全性を高めている。

○打撃回数を大幅に増し、作業能率が一段と向上している。

○付属の超硬コンクリートドリルにより、アンカー穴あけが容易にできる。

○携帯に便利なスチールケース付き。

◎仕 様

容 量	コンクリート32mm
電 源	100V、単相、50/60Hz
出 力	450W
全負荷電流	9A
回 転 数	無負荷時 1,000rpm 全負荷時 660rpm
打 撃 数	無負荷時 4,800回/分 全負荷時 3,300回/分
重 量	7.5kg
付 属 品	超硬コンクリートドリル 14.3φ、17.5φ（Aテーパシャンク形）、 Aテーパアダプタ、ドリフト、予備炭素ブラシ、六角棒スパナ、油さし、製品箱、プラスドライバ、ちり吹き

[福岡製作所]



図1 ハンマードリル ND-650-1 形



世界で最初の実用化 “岐阜市水道部納め 6,600 V 級 浸水式高圧水中モートル” 完成!!

1965年、他メカに先駆け、わが国で最初に 3,000 V 級高圧水中モートルの実用化に成功した当社が、再び業界一を誇る水中モートルの製作技術と、豊富な経験、たゆまぬ研究開発とにより、昨年末以来岐阜市水道部のご用命により製作していた 6,600 V 級高圧浸水式水中モートルを、このほど完成し納入した。

この水中モートルは、数年以前より当社が独自の研究と、3,000 V 級水中モートルで立証された、すぐれた絶縁技術とをもって鋭意開発を進めていた 6,600 V 級の高圧水中コイルを採用したもので、前回納入の 3,000 V 級同様、岐阜市水道部の岐阜市上水道拡張計画に際し、3,000 V 級でのすぐれた実績と 3,000 V 級以上に安定した絶縁性能、将来これらの上水道用としての大形水中ポンプ駆動用モートルのあり方を十分認識され、絶大なる信頼のもとに、とくに当社がご用命賜ったものである。

この水中モートルは、ポンプメカである久保田鉄工 (K/K) を経由し、岐阜市鏡岩水源池に本年5月末に設置され、今夏より広く岐阜市市民の方々へ、清らかな長良川の水を給水することになっており、6,600 V、60 Hz で駆動される浸水式としてはわが国はいうに及ばず、世界的にも、まったく例を見ないきわめて画期的な製品であり、電力会社における送配電線の高圧化 (6,600 V 級) と共に、その需要は今後、ますます増加することが期待されるものである。

〔特長〕

1. 6,600 V 級の完璧な耐水絶縁方式の採用

(1) 当社特許による完璧な絶縁方式を採用し、完全なボイドレス絶縁で、コロナ開始電圧が使用電圧の約2倍である。

(2) 試作コイルによる連続 11 kV 架電の 60°C 温水中テストですでに 15,000 時間以上の安定した絶縁抵抗特性を有している。

(3) 耐熱特性にすぐれている。

(4) 絶縁破壊電圧は使用電圧の 10 倍以上、インパルスレシオは 2 以上である。

(5) コイル相互間、およびケーブル間の接続部の絶縁方式も、当社独自の完璧な方法を採用し、コイル絶縁以上に安定している。

(6) 使用ケーブルは、6,600 V 級の特種ケーブルで、すでに温水架電試験において、10 年以上の安定した実績を持っている。

2. 高荷重、高速において安定な水潤滑軸受の採用

多くの実績を持つ当社特許による水潤滑軸受で、スラスト軸受は特殊合成樹脂製のミツエ式自動調心構造、ラジアル軸受は特殊金属製の自動調心構造を採用している。

3. 高性能、長寿命の軸封機構の採用

高精度の超硬合金からなる 2 段メカニカルシールとオイルシールの組み合わせによる完璧な軸封機構を採用している。

4. 耐食、高性能のフィルター機構を採用

多くの実績をもつ、当社が独自で開発した特殊金属製のフィルター機構をモートル最上部に組み込み、長期間安定したろ過特性を有している。

〔モートル仕様〕

形 式	立て形 (軸端下部) 浸水式水中モートル
出 力	220 kW
極 数	4 P
電 圧	6,600 V



図 1 6.6 kV 級高圧水中モートル

周波数	60 Hz
定格電流	27 A
定格回転数	1,780 rpm
許容温度上昇	50 deg
最高周囲水温	32°C
起動方式	リアクトル 起動
許容 スラスト 荷重	2,000 kg (モートル 回転子重量を含まず)
概略寸法	690 φ(外径) × 2,500 mm (軸方向長さ)
概略重量	3,250 kg
製作台数	2 台

また、この モートル に直結駆動される ポンプ は、久保田鉄工 (K/K) 製でその仕様は下記の通りである。

口 径	400 mm
形 式	LMS 形 (両吸込形)
揚水量	13.9 m³/min
総揚程	65 m

[名古屋製作所]

100 万 kVA バンク超々高圧変圧器完成

このほど、当社伊丹製作所で南アフリカ連邦電力局 (ESCOM) 向けとして鋭意製作中であったバンク容量 100 万 kV の超々高圧大容量変圧器が完成した。この変圧器は高圧側 (基準衝撃絶縁強度 1,425 kV) 中圧側 275 kV (同, 1,050 kV) の単巻変圧器で巻線の構成にはこのような超々高圧大容量単巻変圧器に最も適した構造といえる外鉄形つづみ (鼓) 形段絶縁巻線を採用しており、さらに先に当社がメキシコ納めの超々高圧変圧器製作の際に開発を完成した E 形絶縁の適用とあいまって絶縁の合理化、コロナレベルの低減に大きな成果を得ている。また、高電圧大容量化するに従って漏れ磁束による内部構造物への悪影響が心配されてくるが、本器の場合漏れ磁束の方向、大きさに適応した新しい方式の磁気シールドを採用して内部構造物や外箱の磁気しゃへいを確実にし、局部加熱の防止や漂遊負荷損失の大幅な低減に成功している。

その他、本器で特記すべき事項は中圧側 275 kV の線路端に当社製の MRF 形超高圧負荷時タップ切換器を有していることで、対地絶縁 200 号の負荷時タップ切換器付変圧器の製作はわが国で始めてであるばかりでなく、世界的にも余り例のないものである。その他、各試験項目についてもすべて満足すべき結果であった。

仕 様

単相 50 Hz 外鉄形 油入自冷/送油風冷式

SUB-MRF 形 負荷時タップ切換単巻変圧器

高圧 $400/\sqrt{3}$ kV $^{+0}_{-12.5}\%$ (25 点) 1,000/3 MVA

中圧 $275/\sqrt{3}$ kV 1,000/3 MVA

低圧 22 kV 20/3 MVA

基準衝撃絶縁強度

高圧 1,425 kV 中圧 1,050 kV 低圧 150 kV

[伊丹製作所]

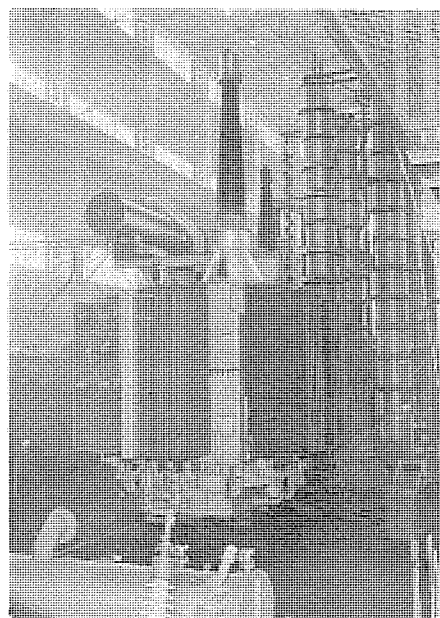


図 1 1000 MVA 超々高圧変圧器

わが国初の“数値制御装置付自動溶接機”完成

当社では、わが国初の数値制御装置付自動溶接機を名古屋製作所にて開発中であったが、このほど完成し、営業活動を開始した。

従来、数値制御 (Numerical Control) 付切削機械、溶断機、旋盤などは多数製作され、すでに実用化段階にはいっているが、NC 付自動溶接機としてはわが国最初のものである。

本製品は普及化が目ざましい NC 付切削機械に要求される複雑形状部品の加工、多種少量生産部品の段取り時間の節約、多工程部品の加工など NC 機械としての特長に合わせ、1) 省力化の促進、2) 溶接熟練技能者不足の対策、3) 製品品質の向上、4) 自動専用機に比べモデルチェンジに対し弾力性・融通性が高いなどのメリットが取り入れられており、価格は約2,500万円である。

本製品は、機械治具本体・NC 盤・制御盤・操作箱・治具付溶接機から構成されており、治具本体は門形形状で長手方向に1軸、門上に2軸を有する3軸制御付自動溶接機となっている。これら各軸を制御する NC は鎌倉製作所で製作されており、同時2軸制御ができる特殊制御回路付 MELDAS-4200 形が採用されている。

NC 用テープには作業順序、溶接条件、溶接トーチの運動がパンチングされており、溶接作業は押しボタンにより開始から終了まで自動的に行なわれる。

従来はこの溶接物の製作に7～9名を投入していたが、この機械の採用により、1名で仮付け作業から完成までできるようになった。

仕様は次のとおり

1. 機械治具本体 (幅3,300×奥行2,100×高さ1,850mm) 1台

溶接ヘッド	2基 (500A 1.2mmφ 20kg 巻ワイヤ使用)
制御軸数	3軸 (X軸 2,000mm Y・V軸 500mm ストローク)
溶接ヘッド上下制御	3ポジション 油圧制御式
ワーク回転治具	90° 割出油圧駆動式
最小実動距離指令単位	0.01mm
実動距離最大指令値	9,999.99mm
早送り速度 (位置決め用)	4,800mm/min
溶接送り速度	250～999mm/min
2. 油圧発生装置

油圧ポンプ	1台
	最大吐出量 20l/min 可変吐出量ポンプ
	30～40kg/cm ² 作動圧力
3. NC 盤

MELDAS-4200 特殊仕様	1台
	3軸同時2軸数値制御
	軸平行および45°方向直接連続位置決め可能
大きさ	(幅540×奥行1,085×高さ1,580mm)
4. 制御盤

各種制御回路内蔵	1台
大きさ	(幅2,200×奥行600×高さ2,460mm)
5. 操作盤

テープ運転	1台
	ダイヤル運転 手動運転選択式
溶接条件	3条件 (電流、電圧) 選択式
大きさ	(幅800×奥行720×高さ1,780mm)
6. 溶接機

	2台
--	----

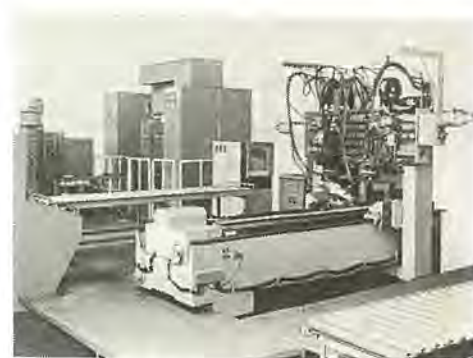


図1 数値制御装置付自動溶接機

500 A	シリコン 整流式直流 アーク 溶接機
大きさ	(幅 555×奥行 1,050×高さ 1,130 mm)
7. 仮付け治具	1 台

[名古屋製作所]

集積回路のセラミック封止形パッケージ改良

当社では、かねてより集積回路のセラミック封止形パッケージの研究開発を進めていたが、このたび機械的強度の著しく増大した高信頼性のパッケージを完成した。一般に半導体関係では、素子の特性もさることながら、パッケージの問題も大きなウエイトを占めており、特に集積回路のパッケージは集積回路自体の価格および信頼性に大きく影響するだけでなく、システム構成における実装技術にも直接関連するため、一般半導体の場合に比べ、きわめて重要な地位を占めている。現在、パッケージとしては、工業用、民生機器用としては DIL (デュアルインライン) 形式のものが最適とされており、当社でも、樹脂モールド形の DIL パッケージ技術を完成し、安価で信頼度の高い集積回路を供給しているが、最近用途の急増につれ、使用温度範囲、機械的強度、その他特殊の要求に対して樹脂モールド形以外のセラミック封止形のパッケージも必要となってきた。

セラミック封止形パッケージには種々のものが市販されているが、機械的強度、価格などの点で欠点のあるものが多く、このたび当社にて開発したものはこれらの欠点を大幅に改善した高信頼性のパッケージである。

おもな改良点は次の通りである。

(1) パッケージを構成するセラミックは、ガラスとフィラーの選択、それぞれの粒度と配合比の適正化および造粒法の改良により機械的強度が著しく増大した。

(2) 金属部品も、表面処理を根本的に改良することにより、セラミックとの封着の際金属の表面酸化物質がセラミック中に適当な勾配をもって拡散するようになりセラミックとの接着強度が数倍増大した。

図は 1、金属とセラミックの接着部分を EMX (Electron Microprobe Xray Analyzer) により線分析を行なった結果である。横軸は接着界面からの距離、縦軸はセラミックの主成分である Si と金属の主成分である Fe の含有量のそれぞれの材料中における増減を示す。すなわち、金属の主成分である Fe が約 30 μ にわたり適当な勾配をもって拡散し、接着強度を増大する原因となっている。

(3) 組立、封着工程において、特殊構造の治具を使用し、封着条件を改良したため、製造歩留りが向上した。

(4) 素子およびワイヤーボンディング後のふた付け工程において従来より低融点の接着合金を採用し、IC 素子の機能を劣化させることなく、作業性を著しく改善した封止技術が完成された。

この結果、振動疲労、周波数変化振動疲労、落下 (75 cm)、遠心加速 (20,000 G)、温度サイクル (-55°C ~ +125°C) 試験等において米国の MIL 規格を上回る性能をもつ経済的なパッケージが得られた。

当社では今後樹脂モールド形のみならず、これらのパッケージ技術を使って高信頼性のセラミック封止形 DIL パッケージおよびフラットパッケージを製作し、多くの種類の集積回路を製造していく予定である。

[北伊丹製作所]

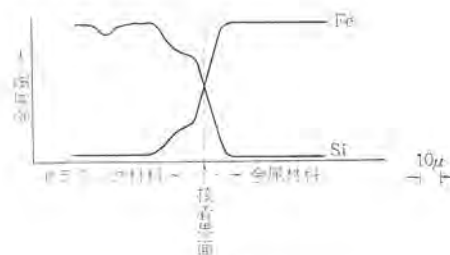


図 1



(左) 40リードフラットパッケージ (右) 14リードDILパッケージ

図 2 集積回路のセラミック封止形パッケージ

本社・営業所・研究所・製作所・工場所在地

本 社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地(三菱電機ビル)	(電) 100	(電) 東京 (03) 212局 6111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) 312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
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6番14号	(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 (0122) 26局 9111番
札幌工場	札幌市北2条東12丁目98番地	(電) 060	(電) 札幌 (0122) 23局 5544番
仙台営業所	仙台市大町4丁目175番地(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	岡山市西長瀬字村北122番地の1(三菱電機岡山ビル)	(電) 700	(電) 岡山 (0862) 24局 0331番
高松営業所	高松市鶴屋町5番地の1	(電) 760	(電) 高松 (0878) 51局 0001番
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2丁目12番地(三菱電機ビル)	(電) 100	(電) 東京 (03) 212局 6111番
城南家電営業所	東京都世田谷区池尻3丁目10番3号(三菱電機世田谷ビル)	(電) 154	(電) 東京 (03) 411局 8181番
城西家電営業所	国分寺市南町2丁目16番14号(秀美ビル)	(電) 185	(電) 国分寺 (0423) 22局 1881番
城北家電営業所	東京都文京区大塚3丁目3番1号(新茗溪ビル)	(電) 112	(電) 東京 (03) 944局 6311番
千葉家電営業所	千葉市新宿町2丁目49番地(三菱電機千葉ビル)	(電) 280	(電) 千葉 (0472) 42局 5486番
横浜家電営業所	横浜市中区富士見町3番地4	(電) 232	(電) 横浜 (045) 251局 2226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
洲本出張所	洲本市上物部2丁目6番33号	(電) 656	(電) 洲本 (07992) 2局 0631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
静岡出張所	静岡市七間町9番地の10(池田ビル)	(電) 420	(電) 静岡 (0542) 53局 9186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 (0122) 26局 9111番
仙台商品営業所	仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル)	(電) 980	(電) 仙台 (0222) 21局 1211番
富山商品営業所	富山市桜木町1番29号	(電) 930	(電) 富山 (0764) 31局 8211番
広島商品営業所	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	岡山市西長瀬字村北122番地の1(三菱電機岡山ビル)	(電) 700	(電) 岡山 (0862) 24局 0331番
高松商品営業所	高松市鶴屋町5番地の1	(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
関東商品営業所	埼玉県与野市上落合後原842	(電) 338	(電) 与野 (0488) 33局 3181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
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 4371~5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	稲沢市井之口町1100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	伊丹市大鹿字主ヶ池1番地	(電) 664	(電) 伊丹 (0727) 82局 5131番
熊本工場	熊本市竜田町弓削720番地	(電) 862	(電) 熊本 (0963) 62局 7211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
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
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
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
世田谷工場	東京都世田谷区池尻3丁目1番15号	(電) 154	(電) 東京 (03) 414局 8111番
静岡製作所	静岡市小島110番地	(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) 5局 7151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 (02492) 2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) 京都西山 (075) 921局 4111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

次 号 予 定

三菱電機技報 Vol. 43. No. 7

モ ー ト ル 特 集

《特集論文》

- 最近の大容量同期電動機
- 最近の大容量誘導電動機
- 一般工業用直流電動機
- かご形クレーンモートル (ハイストロクモートル)
- リミストップクラッチモートル—ミシン針自動定位停止装置付きクラッチモートル—
- NB ブレーキ付モートル
- 交流電動機の世界制御方式
- 単相誘導電動機のサイリスタ制御

《普通論文》

- 方向性けい素鋼帯の磁気ひずみ
- 両方向直流高速度しゃ断器
- うず電流の差分法による解析
- 安全ブレーカ
- 静電結合形固定記録装置
- コークス押出機の自動運転装置
- 航空機用電動バルブ
- 深海潜水艇用油入均圧直流電動機
- 中性子チョッパ

《技術講座》

- システム理論-(I)基礎

三 菱 電 機 技 報 編 集 委 員 会

委員長	小 倉 弘 毅	常任委員	鈴 木 正 材
副委員長	片 岡 高 示	"	祖 父 江 晴 秋
常任委員	明 石 精	"	湊 武 雄
"	石 川 理 一	"	山 田 栄 一
"	上 田 重 夫	委 員	尾 畑 喜 行
"	宇 佐 美 重 夫	"	北 垣 成 一
"	大 野 寛 孝	"	南 日 達 郎
"	神 崎 邇	"	林 昇 寿
"	北 川 和 人	"	松 元 雄 蔵
"	小 堀 富 次 雄	"	和 田 義 勝

(以上 50 音順)

昭和 44 年 6 月 22 日印刷 昭和 44 年 6 月 25 日発行「禁無断転載」定価 1 部金 100 円 (送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地

小 倉 弘 毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 12 番地

大日本印刷株式会社

(郵便番号 162)

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 12 番地 (郵便番号 100)

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」

(電) (03) 212 局 6111 番 (内線 2498)

発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 (郵便番号 151)

社株式会 オーム社書店

(電) (03) 291 局 0912 番 振替東京 10018