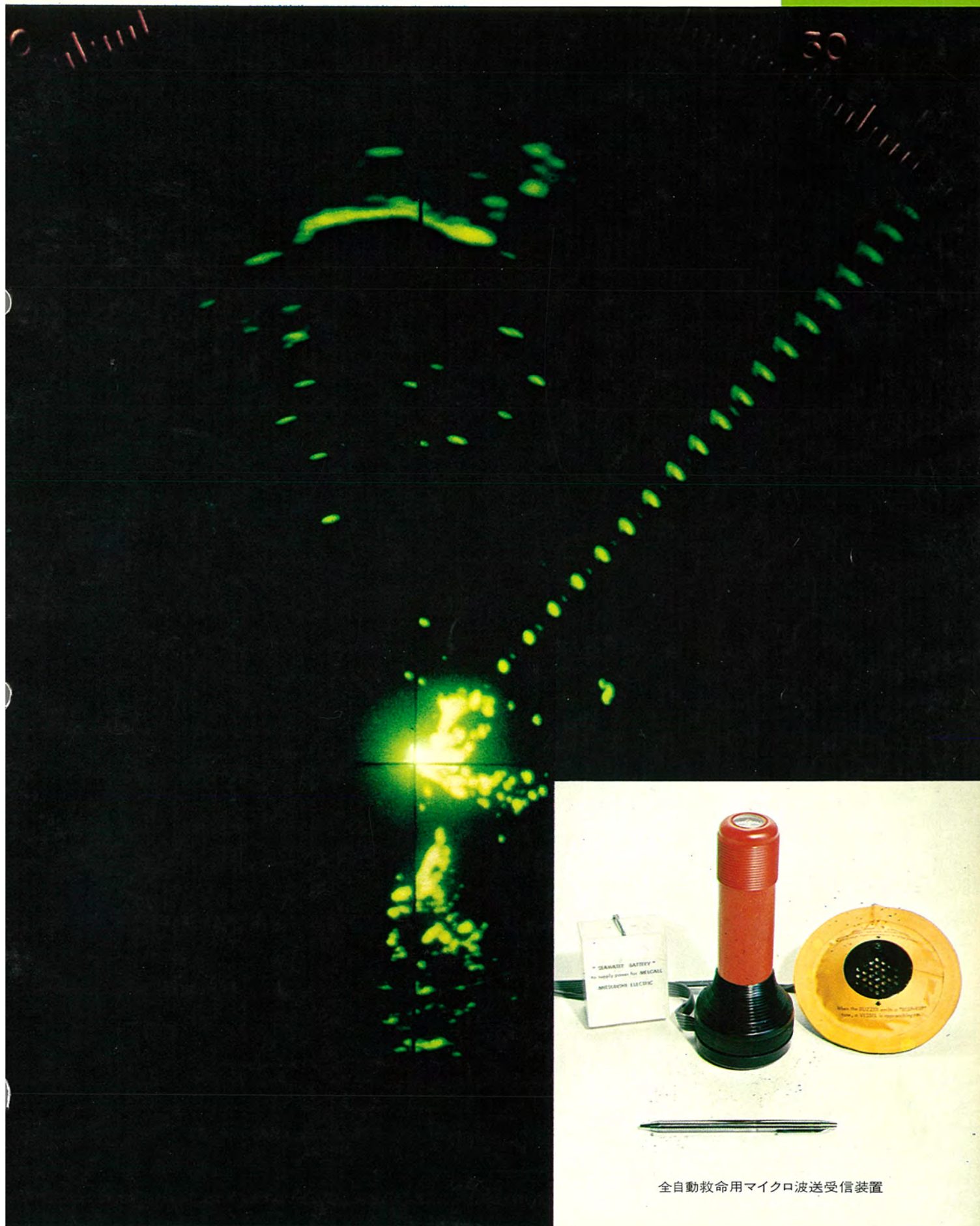


MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol.50 No.2

2
1976



全自動救命用マイクロ波送受信装置

三菱電機技報

Vol. 50 No. 2 FEBRUARY 1976

目次

普通論文

マイクロ波加熱によるホトレジストベーキング	豊田裕康・阿部東彦	81
カソードクロミック材料及びダークトレース蓄積表示管の開発	大野克弘・高田良雄・新居宏王・太田勝啓	86
電子線形加速器用 π モード加速管の実用化研究	沢田進・美濃和芳文	91
ガンダイオードの高信頼度化	三井茂・鈴木武・石原理・小谷三千男・西畑幹夫	95
簡易ガン発振器マイクロ波センサ	三井茂・小谷三千男・石原理・沢野寛	99
自動アーク溶接用サイリスタ式電源	橋川彪・栃折攻一・瀬川博久	104
7.2 kV 新形電力ヒューズの開発	岩崎行夫・太田忍・近田敏之	110
新方式無停電電源装置	民井精三・竹内宗昭	116
ポリスチレン系プラスチックの光劣化に及ぼす波長の効果	高橋一郎	121
無接点リレー《メルログ》	青木正夫・金子正雄・中村隆	126

CONTENTS

GENERAL PAPERS

Microwave Baking of Photoresists	Hiroyasu Toyoda & Haruhiko Abe	81
Development of Cathodochromic Material and a Dark-Trace Storage-Display Tube	Katsuhiro Ono et al.	86
Feasibility Studies on the π -Mode Structure for Electron Linac Accelerators	Susumu Sawada & Yoshibumi Minowa	91
Improving the Reliability of Gunn Diodes	Shigeru Mitsui et al.	95
Simple Gunn-Oscillator Circuits for Microwave Sensors	Shigeru Mitsui et al.	99
A Thyristor-Controlled Power Source for Automatic Welding	Takeshi Kitsukawa et al.	104
Development of a 7.2kV General-Purpose Fuse	Yukio Iwasaki et al.	110
A New Type of Uninterruptible-Power-Supply System	Seizo Tamii & Muneaki Takeuchi	116
The Effect of Wavelength on the Photodegradation of Polystyrenes	Ichiro Takahashi	121
MELLOG Solid-State Logic Relays	Masao Aoki et al.	126

表紙

全自動救命用マイクロ波送受信装置

表紙写真は東京商船大学などのご指導により、当社通信機製作所を中心に開発中のマイクロ波トランスポンダで、当社中央研究所で開発した3種類のマイクロ波半導体を使用した超小形、高信頼度の装置である。

救命いかだや胴衣に装備して遭難者は海水電池を海中に投入するだけの操作で、装置の持つ自動見張機能によるモニタスピーカーの音の通報で、救助船の隻数や接近状態を知ることができる。

相手方の救助船側は、3.2 cm 波帯レーダである限り一切の改造や付加装置を要することなく、装置のもつ自動送信機能によってレーダの PPI 指示器上で遭難者の漂流位置を知ることができる。

COVER

MELCALL Rescue-Call Microwave Transponder

The MELCALL rescue-call microwave transponder, now under development by Mitsubishi Electric, with the assistance of the Tokyo Merchant Marine University, is a compact, highly reliable device incorporating three types of Mitsubishi Electric microwave semi-conductors. Mounted on lifeboats and liferafts, it is activated when the distressed person immerses the batteries in seawater.

An automatic watch function of the MELCALL gives warning over a monitor speaker of the number and proximity of rescue vessels, and an automatic transmission function transmits information on the drift position of the distressed person, which can be picked up by the PPI display of the standard 3.2cm marine radar carried aboard rescue vessels.

マイクロ波加熱によるホトレジストベーキング

豊田裕康・阿部東彦

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P81～85

近年、マイクロ波の電力源としての利用が急速に開発され、半導体産業分野においても、ホトレジスト被膜のベーキングに適用すべく、種々検討が行われている。本文では、マイクロ波ベーキング時のホトレジストやエッチング特性への影響などについて、市販の半導体用ゴム系ホトレジストを用いて、主として、ポストベーキング工程へ適用したときの検討結果を述べる。従来のヒータ加熱法に比べ、短時間処理が可能なおえ、サイドエッチ量も小さく、かつ、ホトレジスト被膜自体へ与える影響も小さいので、有効な方法であることが判明した。

自動アーク溶接用サイリスタ式電源

橘川 彪・柄折攻一・瀬川博久

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P104～109

炭酸ガスアーク溶接機は高能率で経済面ですぐれているため、半自動及び自動溶接機として、アーク溶接機の主流となっているが、溶接作業の自動化に対する要求は強く、従来自動化が困難であった立向、上向又は全姿勢溶接など熟練を要する溶接作業についても自動化の研究が盛んである。当社においても普及形としてSA-G形半自動溶接機を製作しているが、本文では溶接自動化の拡大を目的として新しく製品化した、サイリスタ制御方式の炭酸ガスアーク自動溶接用電源について、性能面を中心に紹介する。

カソードクロミック材料及びダークトレース蓄積表示管の開発

大野克弘・高田良雄・新居宏壬・太田勝啓

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P86～90

カソードクロミック・ソーダライトの簡単で、量産性に優れたゼオライト拡散法の合成条件を検討し、第2相物質の生成量を抑えることによって、高感度の光消去性プロモソーダライトを開発し、この材料を利用して光消去形のダークトレース蓄積表示管を製作した。製作したダークトレース管はコントラスト比約5が得られ、消去は4,000f・L白色光照射で約10秒であった。また画像の蓄積時間は50f・Lの照明光で約3分間であった。

7.2kV新形電力ヒューズの開発

岩崎行夫・太田 忍・近田敏之

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P110～115

銀一けい(珪)砂形の限流ヒューズは、しゃ断容量が大きく、しかも小形・軽量・安価という長所をもつ反面、一般に、小電流新形電力しゃ断が不得手という短所をもっている。今回開発したヒューズは、従来の限流ヒューズの長所は生かし、更に小電流しゃ断性能を向上させ、IEC・Pub282-1の1時間溶断電流がしゃ断できるものである。

本稿では、更に、電力ヒューズの小電流しゃ断性能から見た、応用上の問題点についても詳しく検討した。

電子線形加速器用 π モード加速管の実用化研究

沢田 進・美濃和芳文

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P91～94

従来、電子線形加速器において安定な電子ビームが得難いという欠点のため、実用的な π モード加速管の開発が遅れてきた。筆者らは π モード加速管が簡単な構造の円板装荷形でも、高い実効並列インピーダンスを有すること、空洞数が少なれば上記の欠点が軽減するという特長に着目して、7空洞の新しい π モード加速管を試作した。その実測した性能は1.8MWのマイクロ波入力で136mA×3.8MeVの出力が得られ、実効並列インピーダンスは57M Ω /mとなった。なお加速管の外部からの集中機構なしに、安定に集束された電子ビームが得られた。

新方式無停電電源装置

民井精三・竹内宗昭

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P116～120

最近の世界的エネルギー危機の時代に脚光を浴びつつある省エネルギー源として、1台でインバータと浮動充電用整流器の機能を同時に兼ね備えた順逆両用変換器を開発した。これは、インバータの持つ電力の可逆性に着目し、従来のインバータをそのまま用いて、その入出力いずれの方向にも制御できるようにしたものである。この変換器を用いると、従来に比べて大幅な電力節減、設備価格低減、小形・軽量化が実現でき、電力利用効率の高い理想的な無停電電源装置の実現が可能となる。本文では、その特長、原理、特性例を紹介する。

ガンダイオードの高信頼度化

三井 茂・鈴木 武・石原 理・小谷三千男・西畑幹夫

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P95～98

ガンダイオードは実用期に入り通信機を始め、各種ドラスピードメータ、警報器等の民需マイクロ波センサに広く応用されるに至っている。それに伴いガンダイオードの信頼性に関する技術の裏付けと高信頼性技術の確立が待望されている。本文においてはガンダイオードの高信頼化技術の要点について述べ、次に実際の信頼性評価試験について紹介し、改良された製造技術と設定されたスクリーニング条件の適用を受けたガンダイオードは60%の信頼水準で520Fit以下の信頼性を保証し得ることを明らかにした。

ポリスチレン系プラスチックの光劣化に及ぼす波長の効果

高橋一郎

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P121～125

近年、プラスチック材料が照明関係にも広く用いられているが、使用環境における耐久性が重要な問題である。この報告は照明器具に用いられる耐衝撃性ポリスチレンの光劣化に及ぼす波長の効果を調べたものである。その結果、劣化は主にポリブタジエン部分に起こっており、しかも、短波長の光ほど劣化速度、劣化量が大きかった。照射光の波長により劣化機構が異なり、特に、波長 $\lambda > 275\text{nm}$ の短波長域を含む光の場合は、ポリブタジエン部分に加え、ポリスチレン部分も劣化することが明らかになった。

簡易ガン発振器マイクロ波センサ

三井 茂・小谷三千男・石原 理・沢野 寛

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P99～103

ガン発振器を用いた簡易マイクロ波センサは、物体の存在やその速度を検出するセンサとして、交通取締り、スピードメータ、小形船舶用レーダ、盗難警報装置、衝突防止装置等に広範な応用が期待されている。この論文では、これらに用いる導波管形ガン発振器簡易マイクロ波センサの信号検出方式として、ガン発振器直接検波方式と検波ダイオード装荷方式について、その回路構成、動作特性、及び最小検出感度などについて述べる。更に、これら2方式とサーキュレータを用いる入出力分離方式との諸性能について比較する。

無接点リレー《メルログ》

青木正夫・金子正雄・中村 隆

三菱電機技報 Vol.50・No.2・P126～130

大規模な制御には、ミニコンやプログラマブルシーケンスコントローラが適するが、中・小規模の制御では最適なハードウェアの選択に困るのが実状である。ピンボード式やカム式では、機能不足や規模がおさえられ、ICカード式では、高度の技術が必要となる。また、有接点リレーは安価で取扱いが容易であるが、寿命、信頼性、応答性が十分でない場合がある。このような背景を基に、中・小規模のシーケンス制御用に適する経済的な制御素子《メルログ》を開発したので、素子の特長、概要及び応用例について述べる。

Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 104~9 (1976)

A Thyristor-Controlled Power Source for Automatic Welding

by Takeshi Kitsukawa, Koichi Tochiori & Hirohisa Segawa

The high efficiency and economic advantages of CO₂ gas-shielded arc welding have made this method the most widely used in semiautomatic and automatic arc welding; and with the growing demand for the automation of welding operations, considerable research is being devoted to automating even vertical-head, overhead and all-position welding, which have conventionally required the use of highly trained welders. Mitsubishi Electric already manufactures the popular Type SA-G semiautomatic arc welder, and this article introduces a thyristor-controlled power supply for CO₂ gas-shielded arc welding, focusing on its performance.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 81~5 (1976)

Microwave Baking of Photoresists

by Hiroyasu Toyoda & Haruhiko Abe

Many new applications have recently been found for microwaves. In semiconductor manufacture, for example, consideration has been given to its use in the baking of photoresist film. This article deals with the effect of microwave baking on the photoresist and on the etching properties when using a commonly available rubber diazide photoresist, and reports primarily on the results of application to the post-baking process.

It was found that the processing time is shorter than with conventional heating, the amount of undercut is smaller, and the effect on the photoresist itself is reduced. These results indicate that microwave baking is an effective method for baking photoresist film.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 110~15 (1976)

Development of a 7.2kV General-Purpose Fuse

by Yukio Iwasaki, Shinobu Ota & Toshiyuki Chikata

Silver-silica-sand-type current-limiting fuses have the advantages of a large interrupting capacity, compactness, lightweight construction and low cost, but they are not generally effective in interrupting small currents. This newly developed ultrawide-range fuse maintains the traditional advantages of current-limiting fuses, with improved low-current interruption satisfying the stipulations of IEC Pub 282-1 for 1-hour fusing current interruption. The article presents a detailed treatment of problems arising in the application of current-limiting fuses from the standpoint of small-current interrupting performance.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 86~90 (1976)

Development of a Cathodochromic Material and a Dark-Trace Storage-Display Tube

by Katsuhiro Ono, Yoshio Takada, Hirotsugu Arai & Katsuhiro Ota

The conditions necessary for synthesizing cathodochromic sodalites by the simple and highly productive zeolite diffusion method were given detailed consideration, and an optically erasable bromosodalite was then developed by constraining the presence of secondary-phase materials.

This bromosodalite was then used in fabricating optically erasable dark-trace storage tubes, which attained a contrast ratio of approximately 5:1, and which could be erased in about 10sec by irradiation with white light of 4×10^3 fL. The storage time for the displayed picture was about 3 minutes at an illumination of 50fL.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 116~20 (1976)

A New Type of Uninterruptible-Power-Supply System

by Seizo Tamii & Muneaki Takeuchi

With recent attention focused by the world energy crisis on energy-efficient power supplies, Mitsubishi Electric has developed a bi-directional power converter combining in a single unit the functions of an inverter and a float-charging rectifier. Making use of the fact that the reactive power component in the inverter can be fed back to the input side, this new design omits the float-charging rectifier, thereby decreasing the loss inherent in the power path. Conventional inverters are used, and the input and output can be controlled in both directions. Use of this new converter effects considerable savings of energy, reduction of plant costs, and a decrease in size and weight in comparison to conventional types. The article introduces the operating principles, features and performance of the system.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 91~4 (1976)

Feasibility Studies on the π -Mode Structure for Electron Linear Accelerators

by Susumu Sawada & Yoshibumi Minowa

Due to the difficulty in obtaining a stable electron beam with conventional electron linear accelerators, development of a practical mode accelerator had been delayed. However, calculations indicated that despite its simple periodic disk-loaded structure, the π -mode accelerator would exhibit a high, effective shunt impedance and, provided that the number of cavity sections is small, the stability difficulty could be alleviated. A prototype π -mode accelerator with 7 cavity sections was therefore constructed, providing an output of 136mA at 3.8McV with a peak RF input of 1.8MW. Its effective shunt impedance is 57M Ω /m, and a stable, well-focused beam was obtained without the use of external focusing devices.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 121~25 (1976)

The Effect of Wavelength on the Photodegradation of Polystyrenes

by Ichiro Takahashi

Although plastic materials are widely used in lighting fixtures, it is a fact that light and heat causes degradation of them. The article reports an investigation of the effect of the irradiation wavelength on the photodegradation of the high-impact polystyrenes used in lighting fixtures. The results indicate that photodegradation takes place mainly in the polybutadiene phase, and that the rate and degree of degradation increases with decreasing wavelength. The mechanism of degradation was also found to differ at different incident wavelengths. Photodegradation under irradiation by wavelengths of 275nm or more occurred in both the polystyrene and polybutadiene phases.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 95~8 (1976)

Improving the Reliability of Gunn Diodes

by Shigeru Mitsui, Takeshi Suzuki, Osamu Ishihara, Michio Kotani & Mikio Nishihata

The wider application of Gunn diodes has increased the desirability of establishing quality-assurance methodology through reliability technology. The article defines critical parameters for achieving high-reliability of Gunn diodes, introduces actual tests used to evaluate reliability, and shows how it was possible to assure a failure rate of 520Fit or less at a reliability level of 60% for Gunn diodes. The diodes evaluated here were manufactured by improved techniques and were selected according to established screening conditions.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 126~30 (1976)

MELLOG Solid-State Logic Relays

by Masao Aoki, Masao Kaneko & Takashi Nakamura

Large-scale sequence-control applications are well served by mini-computers and programmable sequence controllers, but some difficulty exists in selecting appropriate hardware for small- and medium-scale applications. The pinboard and cam systems are limited in functions and scale while the IC card system requires sophisticated technology. Mechanical relays, though inexpensive and easy to use, are often inadequate in terms of service life, reliability or responsiveness.

MELLOG logic relays are an economical control device developed against this background for small- and medium-scale sequence-control applications. The article describes the devices and their features, and gives some application examples.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 50. No. 2. pp. 99~103 (1976)

Simple Gunn-Oscillator Circuits for Microwave Sensors

by Shigeru Mitsui, Michio Kotani, Osamu Ishihara & Hiroshi Sawano

Simple microwave sensors using Gunn oscillators, used to detect the presence and movement of objects, are expected to find wide application in traffic-control speed-trap equipment, radar for small vessels, burglar alarms, and collision-prevention devices. This article describes two types of such sensors: that using direct (or self-) detection, and that with a separate detector diode, and discusses the circuit construction, operating characteristics and minimum detectable level of both. The two types of Gunn oscillator sensors are further compared, in terms of performance, with conventional input-output isolation types using a circulator.

マイクロ波加熱によるホトレジストベーキング

豊田 裕康*・阿部 東彦**

1. ま え が き

現在、マイクロ波は、レーダ、宇宙通信、データ通信など通信関係に広く利用され、情報産業の花形となっているが、近年、電力源としての利用も急速に開発され、新しい加熱法として種々の産業分野から注目されている。

半導体産業においても、ホトレジストの新しいベーキング法として注目をあび、現在最も一般的に利用されているヒータ加熱法に比べ、(1)短時間処理が期待できる、(2)自動化、省力化が容易である、(3)清浄ふんい気中で処理できる、(4)装置の小形化が計れるなどの利点が考えられ、実用化が検討されている⁽¹⁾⁽²⁾。

しかし、マイクロ波ベーキング時のホトレジストやエッチング特性への影響などについての検討・報告は少ない。

本報は、これら諸特性への影響についての筆者らの検討結果である。

2. マイクロ波加熱装置

周知のように、被加熱物(誘電体物質)にマイクロ波を照射すると、その物質の損失係数(比誘電率と誘電体力率との積)及び誘電体に加わる電界強度の2乗との積に比例したマイクロ波電力が吸収され、式(1)で表されるような温度上昇 $\left(\frac{\Delta T}{\Delta t}\right)$ がおこる⁽³⁾。

$$\frac{\Delta T}{\Delta t} = 8 \times 10^{-3} f E^2 \cdot \frac{\epsilon_r \cdot \tan \delta (\text{deg})}{S \cdot C (\text{min})} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 f : 周波数 (GHz)
 E : 電界強度 $\left(\frac{\text{V}}{\text{cm}}\right)$
 ϵ_r : 被加熱物の比誘電率
 $\tan \delta$: 被加熱物の誘電体力率
 S : 被加熱物の比重 $\left(\frac{\text{g}}{\text{cm}^3}\right)$
 C : 被加熱物の比熱 $\left(\frac{\text{cal}}{\text{g} \cdot ^\circ\text{C}}\right)$

しかし、実質的には、対流や熱放射などによって熱エネルギーが失われるので、加熱装置の構造などによっても温度上昇に差がでてくる。例えば、マイクロ波吸収の大きい被加熱物には、パッチ式やコンベヤ式の箱形加熱装置が多く使用される。一方、損失係数の小さい物質や体積に比べ表面積が大きく、かつ、熱容量の小さい物質には、短時間で大きなマイクロ波電力が与えられる導波管形加熱装置が使用されている⁽⁴⁾。

半導体産業で使用されているホトレジストの多くは、合成ゴム(環化シス-1,4ポリイソプレン)をベースポリマに用い、光架橋剤としてジアジド化合物を添加したものである。これら半導体用ホトレジストの電気特性については明らかでないが、わずかに Eastman Kodak 社から発表されているデータ⁽⁵⁾から類推すると損失係数は一般のポリマに比べて比較的大きく、マイクロ波吸収も大きいように思われる。したがって、パッチ式などの箱形オープン形式の装置がよく検討されているが⁽¹⁾⁽²⁾、均一性、温度制御性などにやや難点があり、まだ実用化段階までに

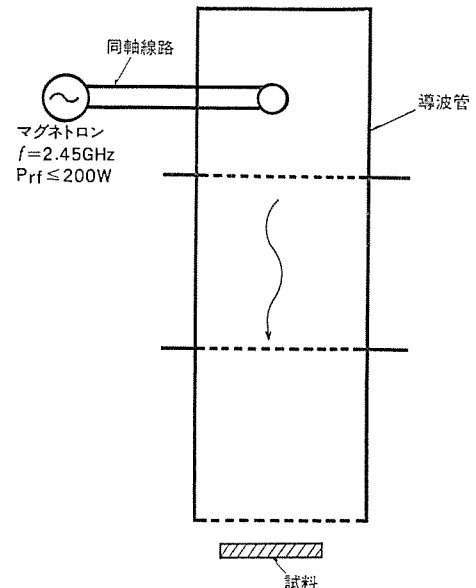


図 1. 実験装置の概略図

は達していない。

筆者らがこの実験に使用した加熱装置は、温度制御性や均一加熱性、シリコンウエハ上に塗布されたホトレジストの膜厚が1μm前後と非常に薄く、いわゆるシート状であることなどを考え、図1.に示すような導波管形式のものである。使用したマイクロ波発生源は発振周波数2.45GHz、最大出力200Wの新日本無線製マグネトロン(2M75)である。マグネトロンからのマイクロ波出力は、同軸線路を通して導波管に導かれ、縦50mm、横115mmの導波管開放端から放射されるようになっている。

3. 実験方法

熱酸化膜厚1μmを有するシリコンウエハ上にホトレジストを0.8μm塗布し、通常の写真製版工程を用いて線幅1~10μmのレジスト画像を作成して試料とした。試料をマイクロ波が直角に当たるように導波管開放端の末端に置き、大気中、種々の条件でマイクロ波を照射、ベーキング処理を行った。NH₄F : HF = 6 : 1 パッパドふっ酸を用いて、25℃で酸化膜層をエッチングし、目視終了点より更に30秒間過剰に行なった後、ホトレジストを除去して酸化膜のレリーフ像を作成した。ウエハ中央部にある線幅10μm画像のエッチング前後における実寸法を測微顕微鏡を用いて測定し、式(2)で示す方法でサイドエッチ量(ΔW)を表示、ベーキング効果の評価手段とした。

$$\Delta W = \frac{W_1 - W_2}{2} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 W_1 : ベーキング後のレジスト画像線幅
 W_2 : エッチング後のシリコン酸化膜画像の線幅

“ΔWが小さい”ことは、ホトレジストが熱エネルギーにより十分に、ベーキング、硬化され、シリコン酸化膜との密着性が良好となり、エッチング液のホトレジスト-酸化膜間への浸み込みが少ないことを意味する。す

なわち、ベーキング効果が良いことになる。

更に、マイクロ波ベーキングによるホトレジストへの影響について、赤外線吸収スペクトルを測定して検討を加えた。

シリコンウエハ上にホトレジストを約 30 μm になるように塗布し、通常法で露光した後、現像処理工程を通さずに、すぐ、マイクロ波を照射して種々の条件でベーキングを行った。露光・ベーキング前後におけるホトレジストの赤外線吸収スペクトルを島津製赤外分光光度計 IR-27 G を用いて測定し、分子構造的変化の解析を行った。また、吸光係数 (α) を式 (3) から算出して定量的な検討も行った。

$$\alpha = -\frac{1}{t} \cdot \ln \frac{I}{I_0} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、
 t : ホトレジスト膜厚
 I_0 : バックグラウンド強度
 I : ピーク強度

全く同様な検討をヒータ加熱法についても行い、マイクロ波ベーキング法と比較した。ベーキング装置は、中央理研製無じん(塵)こう(恒)温そう(槽) CT-60 形を用いた。試料は、アルミニウム製のキャリヤケースに横に並べて載せ、ケースのふたは開いたままで炉内に設置した。

ベーキング温度は、150°C と一定にし、炉内ふんい気の温度を直接水銀温度計で測定した。一方、ウエハ表面の温度は、ウエハ上に銅-ニッケルの薄膜熱電対を作成して測定した。

4. 実験結果と考察

4.1 ベーキング効果

基板材質の相違による高周波出力と基板上昇温度との関係を探ると、図 2. のようになる。

厚さ 1 μm のシリコン熱酸化膜を有する 250 μm 厚のシリコンウエハと 300 μm 厚ガラス基板、及びそれらの基板上にホトレジストを 1 μm 塗布したときの結果である。シリコンウエハのほうがガラス基板よりも温度上昇は大きく、かつ、ホトレジストを塗布することにより更に上昇することがわかる。また、シリコンウエハの場合、高周波出力と温度上昇との間に直線関係が成立するが、ガラス基板では、高周波出力が低い場合、温度上昇が少し小さいことが示されている。

これらの結果から、ホトレジストがベーキングされるのは、それ自身の損失係数が大きいにもかかわらず塗布膜厚が薄いため、基板の温度上昇に起因することがわかる。また、シリコンウエハ上にアルミニウムを蒸着すると出力 130 W で照射しても高々 80°C 程度にしか上昇せず、単結晶シリコンだけでは 400°C 以上にもなることなどから、基板によって出力をかえる必要がある。

図 3. に、高周波出力 70 W、130 W 及び 170 W における照射時間とサイドエッチ量の関係を示す。図中、曲線 (a) で示した出力 170 W でベーキングした場合は、照射時間 2 分でサイドエッチ量が最小となり、曲線 (b) で示した 130 W では 12 分の照射で最小となる。その値は、いずれも 10 μm 酸化膜パターンにおいて、片側のサイドエッチ量が 0.1 μm と非常に小さい。一方、曲線 (c) で示した出力 70 W の場合は、サイドエッチ量も片側値で 0.5~0.6 μm と比較的大きく、かつ、ばらつきもあり顕著な極小点は認められなかった。

これらの相違は、図 4. に示した各高周波出力における照射時間とシリコン酸化膜表面温度との関係からわかるように、170 W で約 170°C、130 W で約 150°C まで上昇するのに反し、70 W では約 90°C 程度までしか上昇しないためであろう。更に、サイドエッチ量が最小になるベーキング時間-170 W で 2 分及び 130 W で 12 分の照射が、

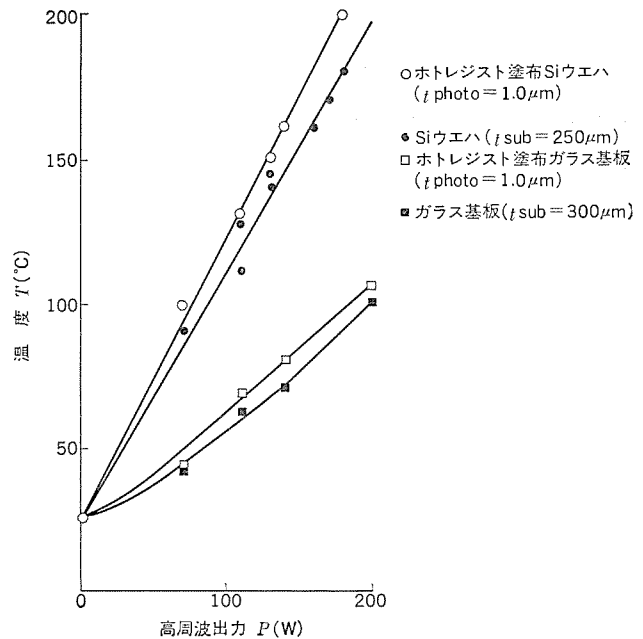


図 2. 高周波出力と基板上昇温度

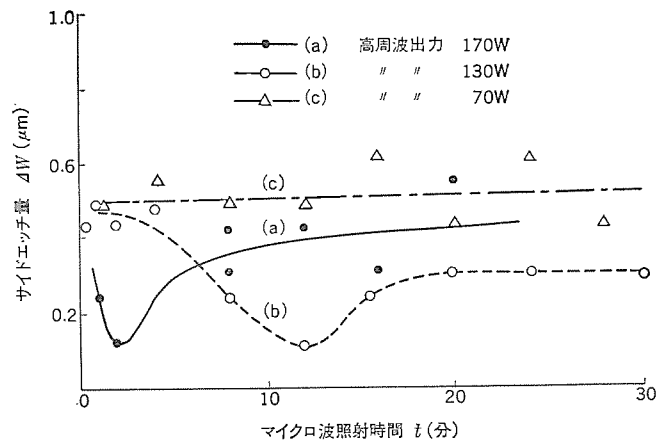


図 3. サイドエッチ量のマイクロ波照射時間依存性

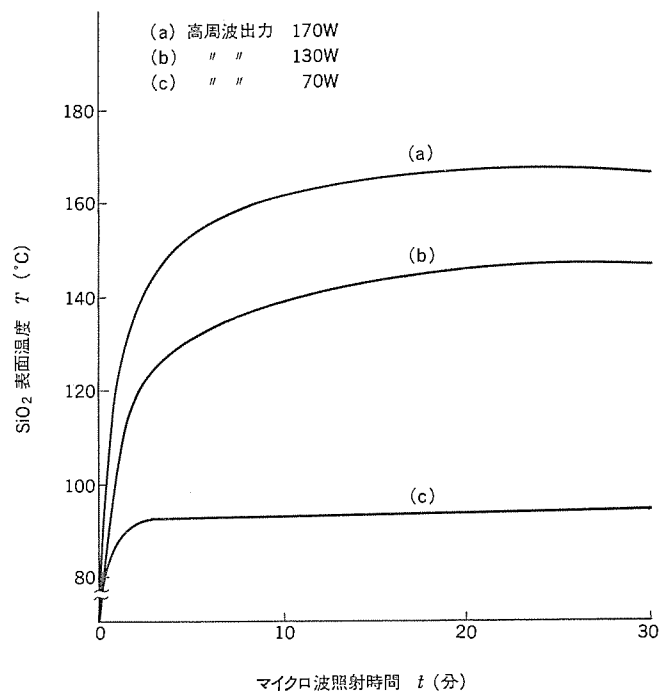


図 4. マイクロ波照射時間と基板上昇温度

いずれも 140°C に達する時間であることから、使用したホトレジストが熱エネルギーを十分に吸収し、熱重合及び硬化をおこなってシリコン酸化膜との密着性を高めるのに必要な温度が 140°C である。すなわち、最適ポストベーキングを行うためには 140°C にする必要があることを意味するものと思われる。また、ホトレジスト表面温度が 140°C になった時にベーキングが完了し、それ以上行う必要がないことも意味している。

したがって、高周波出力 70 W でベーキングした時、サイドエッチ量も大きく、極小点も認められなかったのは、ベーキング不足によるものと解釈してよいであろう。

図 5. にヒータ加熱方式における

結果を示す。図中、曲線 (a) はベーキング炉の設定温度を 150°C にした時のシリコン酸化膜表面の昇温状態である。約 4 分で設定温度に到達する。曲線 (b), (c) は、それぞれ、窒素ふんい気、空气中でベーキングした時のベーキング時間とサイドエッチ量の関係である。曲線 (b) からわかるように、窒素ふんい気中でベーキングしてもサイドエッチ量が最小となるのには約 30 分を要し、その値も 0.2 μm 程度とマイクロ波ベーキング法に比べ少し大きい。ベーキング時間が 30 分より短いとホトレジストの熱重合反応が不十分となり、逆に、長いと過ベーキングとなり熱劣化を起こしてシリコン酸化膜との密着性が悪くなるためであろう。なお、後者の場合、レジストフロー現象が起りやすく、レジストパターンの太い、だれ現象が顕著に観察される。更に、曲線 (c) からわかるように、空气中でベーキングすると処理時間が短くてもサイドエッチ量は 0.6 μm 程度と大きく、かつ、レジストフロー現象を必ず伴う。ポストベーキングを窒素ふんい気中で行う理由がここにある。

これに反し、マイクロ波ベーキングの場合は、空气中で行ってもこれらの現象は観察されなかった。

4.2 赤外線吸収スペクトル

図 6. は、ヒータ加熱法 150°C、40 分間、空气中でベーキングした時の赤外吸収スペクトルである。図中、実線で示したベーキング前のスペクトルと比較して顕著な変化が認められるのは、740, 765, 1290 及び 2,120 cm^{-1} の吸収が消失し、新たに 1,715 cm^{-1} に吸収が現れていることである。

740 及び 765 cm^{-1} の吸収は、ベンゼン核のオルト位及びメタ位における CH 基の面外振動に起因するもので、溶剤中の混合キシレンがホトレジスト塗布膜中に残存しているためによるものと思われる。ベーキングにより溶剤が蒸発し、吸収ピークが消失したものである。

1,290 cm^{-1} 付近の吸収は、CH 基の変角振動に起因するものと思われるが詳細は不明である。したがって、ベーキングによる吸収消失は、ポリマ又は溶剤のどの部分の構造変化に起因するのか明確でない。

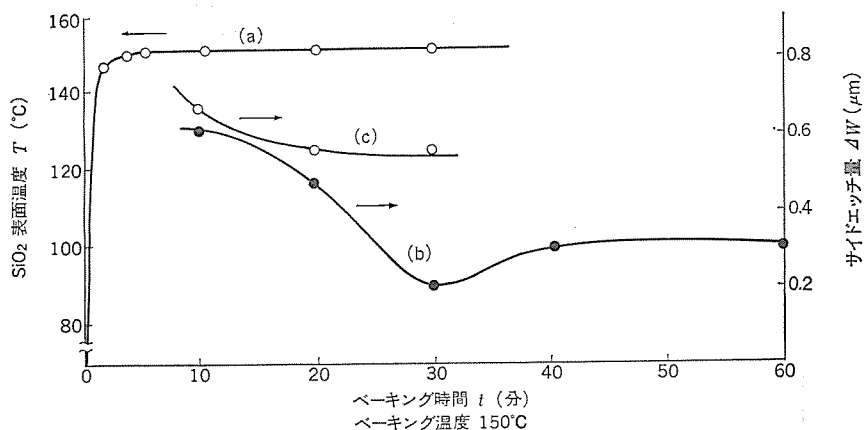


図 5. ヒータ加熱法におけるベーキング時間とサイドエッチ量

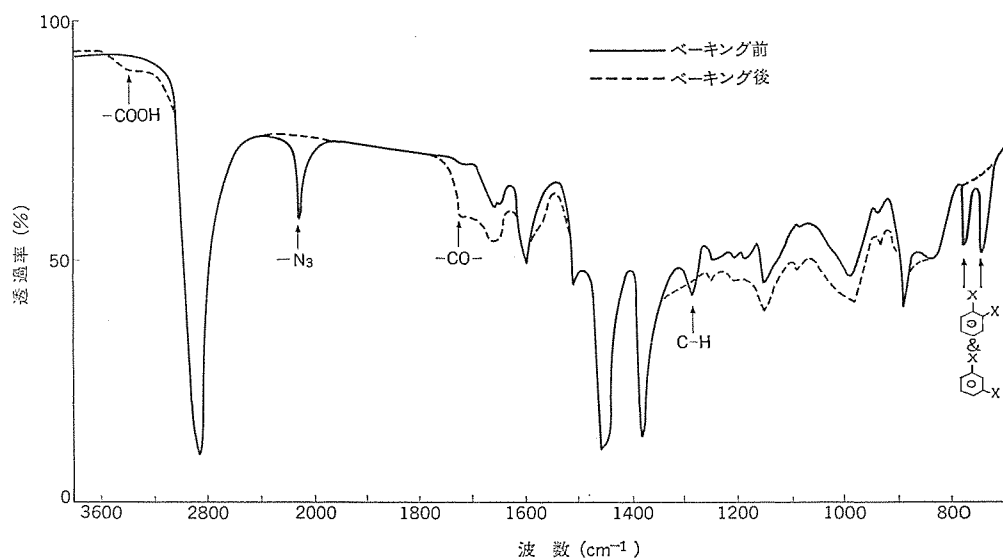


図 6. ホトレジストの IR スペクトル変化 (I)
(ヒータ加熱法: 150°C・40 分, 空气中)

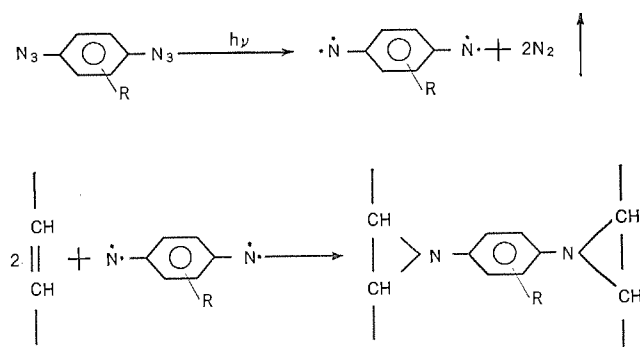


図 7. ジアジド化合物と 2 重結合部の光架橋反応
(ニトロ重の 2 結合そう入反応)

2,120 cm^{-1} の吸収は、光架橋剤として添加されているジアジド化合物のアジド基 ($-\text{N}_3$) に起因するもので、光照射により図 7. に示すようなアジド基の分解、それに伴うニトロ ($-\dot{\text{N}}$) とポリイソブレン内の 2 重結合部分との光架橋反応及びベーキング時における熱エネルギーによる残存アジド基の熱分解などによって消失するものと解釈すればよい。

一方、新たに発生した 1,715 cm^{-1} の吸収は、シス形共役 2 重結合系に存在するカルボニル基の伸縮振動に起因するものと思われる。使用したホトレジストのベースポリマである環化シス-1,4 ポリイソブレンが空気

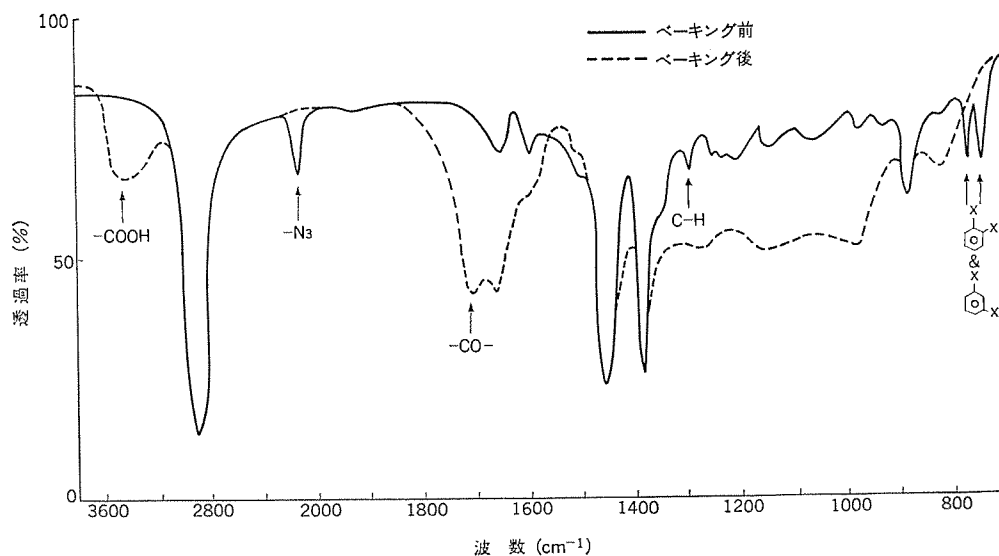


図 8. ホトレジストの IR スペクトル変化 (II)
(マイクロ波ベーキング法: $P_{rf}=150W$ -50 分, 空気中)

マイクロ波ベーキング法においても高出力・長時間ベーキングを行うと、同じく $1,715\text{ cm}^{-1}$ 吸収の増大、 $3,400\text{ cm}^{-1}$ 吸収の発生、増大が観察される。マイクロ波ベーキング法でも、過度な条件で行うと、ホトレジストのベースポリマの酸化・熱分解がおき、ヒータ加熱法と大差ないことがわかる。

図 8. にマイクロ波ベーキング法で処理したホトレジストの赤外吸収スペクトルの一例を示す。

高周波出力 150 W -ホトレジストを $1\text{ }\mu\text{m}$ 塗布したシリコンウエハ表面温度は約 175°C -50 分間、空気中で

ベーキングした結果である。 $1,715\text{ cm}^{-1}$ の吸収増大と $3,400\text{ cm}^{-1}$ の吸収発生状態がよくわかる。

なお、ヒータ加熱法の場合 150°C 、60 分間、空気中というベーキング条件で、図 8. と同程度のカルボニル基、カルボキシル基による吸収が現れた。

全く同様な検討を窒素ふんい気中でも行った。一般に、半導体工場においては、ゴム系ホトレジストのベーキングは窒素ふんい気中で実施しているので、この実験のほうがよく現実的であるが、結果はヒータ加熱法の場合、吸収ピークの大小差はあるが、カルボニル基、カルボキシル基による吸収が現れた。これに反し、マイクロ波ベーキング法ではこれらの吸収はほとんど現れなかった。

図 9. に空気中でヒータ加熱及びマイクロ波ベーキングしたホトレジストのカルボニル基による吸収強度変化を示す。両法とも、ベーキング時間とともに吸収強度は大きくなっていくが、その度合は、ヒータ加熱法に比べマイクロ波ベーキング法のほうが小さい。このことは、マイクロ波ベーキング法のほうがホトレジストの分子構造変化などへ与える影響が小さく、ベースポリマも酸化されにくいことを意味する。更に、カルボニル基による $1,715\text{ cm}^{-1}$ の吸収ピークの吸光係数 (α) とベーキング時間の関係を求めると、これら 2 方法がホトレジストに及ぼす影響の差は一層明瞭となる。

図 10. にその結果を示す。図中、曲線 (a) はヒータ加熱法による空気中でのベーキング結果であるが、ベーキング時間とともに吸光係数も増加し、ベースポリマの酸化が進んでいくことがわかる。曲線 (b) は同じくヒータ加熱法における窒素ふんい気中での結果である。約 40 分のベーキングで吸光係数は飽和に達し、以後は酸化が進んでいないが、全体としての酸化の度合は大きい。一方、マイクロ波ベーキング法では曲線 (c) に示すように、空気中でベーキングしても吸光係数は 10 分のベーキングで飽和に達し、それ以上ベーキングしても酸化は進まず、酸化されにくいことがわかる。特に、曲線 (d) に示すように、窒素ふんい気中でベーキングしたときは、 150°C 程度のウエハ表面温度では、ベースポリマは全然酸化されておらず、60 分のベーキングでもカルボニル基による吸収ピークは発生していない。

また、図 10. の曲線 (a), (b), (c) におけるベーキング時間 20 分までの吸光係数は、(c) すなわち空気中でのマイクロ波ベーキング法が一番大きいことを示しているが、これはマイクロ波の浸透力が大きく、ホトレジスト膜層全体が照射と同時にベーキングを受けるためである。

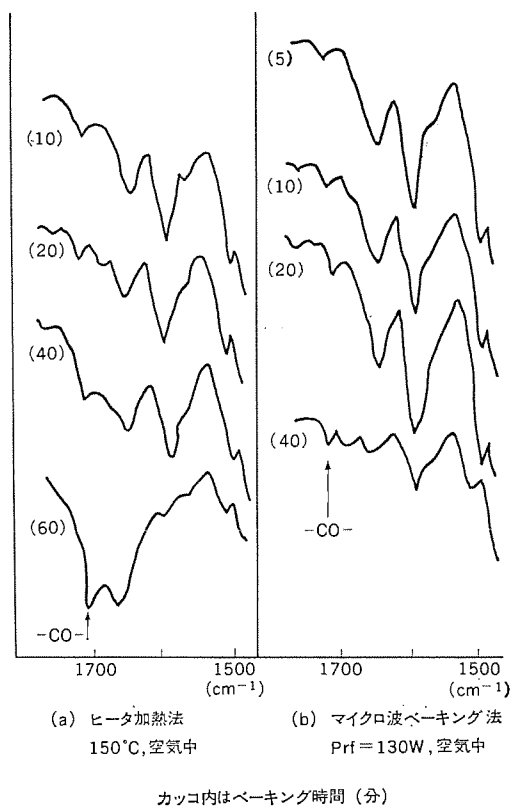


図 9. 二加熱法における CO 吸収ピークのベーキング時間依存性

中の酸素と反応し、酸化されたものと解釈するのが妥当であろう。

アジド基及び溶剤中の混合キシレンに起因する CH 基の吸収消失は、露光・ベーキング工程によって当然起こるべきものと考えてよい。したがって、マイクロ波ベーキング法においても顕著に観察される。しかし、後述するように、マイクロ波ベーキング法では、空気中でベーキングしてもベースポリマの酸化に起因するカルボニル基の発生はヒータ加熱法ほど大きくならない。

更に、高温で長時間ベーキングを行うと、 $1,715\text{ cm}^{-1}$ の吸収が大きくなるとともに新たに $3,400\text{ cm}^{-1}$ に吸収が現れる。不飽和脂肪族系に存在するカルボキシル基に起因するものと考えられる。ポリイソプレンの熱分解がおきているのであろう。

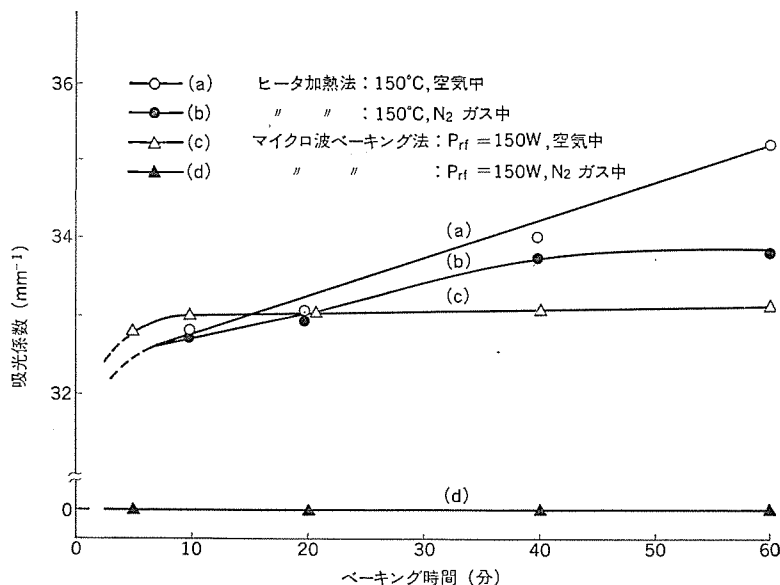


図 10. CO による $1,715\text{ cm}^{-1}$ での吸光係数の
ベーク時間依存性

5. む す び

写真製版工程でホトレジストをベークする工程は二つあり、それぞれ次のような意味を持ち、温度範囲が規制されている。

(1) プレベーク工程

ホトレジスト塗布後に行うベークで、塗布膜に含まれる溶剤を蒸発させ、ホトレジスト感度を最高にまで到達させると同時に基板との密着性を高め、露光・現像工程ではなく(剥)離などのトラブルを避ける。しかし、熱エネルギーでホトレジストが硬化し、カブリが発生してはいけないのでベーク温度は 100°C 以下が望ましく、できるだけ低いほうが良い。一般には $60\sim 70^{\circ}\text{C}$ の温度が推奨されている。

(2) ポストベーク工程

露光・現像後に行うベークで、レジスト膜に含まれる現像・リンス液を蒸発させ、同時に熱エネルギーを利用してレジストを完全に硬化させ、基板との密着性を強固にし、次のエッチング工程におけるエッチング液の浸み込みをおさえ、サイドエッチ、レジストはく離などを防ぐ目的を持つ。したがってベーク温度は 100°C 以上で比較的高いことが望ましいが、軟化によるポリマフロー(レジストフロー)や熱劣化が起こってはいけない。最近の半導体用ホトレジストに対しては $130\sim 140^{\circ}\text{C}$ が推奨されている。

この実験では、主にポストベークにマイクロ波ベーク法を用いたときの利点・問題点などについて検討を加え、ヒータ加熱法と比較を行った。その結果、次のようなことが判明した。

(1) マイクロ波ベーク法では、同じ高周波出力であっても基板材

質により到達する温度が異なるので、基板により高周波出力などをかえる必要がある。また、高周波出力依存性をもつ。

(2) マイクロ波ベーク法では、一定温度に達すれば短時間でベーク効果を発揮する。すなわち、使用したホトレジストの最適ポストベーク温度に達した時点でサイドエッチ量が最小となる。

(3) 空気中でベークしても、ヒータ加熱法のときにしばしば観察されるようなレジストフロー現象は見られない。

(4) 下地がシリコン酸化膜の場合、ヒータ加熱法よりサイドエッチ量が小さい。

(5) ゴム系ホトレジストは、ポストベークによりベースポリマが酸化される傾向にあるが、マイクロ波ベーク法ではその割合も小さく、特に、窒素ふんい気中でベークした場合は、ウエハ表面温度が 150°C 程度ならば、ほとんど酸化されない。

(6) しかし、マイクロ波ベーク法でも 160°C 以上の高温でベークすると、ベースポリマ自体の熱分解、熱劣化がおこり、ヒータ加熱法と同様な構造変化がおこる。

(7) マイクロ波ベーク法もヒータ加熱法などと同様に、ホトレジストは主に、基板の温度上昇によってベークされるが、高周波の浸透力が大きいので短時間に効果が現れるものと思われる。

高周波の浸透力が大きいということは、ホトレジスト層内部まで均一にエネルギーが照射されることを意味し、レジスト膜表面及び内部とも同時にベーク処理を受けるので、含有している溶剤なども蒸発しやすく、かつ、レジスト硬化も均一に進行する。更に、基板の温度上昇による基板からの熱エネルギーの伝搬により硬化が進むため、基板-ホトレジスト膜間の密着が十分となり、短時間でベーク効果が現れるものと考えられる。これに対し、ヒータ加熱法では加熱装置により多少の相違はあるが、ホトレジスト表面又は基板側から熱エネルギーが徐々に内部へ伝搬され、特にレジスト表面からエネルギー伝搬がなされる場合は、表面層から硬化していくので溶剤などの蒸発も遅くなり、全体として最良のベーク効果を得るまでに時間を要するのであろう。

この研究遂行にあたり、当社群馬製作所、北伊丹製作所の関係各位並びに元中央研究所簗浦氏のご協力を得ました。感謝いたします。(昭和49-11-29 受付)

参 考 文 献

- (1) J. Brinton : Electronics, Feb. 1, 78 (1971)
- (2) Electronics News : Jan. (1973)
- (3) 船水, 岩淵, 末武 : エレクトロニクス, 18, No. 1, 118 (昭48)
- (4) 大島, 永雄, 新井 : エレクトロニクス, 18, No. 1, 89 (昭48)
- (5) Kodak Pamphlet No. P-85 (1968-12)

カソードクロミック材料及びダークトレース蓄積表示管の開発

大野 克弘*・高田 良雄**・新居 宏壬**・太田 勝啓***

1. ま え が き

最近、蓄積形 CRT の一種として物質のカソードクロミズム (cathodochromism) を利用したダークトレース蓄積表示管 (dark trace storage-display tube) が注目されている⁽¹⁾。このタイプの蓄積表示管は現在実用化されているメッシュ内蔵形の蓄積管⁽²⁾と比較して

- (a) 構造が簡単で、安価に製作できる
- (b) 蓄積時間を十分に長くとることができる
- (c) 高解像度が期待される
- (d) フリッカレスディスプレイが可能である

などの特長を持っており、また受動形のディスプレイであり、画面の明るさのコントロールが容易であることから、レーダの表示スクリーンとして用いる場合には、従来この種の表示に用いられていた長残光性ブラウン管よりも明るい環境で画像を観察することができる。更に画像蓄積時間が十分に長いことから、移動物体の軌跡をスクリーン上で直視することを可能とするようなメリットも発揮できる。

このような数々の特長を持つダークトレース管は1940年代にカソードクロミック物質としてアルカリハライドをスクリーンに用いたものが開発されて以来⁽³⁾、欧州及び米国において、特に軍用レーダのスクリーンとして盛んに研究され、特殊目的には使用されたようであるがアルカリハライドの示すカソードクロミズムが感度、消去性能、寿命等の問題で行き詰まるに至って、新材料の開発が望まれていた。

近年に至り、ソーダライト (sodalite) と呼ばれる天然鉱物の優れたカソードクロミズムが注目され、この物質をダークトレース管に利用することが試みられるとともに、ソーダライト自身の改良が American Cyanamid, Philips, RCA、松下技研等で行われ⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾、更に、RRE, RCA、松下技研でソーダライトを利用した蓄積表示管が発表された⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。

この蓄積表示管のスクリーン材料として利用されるソーダライトは、その組成及び合成の方法などによりカソードクロミック特性が大幅に変化し、高性能の蓄積表示管を得るためには蓄積表示管材料としてのカソードクロミック・ソーダライトの組成、合成方法の十分な検討が必要である。

著者らはこれまで蓄積表示管用材料としてのソーダライトの合成条件とそのカソードクロミック特性の関連を検討していたが、今回ゼオライト拡散法と呼ばれるソーダライトの合成法によって電子線による着色感度が高く、光消去性 (optically erasable) の優れたプロモソーダライトの合成に成功し、この材料を利用した光消去形のダークトレース蓄積表示管を試作した⁽¹¹⁾。

2. ソーダライトのカソードクロミズム

2.1 カソードクロミズム現象

“カソードクロミズム”とは電子線照射により可視光領域に光学吸収が誘起され、この誘起された光学吸収が強い可視光の照射、又は加熱によって消滅する現象であり、同様な現象のフォトクロミズム (photochro-

mism) は紫外線によって着色を生じる場合をいう。

カソードクロミズムを示す物質は多数存在するが、その代表的なものはアルカリハライドであり、このアルカリハライドにおけるカソードクロミズムは“color center”の研究としてよく解明されている⁽¹²⁾。

2.2 ソーダライトの着色

ソーダライトは化学式 $\text{Na}_8\text{Al}_6\text{Si}_6\text{O}_{24}\text{X}_2$ (X: ハロゲンイオン) で表され、aluminosilicate groups の一つであり天然にも構造中のハロゲンイオンとして Cu^- を含むものが多数の地方で産出される⁽¹³⁾。自然界に存在するソーダライトで微量の硫黄を含むものは hackmanite と呼ばれ、カソードクロミズムと同時にフォトクロミズムを示し、日光のもとでは赤紫色を呈することが知られている。

図1. はソーダライトの結晶構造の基本単位を示しているが⁽¹⁴⁾、aluminosilicate の truncated octahedron の骨格 (しばしば aluminosilicate

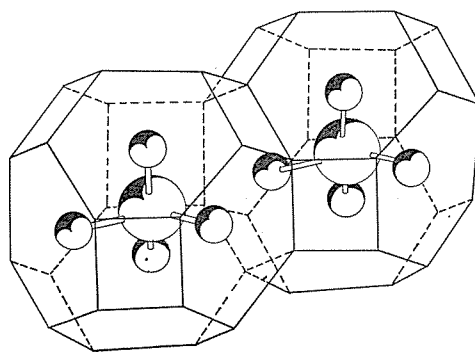


図1. ソーダライト結晶構造 (B. W. Faughnan らによる)⁽¹⁴⁾
大きい球: ハロゲンイオン, 小さい球: ナトリウムイオンを表す

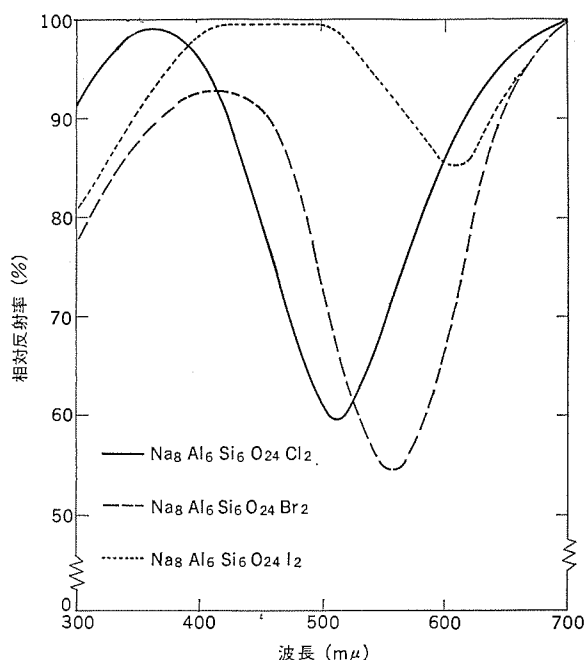


図2. ハロゲンの異なるソーダライトの電子線照射後の反射率-分光特性

silicatecage と呼ばれる) の中心に ハロゲンイオン が存在し、複雑な構造ではあるが結晶系は立方晶系に属し、ソーダライトにおけるハロゲンはアルカリハライドにおけるハロゲンと同様にふるまうと考えることができる。

ソーダライトにおける着色は図 1. の構造でハロゲンの一部が失われた陰イオン空格子に電子線照射で結晶内に生成した dissociated electron が捕獲されて生じる F 中心に基づいており、可視光領域での光学吸収は F 中心電子の $1s \rightarrow 2p$ 遷移によって起こる⁽¹⁵⁾。

このソーダライトの電子線照射により誘起される光学吸収特性はその構造内のハロゲンイオンの種類によって異なっており、同時に結晶の格子定数も変化する。図 2. は異なるハロゲンイオンを含むソーダライトの電子線照射後の反射率分光特性であるが、それぞれのソーダライトで吸収のピーク波長(反射率の極小波長)はクロソーダライト($\text{Na}_8\text{Al}_6\text{Si}_6\text{O}_{24}\text{Cl}_2$)が $515\text{ m}\mu$ 、ブロモソーダライト($\text{Na}_8\text{Al}_6\text{Si}_6\text{O}_{24}\text{Br}_2$)では $557\text{ m}\mu$ 、ヨードソーダライト($\text{Na}_8\text{Al}_6\text{Si}_6\text{O}_{24}\text{I}_2$)で $605\text{ m}\mu$ であり、吸収ピークの半値波長幅は約 $100\text{ m}\mu$ である。白色光のもとで、それぞれのソーダライトの色はクロソーダライトが赤紫色、ブロモソーダライトが紫色、ヨードソーダライトが青紫色に見えるが、ブロモソーダライトの吸収ピークは人間の最大視感度にほぼ一致している。

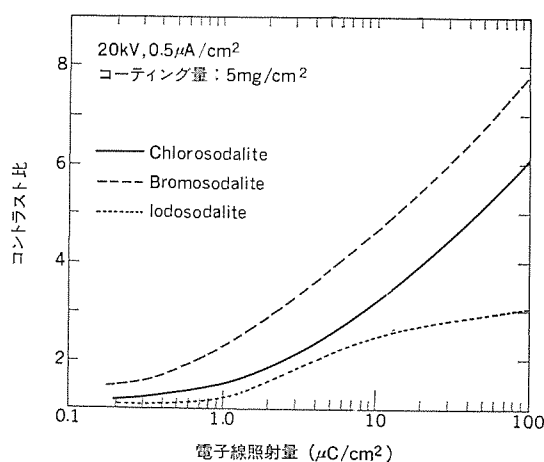


図 3. ゼオライト 拡散法で合成されたソーダライトの電子線照射による着色特性

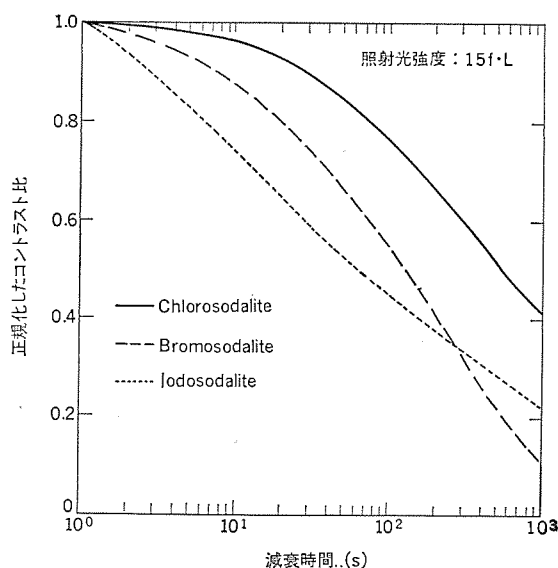


図 4. ゼオライト 拡散法で合成されたソーダライトのコントラスト比の減衰特性

3. 光消去性ソーダライトの合成条件と特性

3.1 合成条件の検討

光消去性のソーダライトは従来、主に固相反応法(solid state siutering method)によって合成されているが著者らはその合成法が上記固相反応法に比較して量産性に優れ、合成プロセスの制御が比較的容易なゼオライト 拡散法による光消去性ソーダライトの合成条件を検討した⁽¹⁰⁾。

一般にソーダライトの合成においては、その合成法のいかにかわらず合成条件がカソードクロミック特性に著しく影響するが、ゼオライト 拡散法によるソーダライトの合成では出発原料であるゼオライトとアルカリハライドの種類、拡散焼成の条件の違いなどによって、得られるソーダライトのカソードクロミック特性が大幅に変化する。

図 3. 及び図 4. はゼオライト 拡散法で合成したクロソーダライト、ブロモソーダライト、ヨードソーダライトの電子線照射着色特性及び着色の減衰特性である(電子線照射は著者らの自製したデマウントブル CRT 装置により、TV ラスタ走査で行った)。これらの図からブロモソーダライトが他の二者にくらべて着色感度が高く、退色特性も優れていることが分かるであろう。したがって著者らはブロモソーダライトについて合成条件とカソードクロミック特性の変化を検討した。

図 5. 及び図 6. は 5% の SO_4^{2-} を含むブロモソーダライトの合成時間、温度を変えた場合の着色特性及び退色特性を示している。図中の○印で示されているコントラスト比減衰の速さの指標 $(\text{CR}_{100}-1)/(\text{CR}_1-1)$

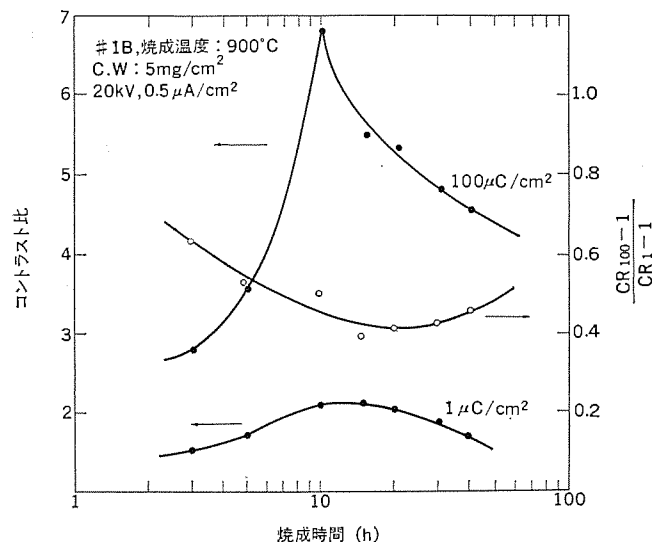


図 5. ゼオライト 拡散法の合成条件による着色及び減衰特性の変化

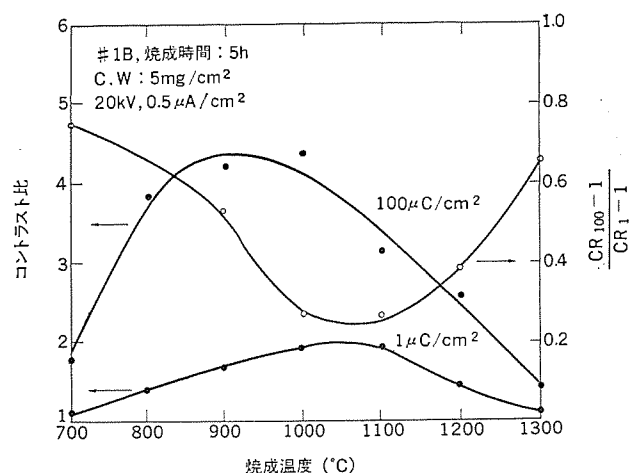


図 6. ゼオライト 拡散法の合成条件による着色及び減衰特性の変化

(CR_1-1) は

$$\frac{(CR_{100}-1)}{(CR_1-1)} = \frac{\text{減衰 100 s 後のコントラスト比}-1}{\text{減衰 1 s 後のコントラスト比}-1} \dots\dots\dots (1)$$

で表してある。

図 5. は焼成温度 900°C で焼成時間を変えた場合の着色コントラスト比の変化を示してあるが焼成温度 900°C の場合、10~20 時間焼成で着色感度 ($1 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ の電子線照射量でのコントラスト比) は最大になり、残留相対コントラスト比 $((CR_{100}-1)/(CR_1-1))$ の値も同時に最小となる。

図 6. は焼成時間が一定で焼成温度を変化させた場合の着色感度、

表 1. ゼオライト 拡散法による プロモソーダライト 合成中の生成相

拡散温度(°C) × 5h		拡散時間(h) × 900°C	
温度 (°C)	生成相	時間 (h)	生成相
700	C+(S)	3	N+S
800	C+S	5	S+N
900	S+(N)	10	S+(N)
1,000	S+(N)	15	S+(N)
1,100	S+(N)	20	S+(N)
1,200	S+(N)	30	S+(N)
1,300	C+(S)	50	S+N

S : sodalite, C : carnegieite, N : nepheline

() : 少量, [] : 極少量

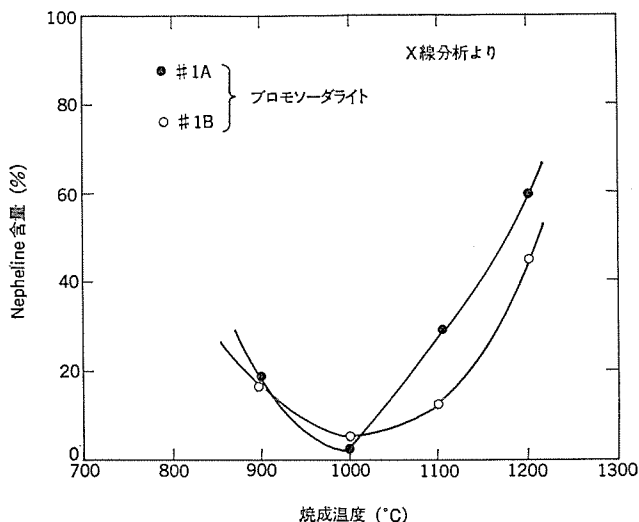


図 7. ゼオライト 拡散法の合成条件による nepheline 生成量の変化

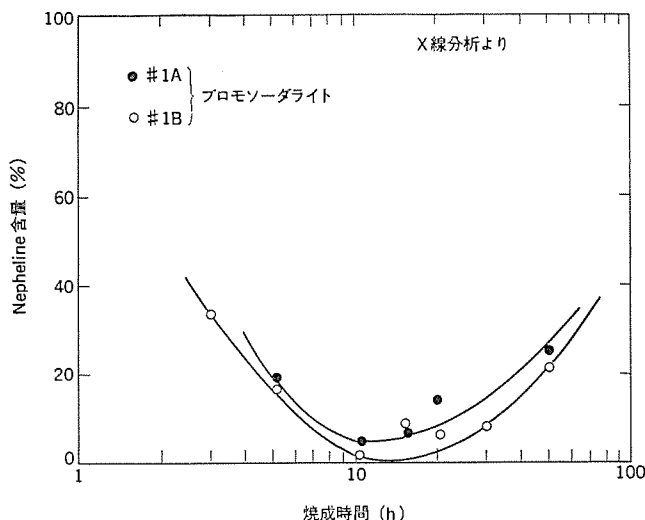


図 8. ゼオライト 拡散法の合成条件による nepheline 生成量の変化

残留相対コントラスト比の焼成条件による変化であり、着色感度、残留相対コントラスト比共に 1,000~1,100°C で最大及び最小になる。

図 5., 6. に見られるようにソーダライト合成の時間、温度の条件で最適な条件が存在することが明らかであるが、このような条件がどのようにして起こるかを検討するために各条件で合成されたソーダライトの生成状態を粉末 X 線回折で調べた。表 1. は各合成条件で得られたプロモソーダライトに含まれる生成物質であり、焼成条件によってソーダライト以外に carnegieite (NaAlSiO_4 , 立方晶系), nepheline (NaAlSiO_4 , 六方晶系) の生成が見い出された。このソーダライト合成中に生成する carnegieite, nepheline の第 2 相物質の量は合成条件である焼成温度、時間によって異なっており、その析出量を X 線分析法⁽¹⁷⁾により求めると焼成の温度、時間に対して図 7., 8. のようになり、生成量が最小になる焼成条件が存在することがわかる。更にこの第 2 相物質の最小生成条件は図 5., 6. に示した最大着色感度及び最小残留相対コントラスト比の得られる焼成条件に一致していた。この事実からゼオライト 拡散法によるソーダライト合成においては拡散焼成の際に析出する第 2 相物質としての carnegieite, nepheline を最小に抑えるような焼成条件で着色感度が高く、光消去性の早いプロモソーダライトが得られることが明らかになった。

3. 2 改良された光消去性プロモソーダライトの特性

3. 1 節に述べたソーダライトの合成条件の検討から、著者らはゼオライト 拡散法による光消去性プロモソーダライトの最適合成条件を明らかに

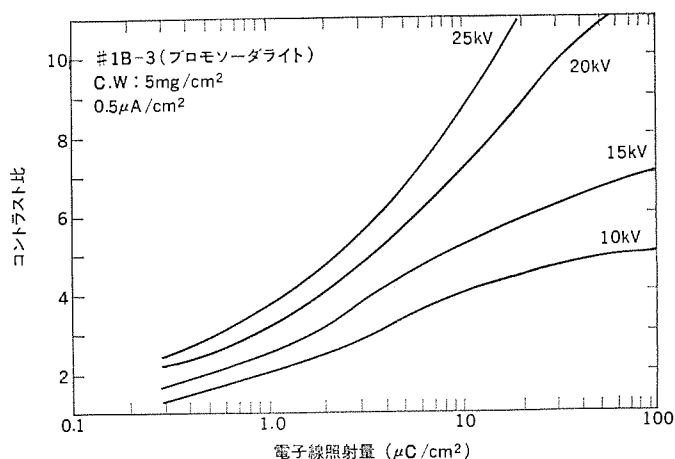


図 9. ゼオライト 拡散法による プロモソーダライト (#1B-3) の電子線照射特性

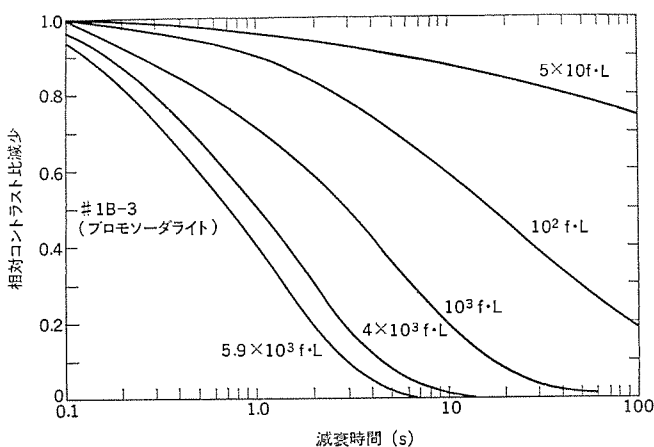


図 10. ゼオライト 拡散法による プロモソーダライト (#1B-3) の光照射減衰特性

したが、この合成法によって得られた光消去性 フロモソーダライトの代表的なカソードクロミック特性を図9., 10. に示す。

電子線照射による着色特性は図9. に示してあるが、 $1 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ でのコントラスト比は10 kVで2.0, 15 kVで2.5, 20 kVで3.1, 25 kVでは3.5が得られ、 $10 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ の照射量に対しては10 kVで4.0, 15 kVで5.4, 20 kVで7.0, 25 kVでは8.5であり、 $100 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ の近くでは加速電圧により多少の差はあるがコントラスト比は飽和してしまう。一方、図10. は白色光（ハロゲンランプ光）を照射した場合の消去特性であり、コントラスト比が4.0からの残留相対コントラスト比を各照射光強度に対して示してある。コントラスト比の消去レベルを1.1とすれば、 $5.9 \times 10^3 \text{ f} \cdot \text{L}$ で5.5 s, $4 \times 10^3 \text{ f} \cdot \text{L}$ で8 s, $1.0 \times 10^3 \text{ f} \cdot \text{L}$ で40 s, $1.0 \times 10^2 \text{ f} \cdot \text{L}$ では550 sである。またコントラスト比4.0→2.0までの時間を蓄積時間（画像情報として観測可能な着色残留時間）とすれば、 $50 \text{ f} \cdot \text{L}$ の光強度で約3分間程度である。

4. 蓄積表示管の試作及びその特性

4.1 蓄積表示管の試作

光消去形 ダークトレース 蓄積表示管は通常の白黒 ブラウン管と同一の構造であるが、けい光体に代わって光消去性ソーダライトが用いられていること及びの受動形の表示管で外部照明が必要であるためにCRT内面に透明導電膜 (In_2O_3) が施されている点で異なっている。しかしながら、蓄積機能を持つ表示管としては極めて単純な構造であるという特長を持っている。

著者らは光消去形蓄積表示管として14" 角形, 10" 丸形の2種類を今回試作したが、前者はソフトコピーなどのディスプレイに適するタイプであり、後者は主にレーダ表示管として適している。試作管仕様は次のとおりである。

- (a) 14" 角形 形名 DT 1439 SS 1
 偏向角.....90°
 電子銃.....静電集束単電子銃, ユニポテンシャル方式
 偏向方式.....電磁偏向
 ハルブ寸法.....全長 402 mm, ネック径 36.5 mmφ
 スクリーン..... $\text{Na}_3\text{Al}_6\text{Si}_6\text{O}_{24}\text{Br}_2$
- (b) 10" 丸形 形名 DT 1035 SS 1
 偏向角.....55°
 電子銃.....静電集束単電子銃, ユニポテンシャル方式
 偏向方式.....電磁偏向
 ハルブ寸法.....全長 430 mm, ネック径 36.5 mmφ
 スクリーン..... $\text{Na}_3\text{Al}_6\text{Si}_6\text{O}_{24}\text{Br}_2$

前記の試作管の外観写真を図11. に示してある。なお、これ以外のタイプのものとして3" 丸形なども試作したが、10" 丸形と同一であるため、ここでは述べなかった。

4.2 試作管の特性

光消去形 ダークトレース 蓄積表示管は図12. のような配置で使用するのがよい。バルブフェースの照明のためにバルブ背面に丸形けい光灯を設置し、同時に書き込み画像の消去用光源として高輝度ハロゲンランプを配置する。この配置で画像書き込みは20 kV, 平均電流50~100 μA (14" サイズの場合)で行う。この場合、走査方式によって多少の差はあるが、コントラスト比5.0前後が得られ、バルブ背面に20 W 丸形けい光灯を設置し観測光源とした場合、蓄積時間は約3分間でバルブフェース上での明るさは約50 $\text{f} \cdot \text{L}$ である。もちろん、観測が十分明るい場所で行われる場合には観測光源は不要である。画像消去は500

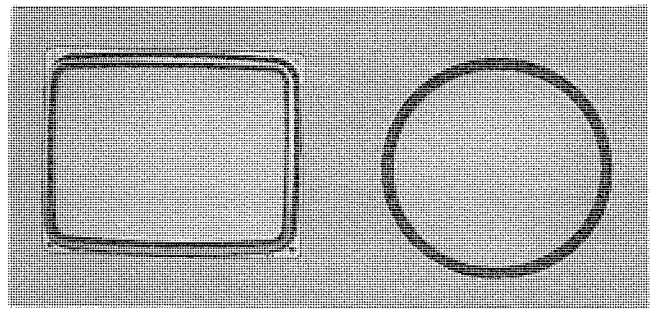


図 11. 光消去形 ダークトレース 管の外観

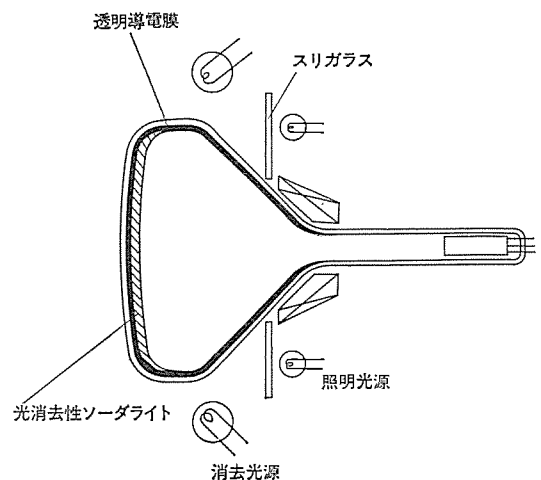


図 12. 光消去形 ダークトレース 管の構造

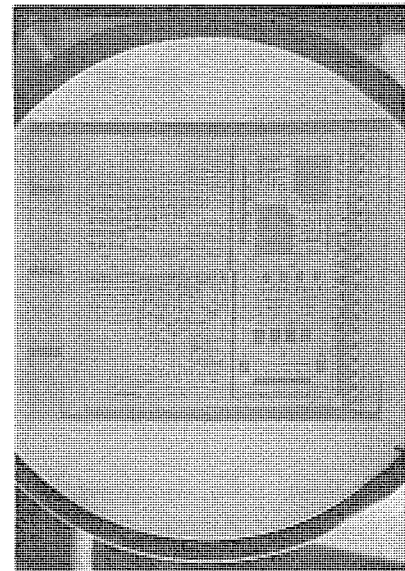


図 13. 10" 光消去形 ダークトレース 管でディスプレイした facsimile のテストパターン

W ハロゲンランプ 2 個の同時照明で約10秒である。図13. は10" 丸形管でディスプレイした facsimile のテストパターンで水平150 Hz, 垂直14 sの走査で書込まれている。

この蓄積表示管の寿命は著者らもまだ十分に検討している訳ではないが、寿命を支配する大きな要因の一つはカソードクロミック材料自身にある。この要因は一般に残留着色と呼ばれている現象で画像の書き込み、消去を繰り返して行くと、徐々に光の照射によっては消去できない永久着色が起り、画像書き込み時のコントラスト比レベルを低下させると同時にバックの着色のために画像の質低下をきたす。この光によって消去することのできない残留着色は書き込みコントラスト

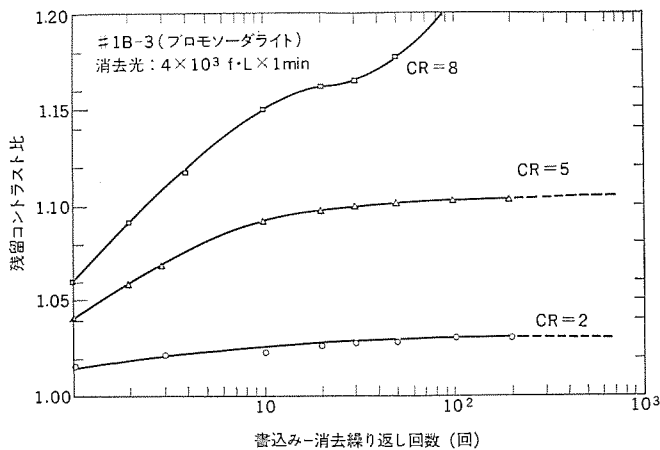


図 14. ゼオライト 拡散法による光消去性 フロモソーダライトの残留着色特性

比の大きさ、書込み-消去の繰り返し間隔などによって支配されるが、著者らは今回開発した光消去性 フロモソーダライトのこの永久残留着色を二、三の書込みコントラスト比レベルで調べた。図 14. はその結果であり、書込みは一定コントラスト比まで TV ラスタ走査で行い、消去は $4 \times 10^3 \text{ f} \cdot \text{L}$ の白色光を 1 分間照射する繰り返しサイクルで行った。相対的に低いコントラスト比の書込みに対して、残留着色は低く、書込みコントラスト比の増加とともに残留着色も大きくなる。一方、コントラスト比が 5.0 程度までは書込み-消去の繰り返しに対して残留コントラスト比は飽和傾向であるが、この値を越える書込みレベルでは飽和傾向を示さなくなる。これは恐らく消去の時間、照射光の強度とも関連すると思われるが残留着色は極端に増加する。この図から書込みコントラスト比のレベルを 5 前後に抑えるならば、残留コントラスト比 1.1 程度で飽和し、一般にダークトレース管を用いる画像表示ではコントラスト比 1.2 程度が消去レベルであると考えられているので、実用上十分であろうと思われる。

5. む す び

ダークトレース蓄積表示管材料としてのカソードクロミック・ソーダライトの合成法を検討し、ゼオライト 拡散法と呼ばれるソーダライト合成法で生成第 2 相物質の析出量を最小に抑えることにより、電子線に対する着色感度が高く、消去性の優れた光消去性 フロモソーダライトの開発に成功した。

この材料を利用して光消去形ダークトレース蓄積表示管を製作し、その特性を調べた。試作した光消去形ダークトレース管はコントラスト比 5 の程度が得られ、消去は $4,000 \text{ f} \cdot \text{L}$ の光照射で約 10 s であった。

蓄積表示管としてのダークトレース管は構造が簡単で、安価に製作で

きるだけでなく、高解像度が期待できる、フリッカレスである、明るい環境で画像観測ができる、などの数々の特長を持ち、情報化時代の要求に十分答えられる蓄積表示管であると思われる、その用途もレーダ表示管、ファクシミリソフトコピー表示、コンピュータの端末表示装置、超音波医療用機器の表示、スキャンコンバータ等、種々の方面での利用が可能である。しかしながら、蓄積表示管材料としてのカソードクロミック・ソーダライトはまだ改良の必要があり、特に電子線に対する高い着色感度、十分な階調が得られるための高いコントラスト比、早い消去性、蓄積時間のコントロール、高コントラスト比表示での残留着色、寿命等について一層の改善が望まれている。

最後に、この蓄積表示管の製作に協力していただいた京都製作所管球製造部の関係各位及び材料開発にご指導、援助をいただいた中央研究所の関係者の方々に深く感謝致します。(昭和 50-5-15 受付)

参 考 文 献

- (1) 竹田, 平野: 日経 エレクトロニクス, 1972-12-4, p. 64 (昭 47)
- (2) 宇野, 宮崎: テレビジョン, 27, [5] 332 (昭 48)
- (3) A. H. Rosenthal: Proc. IRE 28, [5] 203 (1948)
- (4) E. F. Williams, et al.: J. Am. Cer. Soc. 52, [3] 139 (1969)
- (5) P. T. Bolwijn, et al.: J. Appl. Phys. 43, [1] 132 (1972)
- (6) P. M. Heyman, et al.: IEEE ED-18, [9] 685 (1971)
- (7) T. Takeda and A. Watanabe: J. Am. Electrochem. Soc. 120, [10] 1,414 (1973)
- (8) M. J. Taylor, et al.: REE 40, [1] 17 (1970)
- (9) W. Phillips and Z. Kiss: Proc. IEEE 56, [11] 2,072 (1968)
- (10) 宇野, 竹田: Nat. Tech. Rcp. 19, [3] 291 (1973)
- (11) 大野ほか: 第 186 回電子管材料専門委員会資料 (昭 49-7)
- (12) J. J. Markhan: Solid-State Phys. Suppl. 8 "F-centers in Alkali Halides" Acad. Press. NY (1966)
- (13) D. W. Breck: Zeolite Molecular Sieves" John Wiley and Sons. NY (1974)
- (14) B. W. Faughnan, et al.: RCA Rev. 33, [3] 273 (1972)
- (15) I. F. Chang and A. Onton: J. Electronic Materials 2, [1] 17 (1973)
- (16) 大野, 高田, 新居: 49 年春季応物予稿, la-p-5 (昭 49)
- (17) 浅田ほか: X線分析, 共立 (昭 47)
- (18) R. M. Barrer, et al.: J. Chem. Soc. (A) 2,475 (1968)
- (19) 高田, 大野, 新居: 49 年春季応物予稿, la-p-6 (昭 49)
- (20) B. W. Faughnan, et al.: Proc. IEEE 16, [7] 927 (1973)

電子線形加速器用 π モード加速管の実用化研究

沢田 進*・美濃和芳文*

1. ま え が き

電子線形加速器の加速管は、マイクロ波のエネルギーを電子のエネルギーに交換するものと考えられる。これには進行波形式と定在波形式があり、マイクロ波回路としては、前者は遅波伝送線路であり、導波管の TM_{01} モードの進行波電界で電子を加速する。また後者は空洞共振器であり、その内部の定在波電界で電子を加速する。なお隣接する空洞間の位相差により、0から π モードまでの加速管モードが存在する。

従来の電子線形加速器には進行波形式加速管が多く用いられてきた。これは高帯域整合負荷を用いることにより、マイクロ波電源の動作が安定になるためである。しかし電子の加速に寄与しない余分のマイクロ波電力が高帯域整合負荷に吸収されるので、電力の有効利用のためには加速管はある程度長くならざるを得なかった。

最近の医療用及び非破壊検査用の電子線形加速器の小形化への要求に対して、定在波形式加速管の利用が提案されている。これはマイクロ波電力が加速管内だけで消費されるため、電力の有効利用が行われる反面、実効並列インピーダンス（実効並列インピーダンスとは加速管の優秀さを表す量で、単位長さあたりに供給されるマイクロ波電力に対する単位長さあたりのエネルギー利得の2乗の比で与えられる。）は形状が同じ場合の進行波形式加速管の半分である。この実効並列インピーダンスを大きくするために、Knappらによって陽子線形加速器用に開発された側面結合形加速管⁽¹⁾ (side-coupled structure) の利用が考えられる。

しかし、この側面結合形加速管は実効並列インピーダンスが大きいかけても、加速管を構成する空洞共振器の形状が非常に複雑になる。ここで、筆者らは π モードならば実効並列インピーダンスが他のモードに比べて最も高くなる⁽²⁾ということに着目して、3空洞からなる簡単な構造の円板装荷形 (disk-loaded type) π モード加速管の予備実験を行った⁽³⁾。この論文は加速管を7空洞に拡張しても、理論的に十分な π モードの特長が達成できることを示すとともに、試作器について得られた性能の一部をここに報告する。

2. π モード加速管

2.1 特徴

周期回路を定在波モードで使用するときは、反射波の存在のため、空間高調波の数は倍増する。動作周波数を分散特性における通過域の上限に近づける（すなわち π モードを意味する）と、進行波と反射波との空間高調波は一致して、電界は同相に加わり、個々の空間高調波の振幅は2倍になる。したがって、進行波の $n=0$ 空間高調波と反射波の $n=-1$ 空間高調波はともに進行波方向へ電子と同期してすすみ、このため π モードは他のどのモードよりも高い並列インピーダンスをもつことになる。しかし、次に述べる理由によって、実用化が遅れている。

(1) 隣接モードとの分離が悪い

隣接モードとの周波数の差は式(1)で与えられ⁽⁴⁾、 π モード加速管の

場合、他のモードのそれに比べて小さいため、両者の分離が困難となり、加速管の寸法やマイクロ波の周波数にきびしい精度を必要とするが、特に空洞共振器の数が多いときに顕著である。

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{k}{4} \left(\frac{\pi}{N} \right)^2 \dots\dots\dots (1)$$

ここに Δf : 隣接モードとの周波数の差

f_0 : 固有共振周波数 ($\pi/2$ モードの周波数に等しい)

k : 隣接する空洞共振器間の結合係数

$N+1$: 加速管を構成する空洞共振器の数

いま、 $f_0=2,998$ MHz、 $k=0.01$ 、 $N=6$ とすると $\Delta f \approx 2$ MHz となり、加速管の工作精度及びマイクロ波電源の周波数安定度において可能な値である。

(2) マイクロ波電界に対する電子の位相のずれ

加速管に損失がない場合は π モード周期回路の隣接空洞共振器間の位相差は π である。しかし実際の加速管では損失があり、この損失を補償するためにエネルギーは隣接モードによって伝ば(播)されると考えられる。この隣接モードの励起によって式(2)で与えられる位相のずれ $\theta_{0,N}$ を生じ、マイクロ波電界と電子の位相同期がくずれて安定な電子の加速が困難になる。

$$\theta_{0,N} = \frac{(1-k)^{\frac{1}{2}}}{kQ_0} \cdot N^2 \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 Q_0 は加速管の無負荷 Q 値である。いま、 $k=0.01$ 、 $Q_0=15,000$ の両端が半空洞で7空洞からなる加速管の中央の空洞からマイクロ波を入射する場合を考えると、 $N=3$ として式(2)より位相のずれは0.06ラジアンとなる。更に、ビーム負荷による Q 値の低下を考慮しても、位相のずれは0.136ラジアン程度である。(付録A)

この位相ずれを考慮して、マイクロ波電界に対する電子の入射位相とエネルギー利得を計算すると図2.が示すように、位相のずれによるエネルギー利得及び透過率が受ける影響はほとんどなく、安定に電子を加速できることが予測される。

2.2 空洞長の設計

加速管の設計において、重要な要素の一つに空洞共振器の軸方向の長さ(D)がある。これは電子の速度と空洞共振器中のマイクロ波電界及び周波数から決定される。いま、電界を空洞の軸方向に関して \sin 関数に近似し、そのせん(尖)頭値を $E_p=29$ MV/m、入射電圧を25 kVとすると空洞長をパラメータとして、7空洞からなる加速管の軸上にある電子の運動を解析(付録B)したものが図1.である。同図はマイクロ波に対する電子の入射位相とエネルギーの関係を示し、これから、電子のエネルギー利得、エネルギースペクトル、そして透過率の3点を考慮して、空洞長が49 mmのときが最もよさそうであることが分かる。

また2.1節で述べたように π モード加速管における隣接空洞共振器間の位相のずれを考慮して計算したものが図2.であり、7空洞での位相のずれによるエネルギー利得及び透過率へ及ぼす影響はほとんど無視できることが分かる。

* 応用機器研究所

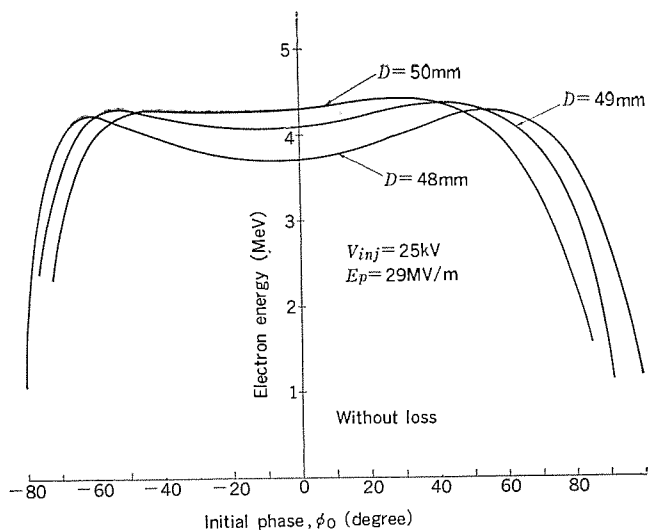


図 1. マイクロ波に対する電子の入射位相とエネルギー利得

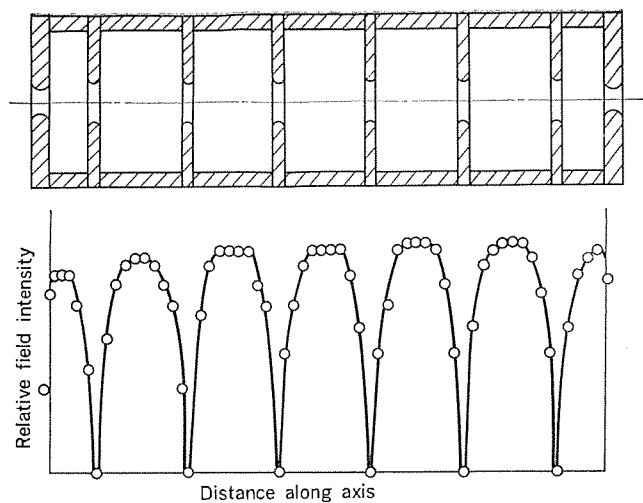


図 4. π モード加速管の縦断面図と摂動法で測定した軸上の電界分布

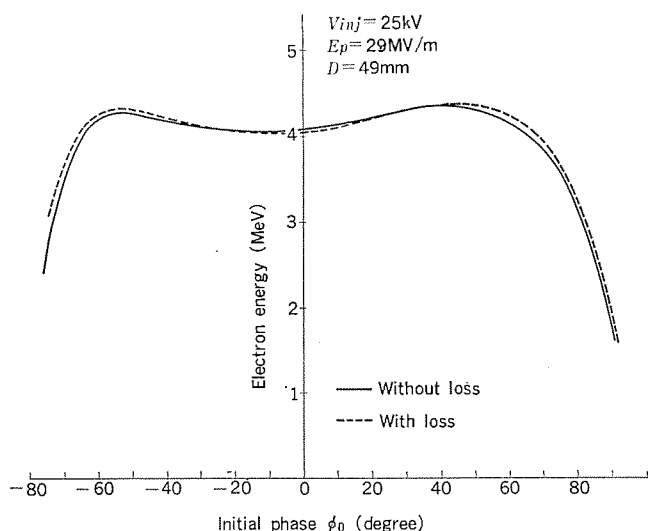


図 2. マイクロ波に対する電子の入射位相とエネルギー利得 (損失を考慮)

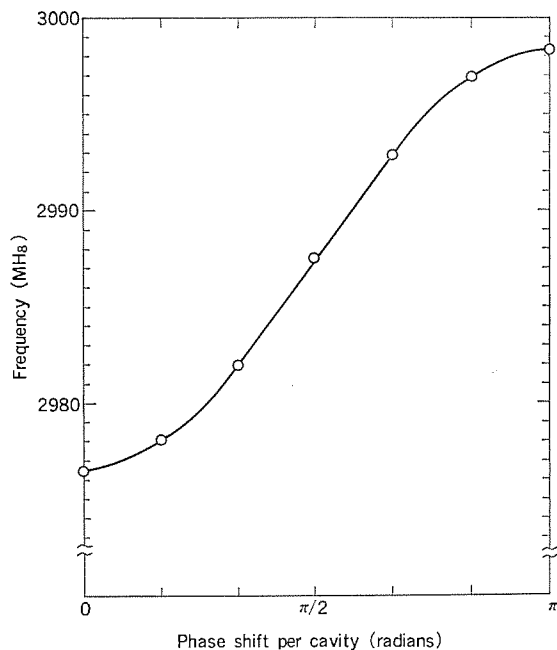


図 5. 分散特性

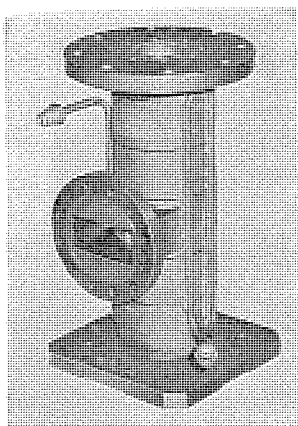


図 3. π モード加速管の外観

2.3 小電力試験

図 3. は試作した S バンドの π モード加速管の外観を示す写真である。図 4. はこの加速管の縦断面図と加速管軸上の電界分布を 3φ の鋼球を用いて摂動法で測定した結果である。摂動理論より空洞共振器の実効並列インピーダンス ZT^2 は式 (3) で与えられる⁽⁵⁾。

$$\frac{ZT^2}{Q_0} = 240 \frac{\lambda_0 D}{F \cdot \delta v} \left\{ -\frac{\delta f(0)}{f} \right\} \left[\frac{1}{D} \int_0^D \left\{ \frac{\delta f(Z)}{\delta f(0)} \right\}^{\frac{1}{2}} \cos \frac{\pi Z}{D} dZ \right]$$

ここで f : 空洞共振器の共振周波数

F : 摂動用鋼球の形状で決まる定数

δv : 摂動用鋼球の体積

図 4. の電界分布から計算される実効並列インピーダンスの値はほぼ 37 MΩ/m である。ただし Q_0 は 15,000 である。また加速管と導波管との結合係数 (β) は、所定のビーム負荷があるときに電源と加速管が整合するように、 $\beta=1.65$ の過結合とした。

図 5. は π モード加速管の分散特性を示す。1 空洞あたりの位相差が π ラジアンすなわち π モードのときの加速管の共振周波数は 2998.4 MHz で、隣接モード ($5\pi/6$ モード) の周波数との差は 1.4 MHz である。また、隣接空洞間の結合係数 (k) は 0.007 となる。

2.4 大電力試験

図 6. は π モード加速管の大電力試験 (ビーム加速試験を含む) を行う実験装置のブロック線図である。マグネトロンは尖頭出力 2 MW の新日本無線社製 M 190 形を使用し、パルス幅 4 μs、パルス率 250 pps の大電力マイクロ波を得た。なお加速管からマグネトロンへの反射電力をし

..... (3)

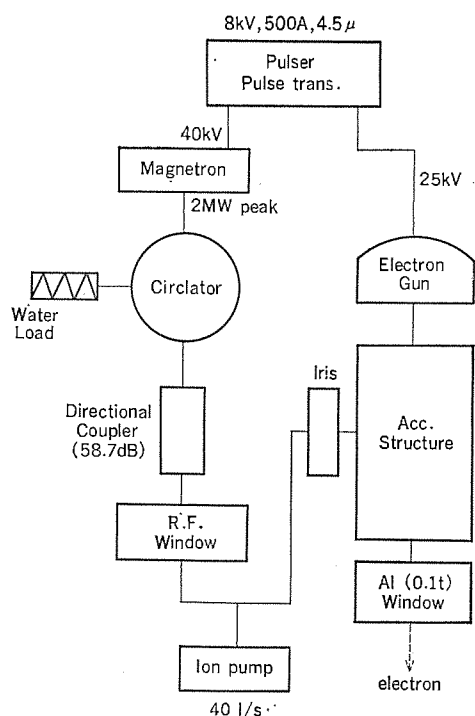


図 6. 実験装置のブロック線図

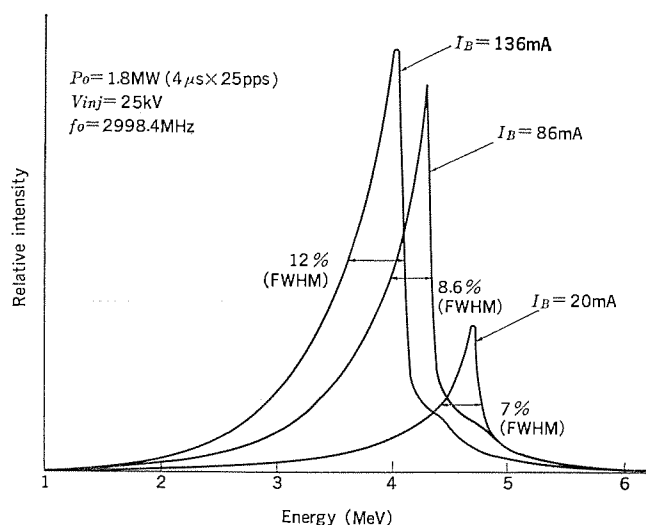


図 7. エネルギースペクトル

々断するため、アイソレーションが 23 dB のレイセオン (Raytheon) 社製 CSH-113 のサーキュレータを接続した。またマイクロ波の入射電力及び反射電力は方向性 30 dB 以上、結合度 58.7 dB の方向性結合器で測定した。

2. 4. 1 エネルギースペクトル

分解能 $\pm 1.3\%$ 、60 度偏向の分析電磁石を用いて、加速された電子ビームのエネルギースペクトルを測定した。図 7. は入射電力 $P_0=1.8\text{ MW}$ 、入射電圧 $V_{inj}=25\text{ kV}$ 、周波数 $f=2998.4\text{ MHz}$ のときのビーム電流 I_B の変化によるエネルギースペクトルを示す。ビーム電流が少なくなるに従って、エネルギーが高くなる。またエネルギーの半値幅 (FWHM) も小さくなり、スペクトルが鋭くなる事が分かる。

2. 4. 2 ビーム負荷特性

図 8. はビーム電流に対するエネルギー利得と、ビーム透過率の関係をあらわし、一般にビーム負荷特性と呼ばれるものである。無負荷状態でエネルギー利得は 4.8 MeV、またビーム電流が 136 mA では 3.8 MeV のエネルギーが得られる。ビーム透過率はビーム電流が 136 mA までは比

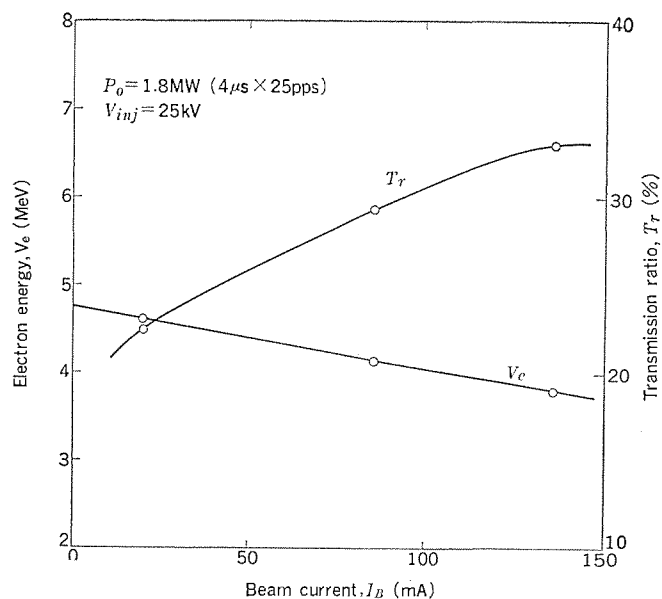


図 8. ビーム負荷特性

例して増加することが確認できた。なおビーム電流が零のときの実効並列インピーダンスは $63.7\text{ M}\Omega/\text{m}$ 、136 mA のときは $56.7\text{ M}\Omega/\text{m}$ である。(付録 C)

3. む す び

以上、両端半空洞で 7 空洞共振器からできた π モード加速管について、実測された性能の一部を紹介した。これを簡単にまとめると次のようになる。

- (1) 隣接モードとの周波数の差は計算値によく一致して 1.4 MHz である。
- (2) マイクロ波電界に対する電子の位相のずれはビーム負荷を考慮しても、0.136 ラジアンであり電子の運動方程式の解析からも、安定な加速が保障された。
- (3) 入射電力 1.8 MW、入射電圧 25 kV、入射電流 415 mA の条件で、ビーム電流 136 mA、エネルギー利得 3.8 MeV、実効並列インピーダンス $56.7\text{ M}\Omega/\text{m}$ 、そしてエネルギースペクトルの半値幅 12% が得られた。なお、この実験には加速管の外部からの集束機構はなんら用いることなく、集束された形で電子ビームを得た。

おわりに、この研究にあたって種々指導を賜った通信機製作所入江部長付、及びご協力いただいた生産技術研究所の関係各位に深甚の謝意を表します。

(付録 A) ビーム負荷を含んだ空洞共振器の Q 値

空洞共振器の無負荷 Q 値を Q_0 、ビーム負荷の Q 値を Q_B とするとビーム負荷を含んだ空洞共振器の Q 値 Q_T は式 (A-1) で表される。

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{P_S + P_B}{\omega U} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_B} \quad \text{..... (A-1)}$$

ここに P_S : 空洞共振器の単位時間あたりの壁損
 P_B : ビームによる単位時間あたりの電力損失
 U : 空洞共振器の蓄積エネルギーの時間平均

ω : 角周波数

またビーム電力は単位長さあたりの実効並列インピーダンスを ZT^2 , 加速管の長さを L , ビーム電流を i とすると, 式 (A-2) で与えられる。

$$P_B = i\sqrt{P_S \cdot ZT^2 \cdot L} \quad (\text{A-2})$$

一方, 蓄積エネルギーは式 (A-3) で与えられる⁽⁵⁾。

$$U = \frac{4Q_L^2 P_0}{\omega Q_{ext}} \left\{ 1 - \frac{i}{2} \left(\frac{ZT^2 \angle Q_{ext}}{P_0 Q_0} \right)^{\frac{1}{2}} \right\}^2 \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{\omega t}{2Q_L} \right) \right\}^2 \quad (\text{A-3})$$

式 (A-3) における Q_L , Q_{ext} は一般に, 空洞の負荷 Q , 外部 Q と呼ばれるもので $1/Q_L = 1/Q_0 + 1/Q_{ext}$ の関係がある。

式 (A-2), (A-3) より Q_B は式 (A-4) となる。

$$\frac{1}{Q_B} = \frac{i(1+\beta)}{2Q_0(\sqrt{\beta-K})(1-e^{-\alpha t})} \cdot \left(\frac{ZT^2 L}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A-4})$$

ただし $\alpha \equiv \frac{\omega}{2Q_L}$, $K \equiv \frac{i}{2} \left(\frac{ZT^2 L}{P_0} \right)^{\frac{1}{2}}$, $\beta \equiv \frac{Q_0}{Q_{ext}}$ である。

ここで, 式 (A-4) の Q_B の値はパルスの平均値と考えると右辺の時間関数をパルス幅 τ で平均すればよい。実測値 $i=136$ mA, $\beta=1.65$, $Q_0=15,000$, $P_0=1.8$ MW, $ZT^2=56.7$ M Ω /m, $L=0.294$ m, $\tau=4$ μ s を与えると $Q_B=25,000$ が得られ, ビーム負荷を含んだ空洞共振器の Q_T は 9,400 となる。

なお式 (2) に実測の $k=0.007$ を, Q_0 にビーム負荷を含んだ $Q_T=9,400$ を与えると加速管の位相ずれは 0.136 ラジアンとなる。

(付録 B) 電子の運動解析

電子が空洞共振器に入る時刻を $t=0$ とし, マイクロ波の位相の座標を入射位相 ϕ_0 が零のとき, 電界が最大であるように定めると電子の運動方程式は式 (B-1) と表される。

$$\frac{d}{dt}(mv) = eE(Z) \cos(\omega t + \phi_0) \quad (\text{B-1})$$

ここに m : 電子の質量

v : 電子の速度

e : 電子の電荷

$E(Z)$: 加速管軸上での電界強度で Z の関数である。(図

4. のように円板装荷形の π モード加速管では正弦波で近似できる。)

ω : マイクロ波の角周波数

t : 時間

$E(Z)$ が一定であるような範囲に限定し, $eE(Z)\lambda_0/m_0c^2 = \alpha(Z)$ (一定) として式 (B-1) を t で積分する。

$$\frac{\beta}{(1-\beta^2)^{\frac{1}{2}}} = \frac{\beta_0}{(1-\beta_0^2)^{\frac{1}{2}}} + \frac{\alpha(Z)}{2\pi} \{\sin(\omega t + \phi_0) - \sin \phi_0\} \quad (\text{B-2})$$

ここに $\beta(\beta_0)$: 光速に対する電子の速度(初速度)の比で,

$\beta=v/c$, $\beta_0=v_0/c$ で表す。

m_0 : 電子の静止質量

λ_0 : マイクロ波の自由空間波長

式 (B-2) の右辺を $A(\omega t)$ とおいて β を ωt の関数として求めることができる。

$$\beta = \frac{A(\omega t)}{\{1+A^2(\omega t)\}^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{B-3})$$

したがって, $\omega t = \phi$ とおくと, 計算の一般式が求まる。

$$\frac{Z}{\lambda_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\phi \frac{A(\phi)}{\{1+A^2(\phi)\}^{\frac{1}{2}}} d\phi \quad (\text{B-4})$$

初期条件として v_0 と ϕ_0 , 電界強度として α を与えて式 (B-4) の積分を小部分に分割し, 数値積分すると ϕ と Z の関係が得られる。 ϕ の値が決まると式 (B-3) から電子の速度を求め, 更に式 (B-5) から電子のエネルギー (V_e) を求めることができる。

$$V_e = m_0 c^2 \left\{ \frac{1}{(1-\beta^2)^{\frac{1}{2}}} - 1 \right\} \quad (\text{B-5})$$

ここで, $m_0 c^2$ は電子の静止エネルギーで 0.511 MeV である。

(付録 C) ビーム負荷特性を表す方程式

ビーム電流 i とエネルギー利得の関係は式 (C-1) で与えられる⁽⁵⁾。

$$V_e = \frac{2(\beta P_0 ZT^2 L)^{\frac{1}{2}} - i ZT^2 L}{1+\beta} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{\omega}{2Q_L} t \right) \right\} \quad (\text{C-1})$$

ここでエネルギー利得としてパルス幅 τ の中での平均エネルギー利得 \bar{V}_e を考える。

$$\begin{aligned} \bar{V}_e &= \int_0^\tau V_e dt \\ &= \frac{2(\beta P_0 ZT^2 L)^{\frac{1}{2}} - i ZT^2 L}{1+\beta} \left[1 + \frac{2Q_L}{\omega \tau} \left\{ \exp \left(-\frac{\omega \tau}{2Q_L} \right) - 1 \right\} \right] \end{aligned} \quad (\text{C-2})$$

式 (C-2) を ZT^2 に関して解くと式 (C-3), (C-4) となる。

(1) $i=0$ のとき

$$ZT^2 = \frac{\delta^2 \bar{V}_e^2}{4\beta P_0 L} \quad (\text{C-3})$$

(2) $i \neq 0$ のとき

$$ZT^2 = \frac{1}{i^2 L} \left[2\beta P_0 \left\{ 1 - \left(1 - \frac{\delta \bar{V}_e}{\beta P_0} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} - \delta \bar{V}_e i \right] \quad (\text{C-4})$$

$$\text{ここに, } \delta = \frac{1+\beta}{1 + \frac{2Q_L}{\omega \tau} \left\{ \exp \left(-\frac{\omega \tau}{2Q_L} \right) - 1 \right\}}$$

例えば, $i=0$ のときは $V_e=4.8$ MeV であるから ZT^2 は 63.7 M Ω /m, また $i=136$ mA のとき $V_e=3.8$ MeV であるから ZT^2 は 56.7 M Ω /m となる。(昭和 49-12-3 受付)

参考文献

- (1) E. A. Knapp: Linear Accelerator, ed. P. M. Lapostolle and A. L. Septier (North-Holland, Amsterdam, 1970) p. 609
- (2) Ibid, p. 655
- (3) 入江, 美濃和, 沢田: 三菱電機技報, 47, No. 7, 696 (昭 48)
- (4) T. I. Smith: Standing Wave Modes in a Superconducting Linear Accelerator, HEPL-437, April (1966)
- (5) K. Irie, Y. Minowa, S. Sawada: Japan. J. Appl. Phys. 9, No. 2, 277 (1973)

ガンダイオードの高信頼度化

三井 茂*・鈴木 武**・石原 理**・小谷三千男**・西畑 幹夫**

1. ま え が き

ガンダイオードは1963年IBMのJ. B. Gunnによって発明された⁽¹⁾マイクロ波直接発振素子で、今日通信機を始め、各種ドラブスピードメータ、警報器等の民需マイクロ波センサに広く応用されるに至っている。

ガンダイオードはその開発の当初は“幻のダイオード”と言われた程にはかない寿命しかなく、今日の実用期に至るその歴史は正に信頼性開発の歴史であったと見なせる程で、この間、動作機構、半導体材料、電極、放熱、使用法等ガンダイオードに関連するすべての面から信頼性向上のための技術の積重ねが続けられてきた。

ガンダイオードはマイクロ波源として実用期に入ったとは言うものの、なおその信頼性を保証するデータに乏しく、機器の設計や保守の点から、信頼性に関する技術の裏付けと高信頼性技術の確立が待望されている。

以下に、まずガンダイオードの高信頼化技術の要点について述べ、次に実際のガンダイオードの信頼性評価試験について紹介することにする。

2. ガンダイオードの構造

ガンダイオードは基本的には高抵抗GaAsの結晶の両端にオーム性電極を付したものであるが、製造上の容易さや信頼性の立場から今日ではほとんどのガンダイオードが図1.に示すような構造を有している。ガンダイオードペレットはエピタキシャル成長により構成した $N^{++}N^{-}N^{+}$ GaAsの3層構造となっており、その両端に金属電極が付されている。このペレットは倒置状にパッケージ放熱台上にマウントされている。

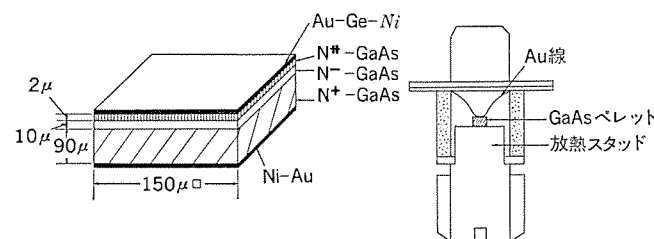


図1. ガンダイオードの構造

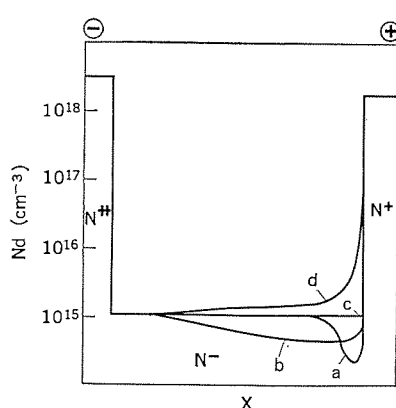


図2. 不純物濃度分布のモデル

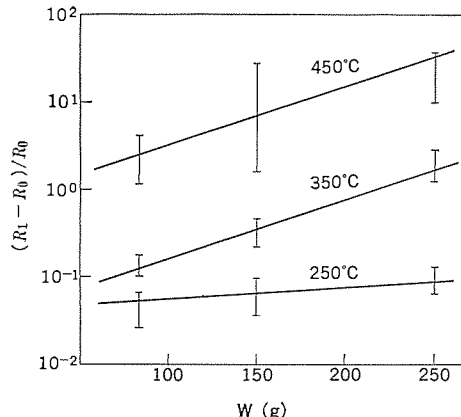


図3. 熱圧着条件と低電界抵抗の関係

3. ガンダイオードの高信頼度化技術

3.1 ガンダイオードの劣化現象

ガンダイオードの故障を大別すると動作中に突然ショート又はオープン状態となる破局故障⁽²⁾、特性が時間とともに少しずつ劣化していく場合⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾とがある。ガンダイオードは劣化が進むにつれて低電界抵抗 R_L が大きくなり、また動作電流値が低くなっていく。マイクロ波的には出力の低下となって現れてくる。このようなガンダイオードの故障や劣化の原因は熱的な原因と強電界による原因とが考えられ、また故障劣化の場所としては半導体結晶内部と電極部とが考えられる。

3.2 故障原因と改良

ガンダイオードは開発の当初、初期故障的な故障が極めて多く、偶発故障を論じられるダイオードがほとんど得られなかった。したがってその信頼性技術の開発は、この初期故障の原因を明らかにし、かつ排除することが中心となってきた。今日までに明らかにされた初期故障の原因とその解決策について以下に論ずる。

3.2.1 動作層内不純物プロファイル

熱設計上、また高電界ドメインによるアバランシェの防止上、動作層不純物濃度はあまり大きくすることはできないが、不純物濃度がこれらの点から大きすぎるとは言えない場合でも、不純物濃度分布はガンダイオードの故障と深く関係している⁽⁶⁾⁽⁷⁾。図2.は動作層中の不純物濃度分布について幾つかの典型的な例を示したものであるが、aのように動作層の陽極近傍に高抵抗層が存在していたり、bのように陽極に向かって不純物濃度が単調に減少していたりする場合には陽極近傍に異常高電界集中が起り、アバランシェによる破壊が生じやすい⁽⁶⁾。cのように均一不純物濃度分布の場合でも動作時には放熱条件の非対称性から生じる温度こう(勾)配によって実効的には分布bの場合と同様の結果となり⁽⁷⁾、このことを考慮するとdのように陰極から陽極に向かって不純物濃度が増大する温度補償形分布が信頼性の上から好ましいことになる。

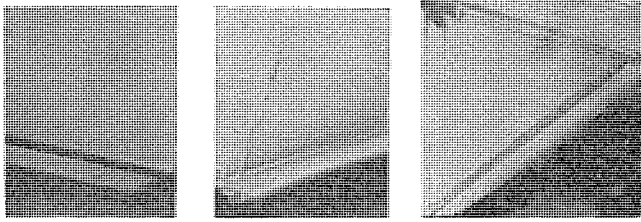
更に、陽極近傍での電界破壊を防止するために動作層から陽極半導体層への不純物濃度の立上りを急しゅん(峻)なものとなせず、なだらかにするほうが信頼性の立場から好ましい⁽²⁾⁽⁸⁾。この最後の点

については後の信頼性評価試験の項で試験結果を基に更に論ずる。

3.2.2 GaAs結晶中への転位の導入

ガンダイオード製造工程中で特に問題となるのはGaAs結晶中への転位の導入である。GaAs結晶中へ転位が導入されやすい工程はウエハラッピング工程、金属電極形成工程、ウエハをペレット化するスクライビング及びへき(劈)開工程、そしてダイオードペレットを放熱体上に取りつける熱圧着工程である。

特に熱圧着工程ではその熱圧着時の温度及び圧力の条件に依存して多量の転位が導入されることが経験される⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。



(a) 87g, 350°C (b) 87g, 450°C (c) 250g, 450°C

図 4. 熱圧着によって GaAs 結晶中に導入された“すべり”転移

図 3. は熱圧着条件 (温度, 圧力) に対する低電界抵抗 R_L の変化量を示している。図 4. は熱圧着条件を変えて熱圧着したダイオードペレットの断面写真の例を示しており, 高温, 高圧力ほど {111} 面にそった結晶すべり転位線が増大することが分かる。

熱圧着による低電界抵抗の変化は主として電子濃度の変化によるもので, 移動度はほとんど変化しない⁽⁹⁾⁽¹²⁾。図 5. は熱圧着によって抵抗変化したガンダイオードについて, キャリア濃度の温度依存性を求めたものであり, この図から GaAs 結晶中の転位が 0.32 eV の活性化エネルギーを持つ電子トラップ準位となっていることが分かる⁽¹²⁾。

動作層内に転位が導入されたガンダイオードでは, (1) 低電界抵抗 R_L が増大し, 動作電流も低下するほか, (2) マイクロ波出力電力及び効率も低下し, 更に雑音が増加する。

信頼性に関しては図 6. に通電寿命試験結果が示されているように, 熱圧着で抵抗変化を起こしたダイオードは劣化, 故障が著しく増大する⁽¹³⁾。

3. 2. 3 電極材と電極構造

電極材として要求される条件は, ガンダイオードが動作時に達する約 200°C 以上の高温にも劣化せず, 完全なオーム性コンタクトを保ちつづけること, 熱的又は機械的衝撃を受けたとき GaAs 結晶との接合状態を劣化させたり, GaAs 結晶内部に転位を発生増殖しないこと, 更にガンダイオード製造プロセス上困難な問題が伴わないこと等である。

当初のガンダイオードは Sn, In のようなオーム性金属を直接高抵抗 GaAs 結晶に合金していたが, この直接合金形電極構造は電極金属の劣化が直接ダイオードのオーム特性に影響するほか, 動作層の結晶特性にも直接影響することと考えられ, 更に陽極からの金属材の移動も観測されている⁽¹⁴⁾ ことから, 今日ではほとんどすべてのガンダイオードが図 1. のような $N^{++}N^-N^+$ 3 層構造エピタキシャル GaAs ウエハの

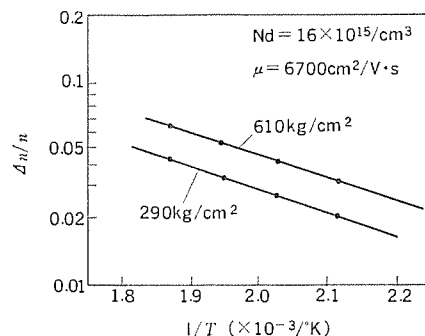


図 5. 電子濃度の温度依存性

両端に Au-Ge 系又は Ag-Sn 系の電極材を使用している。Ag-Sn 系は酸化による劣化も考えられるが Au-Ge 系よりは耐熱性において優れているという報告がある⁽¹⁵⁾。

現実のガンダイオードでは図 1. のように, その一方の電極は放熱台に取付けられており, 他方は金線につながれている。このような構造では当然のことながら放熱体側下部電極と金線側上部電極とでは動作時の温度が異なる。

図 7. は代表的な X-band ガンダイオードについてその動作層の放熱体側温度 T_e と上部電極側温度 T_m の入力電力依存性を示した例である⁽⁷⁾。入力 5 W で約 70°C の温度差が両者の間にあることが分かる。したがって上部電極は下部電極よりも耐熱性において優れている必要がある。このため上下両電極を Au-Ge-Ni としたダイオードと, 下部電極を Au-Ge-Ni, 上部電極を Ni-Au の層状としたダイオードについて高温保管の実験を行った。

実験方法は保管温度を 150°C, 200°C, 250°C, 290°C, 330°C の 5 水準に設定した。各水準のダイオードは 2 種類のダイオードおのの 10 本である。

この高温保管試験結果は 250°C 以上においていずれの種類のダイオードもほぼ同様の劣化傾向を示したが, 250°C 以下の温度においては上部電極が Au-Ge-Ni のダイオードは Ni-Au 電極の場合と比べて速い劣化を示した。この劣化は Au-Ge-Ni と Au 線との反応により, 時間経過とともに Au 線がもろくなり, 250°C 以下では, 寿命規準とした $\Delta R_L/R_0 > 90\%$ となる前に, Au 線が断線状態となったためである。

両種のダイオードが, 250°C 以上で同一の活性化エネルギーを持ち, 同様の劣化並びに寿命を示していること, 更に 250°C 以上でも上部電極が Au-Ni のものは 250°C 以下と同一活性化エネルギーを示している

ことは, この種のダイオードの劣化は下部電極の劣化によって支配されていることを示していると考えられる。

このような下部電極の劣化は放熱体金属である Cu が Au-Ge 中を拡散して GaAs の結晶面に達するために起こる⁽³⁾。

温度による下部電極の劣化は単にダイオードの電気的特性の劣化だけでなく, この部分の熱抵抗を増大させる。

3. 2. 4 放熱

ガンダイオードはその動作層内の発熱密度が約

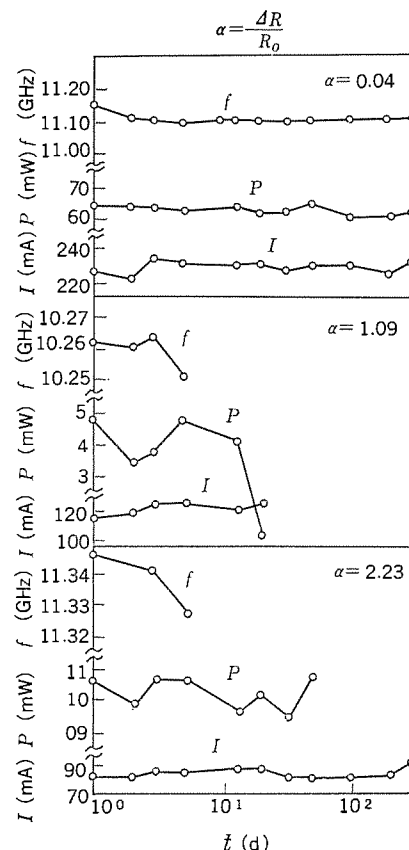


図 6. 熱圧着により劣化したガンダイオードの寿命試験

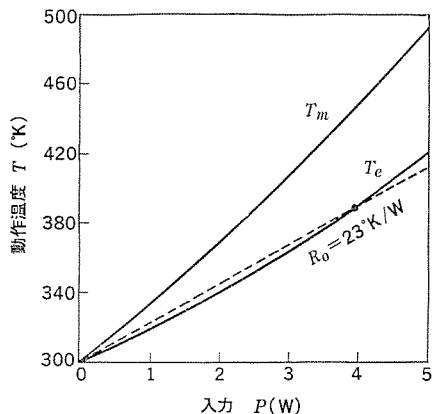


図 7. ガンダイオードの動作温度と入力電力の関係

$3 \times 10^7 \text{ W/cm}^3$ と著しく高く、放熱は極めて重要である。通常はダイオードペレットを図 1. のように倒置状に (N^{++} 側が放熱体側にくるように) 放熱台上に付けるが、このほかに熱伝導度の良い金属の半導体ウエハへの厚めつきによるプレーテッドヒートシンク技術や、ダイヤモンドを放熱体利用する技術が開発されている。通常の銅放熱体上にペレットを取付けたガンダイオードの動作時の温度上昇は図 7. のようになる⁽⁷⁾。

3. 2. 5 使用法

ガンダイオードは電源の on-off や通電中の偶発的サージによって瞬時的に破局故障を起こしやすい。事実電源から配線を短くしたり、サージ防止用の安定化電源をガンダイオードのすぐ近くに設けたりした場合には、そうでない場合よりもはるかに破局故障が減少する。また発振モード上からは後に述べるようにクエンチモードを選ぶことが信頼性の立場から好ましい。

4. ガンダイオードの信頼性評価

ここでは、これまでに述べた問題点に留意し改良されたガンダイオード製造工程に従って作成した $N^{++}N^-N^+$ 3 層構造ガンダイオードで通電寿命試験を行った結果について述べる。

4. 1 ガンダイオードの通電寿命試験⁽²⁾

試験に用いた計 140 本のガンダイオードは K-band 用で 9 種類の異なったウエハから同一工程で作成されたものである。140 本中 10 本は μ 波特性の経時変化をも測定し、他は直流特性の経時変化だけを測定した。

1 枚のウエハから作成したガンダイオード群を 1 ロットとし、各ロットのガンダイオードの平均特性値を表 1. に示した。また各ウエハの不純物濃度分布を図 8. に示した。

各ロットの K-band での最適動作電圧から算出した平均電界強度並びに熱抵抗から算出した平均動作温度に関する各ロットの位置づけを図 9. にみることができる。

図 10. は、この通電寿命試験の結果得られた故障率の時間依存性を示しており、全体として初期故障時間は 1,000 時間で、それ以後は偶発故障期となっている。

発生した故障は 2 本のダイオードが 200 時間内に明らかな劣化（低電界抵抗の増加と動作電流値の減少）を示し、2 本のダイオードが金線のはずれでオープンとなった外は、すべての偶発及び初期故障は故障直前まで何の劣化傾向も示さずに突然破局的ショート状態となった故障である。

故障時間別に各ロットを大別してみると、平均電界強度の高い A 及び I ロットのように初期故障も偶発故障も共に起こっているロット、B, G, D ロットのように初期故障のみが起こっているロット、そして C, E, F, H のように全く故障の起こっていないロットの三つのグループ（図 9. の領域 I, II, III に対応）に分けられる。初期故障、偶発故障が共に発生している A 及び I ロットを除いた場合の故障率の時間変化は図 10. のカーブ b に示されている。

図 11. はこの実験に用いたガンダイオードの動作温度に対する故障発生割合を、また図 12. は動作時の平均電界強度に対する故障発生割合を示しており、試験されたダイオードの平均動作温度の範囲 100 ~ 250°C では故障発生割合と温度との関係は明らかでないが、他方、平均電界強度には強く依存していると言える。特に平均電界強度が 15 kV/cm 以上では故障発生割合は電界強度が増すにつれ、急激に加速されることが分かる。

表 1. 各ロットガンダイオードのパラメータの平均値

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
$n^-(\times 10^{15}/\text{cm}^3)$	0.8	1.0	1.1	1.2	1.2	2.0	2.2	2.0	0.9
$l(\mu)$	4.2	5.0	6.5	6.0	8.0	6.0	6.2	6.5	3.5
$S(\times 10^{-4}\text{cm}^2)$	2.89	3.24	4.0	3.24	1.69	1.69	3.24	2.89	6.25
$\theta(^{\circ}\text{C/W})$	35	30	25	30	45	45	30	35	15
$V_0(\text{V})$	6.2	6.2	5.0	5.4	7.2	7.2	7.5	7.1	6.4
$I_0(\text{mA})$	720	640	600	700	450	400	480	700	800
$J(\times 10^3\text{A/cm}^2)$	2.5	2.0	1.5	2.2	2.7	2.4	1.5	2.4	1.3
$P(\text{mW})$	67	60	50	57	81	36	58	95	110
$\eta(\%)$	1.5	1.5	1.7	1.5	2.5	1.2	1.6	1.9	1.3

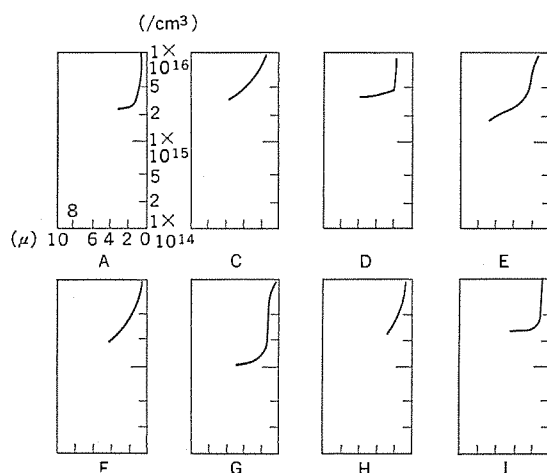


図 8. 不純物プロファイル

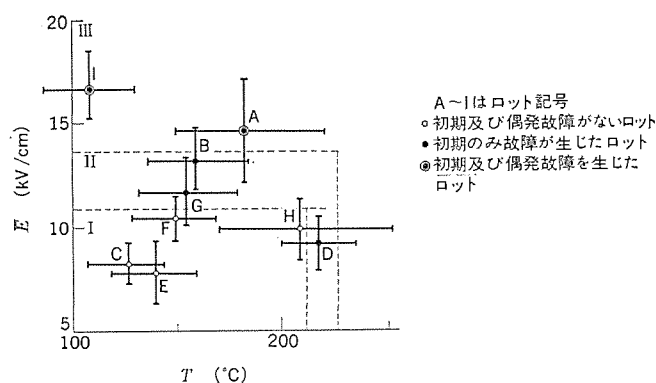


図 9. 平均電界強度 \bar{E} と動作温度 T による各ロットの位置づけ

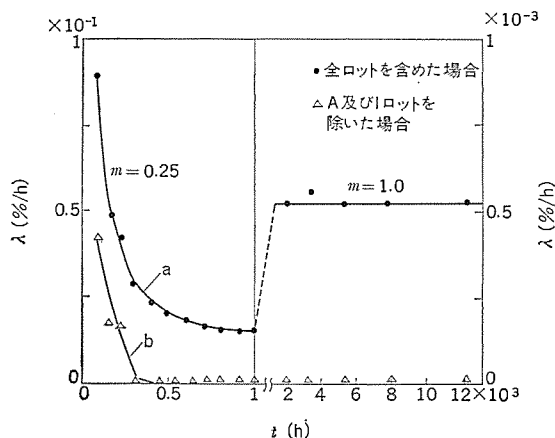


図 10. 故障率 λ と試験時間 t との関係

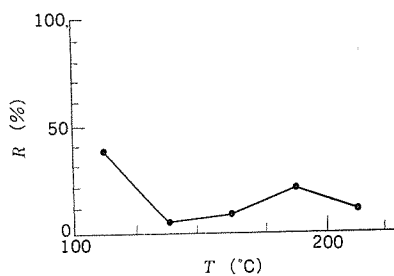


図 11. 故障発生割合 R と動作温度 T との関係

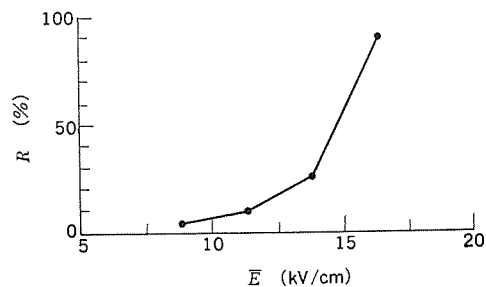


図 12. 故障発生割合 R と平均電界強度 E との関係

他方、不純物濃度分布の上でみると、初期故障、偶発故障共に発生しなかったロットは動作層と陽極半導体 (N^+ 層) 界面での不純物分布の立上りが他のロットに比べてゆるやかであった。

以上の結果から平均動作温度が 250°C 以下での本質的破局故障は電界による破壊であると結論できる。

4.2 破局故障の外的要因

このような破局故障の統計的発生の過程は次のように考えることができる。

すなわち、初期の段階では正常に動作するガンダイオードの中でも、平均電界強度が高いもの程、電界破壊条件の近くにあつて、動作中の電源のゆらぎや、偶発的サージによって破局故障を起こす破壊電界強度に達する確率が高い。したがって多数のガンダイオードによる長時間にわたる動作試験を行えばこの破局故障が統計的な故障モードの一つとして現れてくることになる。

ガンダイオードの発振の基本となる周波数はその動作層の長さ L によって決まるガン周波数 $f_G (=v_d/L, v_d \approx 1 \times 10^7 \text{ cm/s})$ であるが実際には共振モードによってこのガン周波数 f_G の前後に約 1 オクターブにわたって発振させることができる。一つのガンダイオードを異なった周波数で発振させると、発振周波数が高い程、最適動作電圧、すなわち平均動作電界が低くなる。

またある目的とする周波数に対して動作層の長さ L の異なるガンダイオードを用いると、最適動作電圧はいずれの場合もほとんど同じとなる。

したがって平均電界強度は L が大きい程低くなることになる。別の言葉でいえば、ガンダイオードの動作はクエンチモードで動作させることが信頼性の上から好ましく、遅延モードになると故障が発生しやすくなる。

4.3 高信頼性ガンダイオードのスクリーニング条件

4.1 節の通電寿命試験結果から高信頼性ガンダイオードを得るためのスクリーニング条件を求めることができる。すなわち

- (1) 動作層内の不純物濃度分布において動作層から陽極半導体部への不純物濃度の立上りの急峻なウエハをさける。
- (2) ある目的とする発振出力特性を満たす平均動作電界強度及び平均動作温度が図 9. の I 及び II の領域、すなわちそれぞれ $1,200 \text{ V/cm}$ 以下及び 230°C 以下になるガンダイオードを選ぶ。
- (3) 選ばれたガンダイオードを 300 時間の通電試験によりデバッキングし、初期故障を除く。

これらの条件を先の通電寿命試験に用いたダイオードに適用すると 84 本のガンダイオードが 21 カ月間無故障となり、更に同様の条件で得ら

れた 7 GHz 帯ガンダイオードが 32 本、多重通信装置に実装され 48 年 4 月以来無故障であるというデータを加味すると、60% 信頼水準で 500 Fit 以下の故障率となる。この値は現在実用化が進められているマイクロ波応用機器を考えると、ガンダイオードが十分実用に耐え得る信頼性を持つことを示したものと考えられる。

5. む す び

以上において、ガンダイオードの高信頼度化のための要点について、その問題点と解決策を示し、更に実際の動作寿命試験の結果と故障解析から高信頼ガンダイオードを得るためのスクリーニング条件を求めた。

改良された製造技術と設定されたスクリーニング条件の適用を受けたガンダイオードは 60% の信頼水準で故障率 500 Fit 以下という高信頼を保証し得ることを明らかにした。

また、本質的偶発故障は電界破壊によるもので、この破壊と材料条件、使用法との関連についても明らかにした。

このように現在のマイクロ波機器の応用を考えると、それらに対してガンダイオードは十分に実用に耐え得るための高信頼度化は一応達せられたと考えられる。

この研究を進める上で有益な討論と材料の供給をいただいた当所三木主任研究員グループに厚く感謝する。

参 考 文 献

- (1) J. B. Gunn : IBM J. Res. Dev. 8, 141 (1961)
- (2) 鈴木ほか : 信学会, 半導体トランジスタ研究会資料, SSD73-82 (昭 49-2)
- (3) 千野ほか : 信学会, 半導体トランジスタ研究会資料, SSD73-25 (昭 48-7)
- (4) M. N. Al-Moufit et al. : Proc. IEEE, 56, 236 (1968)
- (5) I. Kuru : Proc. 2nd Conf. on Solid State Devices, Tokyo (1970), 137 (1971)
- (6) T. E. Hastay et al. : J. Appl. Phys., 39, 4623 (1968)
- (7) S. Mitsui : Proc. 2nd Conf. on Solid State Devices, Tokyo (1970), 133 (1971)
- (8) 植之原, 今井編 : エレクトロニクス技術全書, 固体マイクロ波素子, 工業調査会, 172 (昭 48)
- (9) S. Mitsui and O. Ishihara : J. J. A. P., 11, 603 (1972)
- (10) F. Hasegawa and H. Ito : Appl. Phys. Letters, 21, 107 (1972)
- (11) G. A. Rozgonyi et al. : J. Electrochem. Soc. Solid State Science and Technology, 121, 426 (1973)
- (12) 小谷ほか : 信学会, 電子装置研究会資料 ED 74-19 (昭 49-6)
- (13) 三井, 石原 : 昭和 47 年度電子通信学会全国大会, 講演予稿集 S 2-3
- (14) B. Jeppsson et al. : Electronics Letters, 3, 213 (1967)
- (15) 中西ほか : 電子装置研究会資料, ED 71-48 (昭 46)

簡易ガン発振器マイクロ波センサ

三井 茂*・小谷三千男**・石原 理**・沢野 寛**

1. ま え が き

近年、ガン発振器のマイクロ波民需応用、特に、マイクロ波センサとしての小形簡易レーダへの応用が、急速に展開されている⁽¹⁾⁽²⁾。これは、ガン発振器を用いることにより、簡単な回路構成で物体の移動速度、移動方向、及び距離が検出できるからであるが、ガン発振器を民需用小形レーダとして応用するためには、簡単な回路構成であると同時に、取扱いやすく、廉価なガン発振器センサ応用技術の確立が必要とされる。

この論文では、小形簡易レーダセンサとして応用する場合の基本となる信号検出方式として、(1)ガン発振器直接検波方式⁽³⁾⁽⁴⁾、(2)検波ダイオード装荷ガン発振器方式⁽⁵⁾の2方式について、それらの機能解析、性能評価について述べる。最後に、従来のサークキュレータを用いる入出力分離方式と、これら2方式の性能と比較・検討することにする。

2. 簡易センサ用ガン発振器

簡易センサ用のガン発振としては、主として図1.に示すようなX帯導波管形のものが用いられる。その代表的特性例を表1.に示した。

図1.及び表1.に示した導波管形ガン発振器は以下で述べる直接検波方式、及び検波ダイオード装荷方式の両者に使用されるものである。

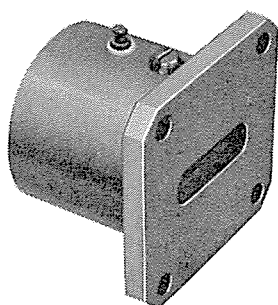


図1. X帯ガン発振器

表1. X帯導波管形ガン発振器特性例

項 目	性 能 値
動 作 電 圧	9~11 V
動 作 電 流	400~600 mA
動 作 周 波 数	10.525 GHz
発 振 出 力	50~80 mW
周 波 数 安 定 度	-180~-220 kHz/°C
プッシュングファクタ	数 MHz/V
外 部 Q_{ext}	500
AM 雑 音*	-150 dB/Hz
FM 雑 音*	-100 dB/Hz

* オフキャリア周波数 10 kHz での雑音対キャリア比

3. ガン発振器直接検波方式⁽³⁾⁽⁴⁾

ガンダイオードを発振器として動作させると同時に、その非線形性を利用することにより、簡便な負荷変動検出器として動作させることができ、簡易ドプラレーダに利用することができる。このガン発振器直接検波方式は、ガンダイオードが直流からマイクロ波帯まで、負性抵抗を示すため、変換利得があるという大きな特徴をもっている。以下、この直接検波方式について動作原理、動作特性、最小検出感度等について述べる。

3.1 動作原理

ガンダイオードを発振器兼ドプラレーダとして動作させる場合の回路構成を図2.に示す。検波出力は、ガンダイオードバイアス回路に直列にそう(挿)入された負荷抵抗でとり出す。ガンダイオードが発振器として動作しているとき、バイアス回路を流れる平均電流 I_0 は、ガンダイオードバイアス電圧 V_B 、ガンダイオード両端のマイクロ波振幅 A 、及びガン発振周波数 f の関数である。したがって、外部負荷変動により A と f が微小変動したとき、 I_0 もそれらに対応して微小変動する。その微小変化分 ΔI_0 は、1次変化分のみ考えて、

$$\Delta I_0 = \left. \frac{\partial I_0}{\partial A} \right|_{A=A_0} \cdot \Delta A + \left. \frac{\partial I_0}{\partial f} \right|_{f=f_0} \cdot \Delta f + \left. \frac{\partial I_0}{\partial V_B} \right|_{V_B=V_{B0}} \cdot \Delta V_B \cdots (1)$$

で与えられる。この変化分を IF 負荷抵抗 g_L で取り出せば、マイクロ波振幅、及び周波数微小変動に対応した IF 出力電圧が得られる。

ここで $\frac{\partial I_0}{\partial V_B}$ は、ガンダイオードの直流内部コンダクタンス g_0 、 $\frac{\partial I_0}{\partial A}$ は、 ΔI_0 に対するマイクロ波微小振幅変動 ΔA の変換コンダクタンス g_A 、 $\frac{\partial I_0}{\partial f}$ は、ガン発振周波数が微小変動したときの ΔI_0 に対する変換定数 g_f を示す。 g_0 、 g_A 、 g_f 、及び注入信号に対する ΔA 、 Δf を評価することにより、検波出力及び変換損失をうることができる。

3.2 直接検波作用の解析

式(1)の検波出力を求めるため、図3.のようにガン発振器の並列共振等価回路を考える。ここで、ガンダイオードは負性コンダクタンスのみとし、サセナンスは一定として共振回路に含ませる。ガンダイオード両端のマイクロ波振幅を

$$V(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdots (2)$$

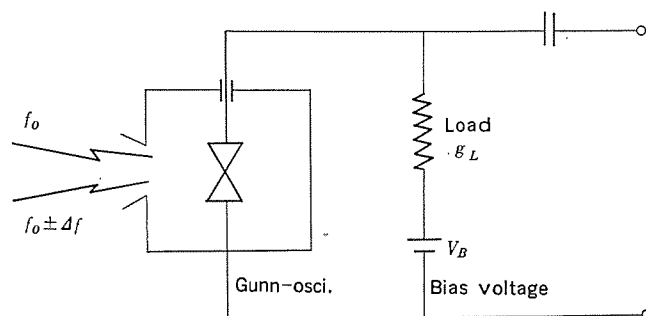


図2. ガン発振器直接検波方式によるドプラレーダの構成

と置く。反射係数 $|Γ|$ で与えられる移動物体による外部負荷変動があったとき、ガン発振器のマイクロ波振幅と角周波数の微小変動 ΔA , $\frac{d\phi}{dt}$ は、それぞれ⁽³⁾⁽⁵⁾,

$$\Delta A = \frac{|Γ| A_0}{Q_{ext}^2 \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right)^2 + \left(\frac{KA_0}{2G_0} \right)^2} \left[Q_{ext} \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right) \sin(\pm \Delta \omega t + \phi_0) + \frac{KA_0}{2G_0} \cos(\pm \Delta \omega t + \phi_0) \right] \dots (3)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{|Γ| \omega_0}{Q_{ext}} \sin(\pm \Delta \omega t + \phi_0) \dots (4)$$

と与えられる。 Q_{ext} は、 $\frac{\omega_0 C}{G_0}$ で与えられる外部 Q である。 K は、 $-\frac{d\bar{G}}{dA}$ で与えられ、マイクロ波振幅に対する ガンダイオード 負性コンダクタンスの非線形性を示す⁽⁶⁾。 ϕ_0 は基準の位相である。

式(3), (4)において、移動物体の速度が v であると $\Delta \omega$ は、

$$\Delta \omega = \frac{2v}{C_0} \cdot \omega_0 \dots (5)$$

のドップラシフト角周波数となる。ただし、 C_0 は光速である。ガン発振器のマイクロ波振幅及び周波数は、外部マイクロ波負荷変動に対してドップラシフト周波数で振動することが分かる。

式(1), (3), (4)より IF 検波出力 P_D は、

$$P_D = \frac{g_L}{2(g_0 + g_L)} \Delta i_A^2 \dots (6)$$

と与えられる。ただし、 Δi_A は、式(1)において、 $(g_A \cdot \Delta A + g_f \cdot \Delta f)$ で与えられる等価電流源の振幅である。式(6)を、注入信号電力 $\left(= \frac{1}{2} G_0 A_0^2 |Γ|^2 \right)$ で規格化した値を変換損失 L で表すと

$$L = 10 \log_{10} \frac{g_L}{(g_0 + g_L)^2} \frac{\Delta i_A^2}{G_0 A_0^2 |Γ|^2} \dots (7)$$

を得る。式(1)における IF 回路での等価電流源 Δi_A に及ぼす効果として、マイクロ波微小振幅変動 ΔA による直接効果とガン発振器 FM 弁別による微小周波数変動 $\frac{d\phi}{dt}$ による効果の二つがある。一般に、ガン発振器が走行時間周波数近傍で動作しているとき、 g_f の値が小さいため Δi_A に及ぼす効果として ΔA からの寄与のみ考えればよい。更に、いま問題にしているドララレータの場合、 $\Delta \omega$ は数 MHz 以下、 Q_{ext} が数百のオーダーであり、また、一般に $\left(\frac{KA_0}{2G_0} \right) \gg Q_{ext} \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right)$ が成立する。結果として式(6), (7)は

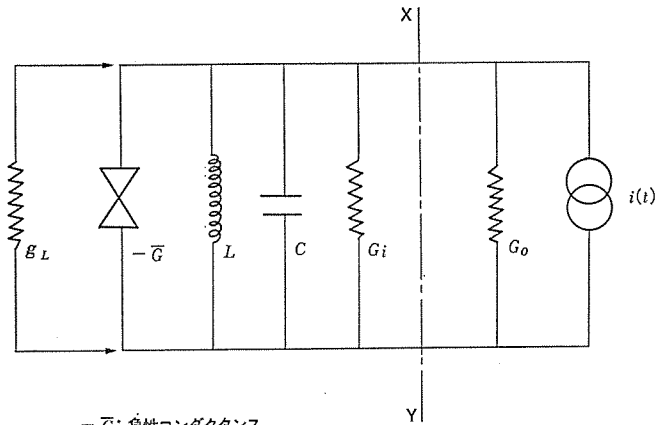
$$P_D = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{2G_0}{KA_0} \right)^2 \frac{g_A^2 \cdot g_L}{(g_0 + g_L)^2} |Γ|^2 \cdot A_0^2 \dots (8)$$

$$L = 10 \log_{10} \left(\frac{2G_0}{KA_0} \right)^2 \frac{g_A^2 \cdot g_L}{(g_0 + g_L)^2} \cdot \frac{1}{G_0} \dots (9)$$

となる。したがって P_D と L は、 $\Delta \omega$ が数 MHz 以下なら、 Q_{ext} , $\Delta \omega$ に依存しないことが分かる。

3.3 ガンダイオードの計算機シミュレーションとその結果

式(8), (9)における具体的な数値を得るため、 n 形 GaAs (不純物密度 $n_0 = 2 \times 10^{15}/\text{cm}^3$, 動作層長 $l = 10 \mu\text{m}$) について数値解析を行った。数値計算ではマイクロ波振幅、周波数、及びバイアス電圧に対する平均直流電流、ガンダイオードアドミタンスを計算し、式(8), (9)における g_A , g_f , g_0 , K を求めた。図4.に、走行時間周波数の場合について、上記数値を用いて計算した変換損失を示す。同図より、発振効率とバイアス電圧が変換損失にとって重要なパラメータであり、ガン発振器動作条件としてできるだけ高効率であること、同効率ならできるだけ低バイアス電圧で動作させること、同一発振器ならば、



$-\bar{G}$: 負性コンダクタンス
 G_i : 共振器損失コンダクタンス
 G_o : 負荷コンダクタンス
 C, L : 共振器キャパシタンスとインダクタンス
 $i(t)$: 外部信号注入源 ($= 2I_f G_o A_0$)
 g_L : IF 負荷コンダクタンス

図3. ガン発振器直接検波方式によるドララレータの等価回路

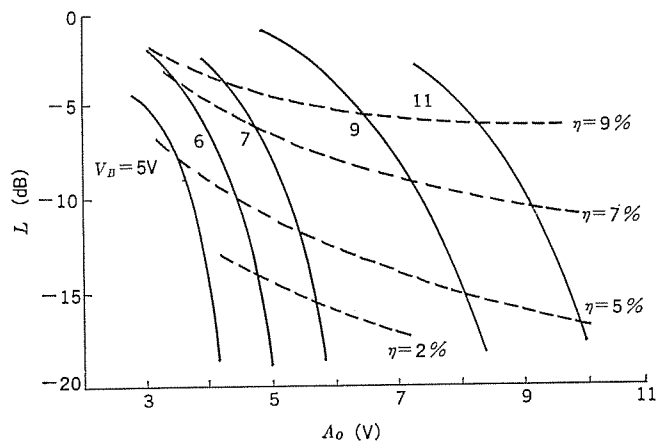


図4. 変換損失の振幅特性 (点線は等効率線)

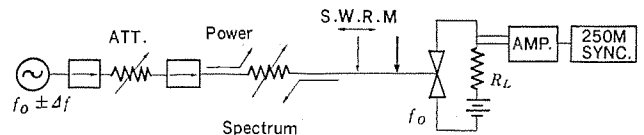


図5. 実験回路構成

出力より効率最大となる状態で動作させることなどが望ましいことが分かる。

3.4 直接検波方式の実験

以上の解析に基づいて、X 帯ガンダイオード ($n_0 \approx 2 \times 10^{15}/\text{cm}^3$, $l \approx 10 \mu\text{m}$, $R_{low\ frequency} \approx 3 \Omega$, $S \approx 2 \times 10^{-4} \text{cm}^2$) を発振器兼検波器として動作させた場合について実験を行った。

図5.に、直接検波方式の特性測定のための回路構成を示す。ガン発振器周波数 f_0 と注入信号周波数 f_s とは、注入同期をおこさない程度の注入電力 P_{inj} と周波数差 Δf (ドップラシフト周波数に相当) をとった。

図6.に、発振条件として $V_B = 10 \text{V}$, $P_0 = 105 \text{mW}$, $f_0 = 10 \text{GHz}$, $Q_{ext} = 800$, $P_{inj} = 0.004 \text{mW}$, $\Delta f = 2 \text{MHz}$ とした場合の負荷抵抗 R_L に対する変換損失を示す。ガンダイオードの計算機シミュレーションでは、その直流内部インピーダンスは 50Ω 以上の値と推察され、IF 負荷抵抗数 Ω に比べてかなり高いため、検波出力は負荷抵抗の増加とともに増大している。変換利得を得るには R_L を大きくすればよい

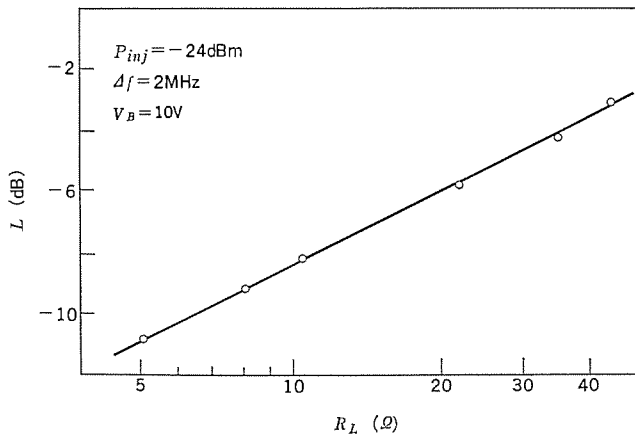


図 6. IF 負荷抵抗に対する変換損失

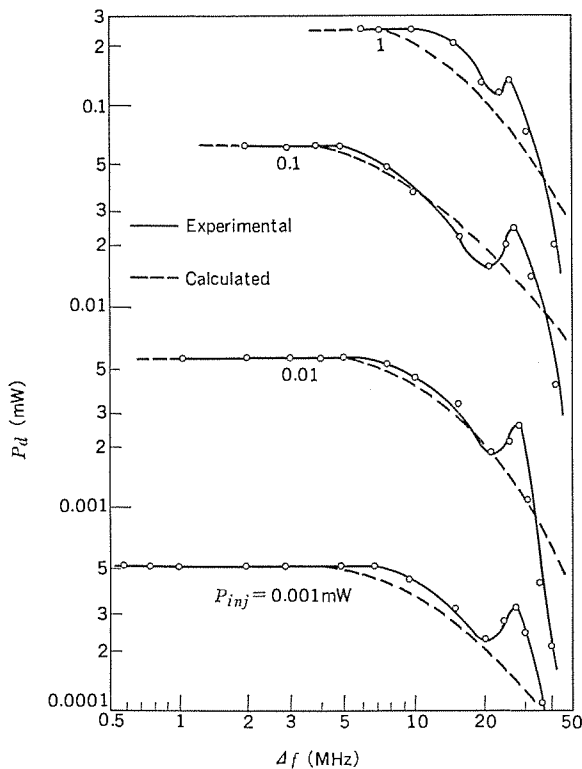


図 7. 検波出力の IF 周波数特性

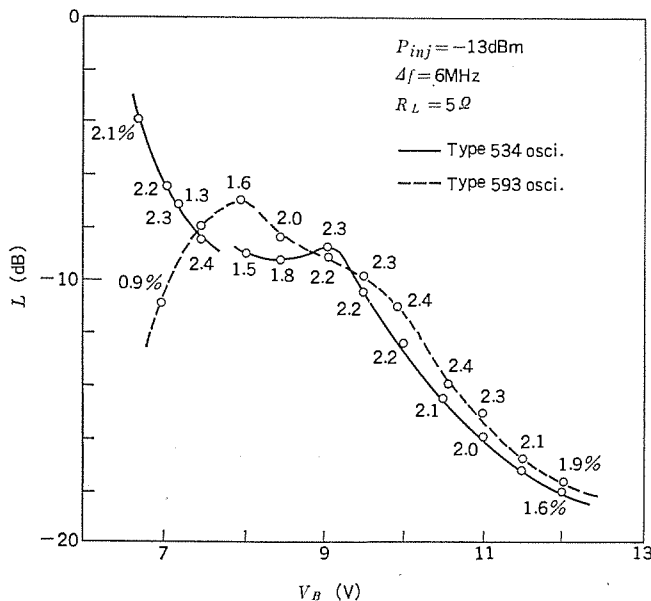


図 8. 変換損失の バイアス 電圧依存性 (数字は発振効率)

が、ガンダイオードの バイアス 電圧が高くなるという欠点がある。

図 7. に、注入電力をパラメータとして IF 周波数に対する検波出力を示す。ただし、動作条件は $V_B=10\text{ V}$, $I_0=450\text{ mA}$, $P_0=105\text{ mW}$, $Q_{ext}\approx 550$, $f_0=10\text{ GHz}$, $R_L=5\text{ }\Omega$ である。IF 周波数が 10 MHz 以下では検波出力は Δf に対して一定であることが分かり、解析とも一致する。検波出力の 3 dB 減少の IF 周波数は、理論的には $\Delta f = \left(\frac{KA_0}{2G_0}\right)\frac{f_0}{Q_{ext}}$ で与えられ、計算値、実験値とも 16 MHz 前後にある。このことより、ガン発振器の検波機構として、FM 変動分より、AM 変動分が支配的要因であることも確かめられた。

図 8. に、ガン発振器 バイアス 電圧に対する変換損失を示す。同効率なら低バイアス電圧ほど変換損失が小さいことを示しており、図 4. の結果とよく一致する。なお、変換利得に関しては、ガン発振器を低バイアス電圧で、バイアス発振がおこる直前の状態で動作させることにより、 $R_L=5\text{ }\Omega$ で 3 dB から 8 dB 前後の値が得られているが、バイアス回路系に左右される傾向が強くなり不安定である。

3. 5 最小検出電力⁽⁴⁾

オフキャリア周波数が数十 kHz 以下における直接検波ガン発振器の最小検出電力 P_{min} は、低周波回路に本来存在するベースバンド雑音 P_{BN} と、本来のマイクロ波帯ガン発振器雑音 P_{RF} から低周波回路への変換雑音の重ね合わせとして、負荷抵抗の両端に現れる雑音電力 $P_{TVF}(=P_{BN}+L\cdot P_{RF})$ により決定される。この理由は、ガン発振器 AM, FM 雑音スペクトルに相当する等価注入信号よりも、バイアス回路系の低周波回路雑音電力のほうが変換損失を考慮しても大きいためである。

$S/N=1$ での最小検出電力 P_{min} の実測数値例として、オフキャリア中心周波数 1.5 kHz、通過帯幅 2 kHz、低周波バイアス回路雑音電力 $P_{TVF}=-130\text{ dBm/Hz}$ 、変換損失 $L=-12\text{ dB}$ として、 $P_{min}\approx -85\text{ dBm}$ となった。また、そのときの雑音指数は 55 dB であった。

4. 検波ダイオード装荷方式⁽⁵⁾

3 章で述べたガン発振器の直接検波方式は、ガンダイオードバイアス回路と IF 回路が共通なため、低周波回路雑音が多く、最小検出感度が悪いという欠点がある。この方式は、これを改善するため低雑音の検波ダイオードをガン発振器に装荷して、ドラフ信号に相当するガン発振器マイクロ波振幅変動を検出しようとするものである。以下、その動作原理、回路構成、動作特性、最小検出感度について述べる。

4. 1 動作原理と回路構成

図 9. に、検波ダイオード装荷ガン発振器の回路構成を示す。検波ダイオードは、ガン発振器の負荷の一部として動作する。これを簡易マイクロ波センサとした場合の動作原理は、外部負荷変動、又は注入信号による検波ダイオードを含めたガン発振器系全体のマイクロ波振幅変動を、装荷された検波ダイオードで検出するものである。このとき、ガン発振器のマイクロ波振幅変動は直接検波方式と同様に、負荷変動が移動物体による場合はドラフシフト周波数で変動し、検波ダイオードに移動速度に対応した出力が得られる。検波ダイオード装荷によるガン発振器への効果として、ガン発振器負性コンダクタンスが減少し、そのマイクロ波振幅に対する非線形性が増加する。検波ダイオード装荷方式の IF 検波出力は図 3. の等価回路において、マイクロ波負荷コンダクタンス G_0 を、新しく $(G_0+\frac{G_m}{n^2})$ とおくことにより評価できる。ここで G_m は、検波ダイオードのマイクロ波コンダクタンス、 n はガン発振器と検波ダイオードの電圧結合比である。式(3)と同様に、検波ダイオードを含めたガン発振器のマイクロ波振幅変動を求めて、検波ダイ

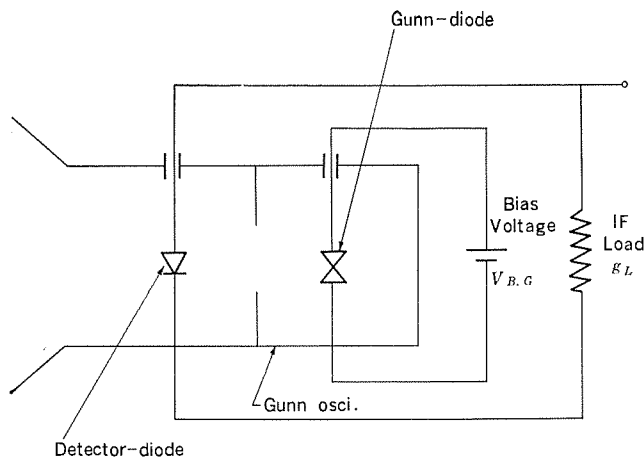
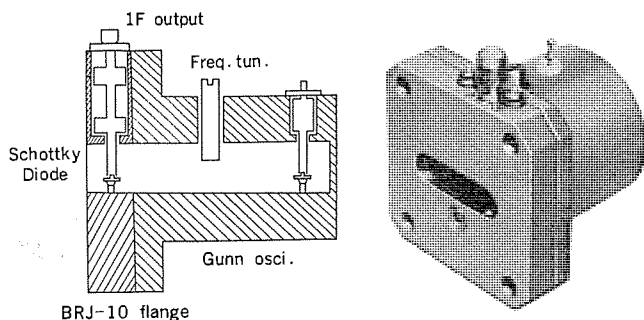


図 9. 検波ダイオード装荷方式の回路構成



(a) 構造

(b) 外観

図 10. 検波ダイオード装荷ガン発振器の構造と外観

ードの直流増分法⁽⁷⁾より、IF 検波出力 V_{am} を IF 整合条件で求めると、

$$V_{am} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha A_0}{n} \right) \frac{I_1 \left(\frac{\alpha A_0}{n} \right)}{I_0 \left(\frac{\alpha A_0}{n} \right)} \left(\frac{2 G_0}{K A_0} \right) \frac{|I'|}{\alpha} \quad (10)$$

となる。 $I_1 \left(\frac{\alpha A_0}{n} \right)$ は変形ベッセル関数である。 α は検波ダイオードの指数項で $\frac{q}{n_0 k T}$ で与えられる。変換損失 L は、

$$L = \frac{1}{4 n^2} \frac{I_1^2 \left(\frac{\alpha A_0}{n} \right)}{I_0^2 \left(\frac{\alpha A_0}{n} \right)} \left(\frac{2 G_0}{K A_0} \right)^2 \frac{g_L}{G_0} \quad (11)$$

で与えられる。ここで、 g_L は検波ダイオードの IF 負荷コンダクタンス、 $\left(\frac{K A_0}{2 G_0} \right)$ は検波ダイオードを含めたガン発振器の Saturation factor で、ほぼ 1.0~1.5 の値をとる。数値例として、 $|I'| = 0.013$ 、 $\alpha A_0 = 300$ 、 $3 < n < 30$ 、 $\frac{K A_0}{2 G_0} \approx 1.2$ とすると、検波出力 V_{am} は、2.2 mV から 22 mV の範囲の値をとる。

4.2 検波ダイオード装荷方式の実験

図 10. に、X 帯検波ダイオード装荷ガン発振器の構造、及びその写真を示す。検波ダイオードとしてはショットキダイオード (Alpha D 5506 A) を使い、それを BRJ-10 導波管フランジにマウントして、図 1. に示す当社製 MGO-1017 形ガン発振器開口面近傍に装着した。ショットキダイオードの導波管断面内における取付け位置は、ショットキダイオードと導波管側壁からの距離を変化させて、ガン発振器からショットキダイオードへの印加電力が数 mW となるように設定した。

図 11. に、発振器出力 $P_0 = 45$ mW、動作周波数 $f_0 = 10.5$ GHz、

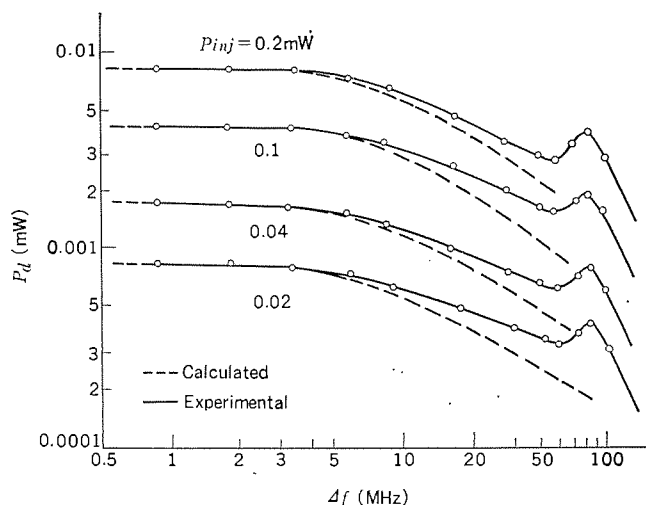


図 11 検波出力の IF 周波数特性

外部 $Q_{ext} = 550$ のショットキダイオード装荷ガン発振器の場合について、注入電力をパラメータとして検波出力の IF 周波数依存性を示す。なお、実験回路構成は図 5. とほぼ同じである。計算値は、実験値と IF 周波数が数 MHz 以下の IF 周波数領域で同値となるよう設定し、 $\frac{K A_0}{2 G_0} = 1.2$ 、 $Q_{ext} = 550$ 、 $f_0 = 10.5$ GHz とした。検波出力は、10 MHz 以下では IF 周波数に依存しないことが実験及び計算より分かる。

図 12. (a) に、検波出力 V_{am} と発振器出力 P_0 を、ショットキダイオードへの印加電力 P_m と発振器出力 P_0 との比 P_m/P_0 に対して示す。動作条件は、 $P_{inj} = -20$ dBm ($|I'| \approx 0.013$ に相当)、 $\Delta f = 2$ MHz、 $R_L = 100 \Omega$ とした。検波出力 V_{am} は結合が強くなると増え、その値は式 (10) より計算した値 2.2 mV~22 mV の範囲に入っている。図 12. (b) に、 P_m/P_0 比に対する変換損失 L 、及び $S/N=1$ での最小検出電力 P_{min} を通過帯幅 2 kHz、IF 中心周波数 1.5 kHz の場合について示す。変換損失は P_m/P_0 比を大きくすることで減少させることができるが、最終的には P_m がショットキダイオード焼損電力となる結合状態で限定される。最小検出電力については、直接検波方式と同様に IF 回路雑音電力 P_{IF} できまり、その値は P_{IF}/L (≈ -95 dBm) となっている。

5. 各検出方式の諸性能の比較

今まで述べた直接検波方式と検波ダイオード装荷方式について、その代表的諸特性を表 2. に示した。なお、参考としてサーキュレータを用いる入出力分離方式についても示した⁽⁸⁾⁽⁹⁾。

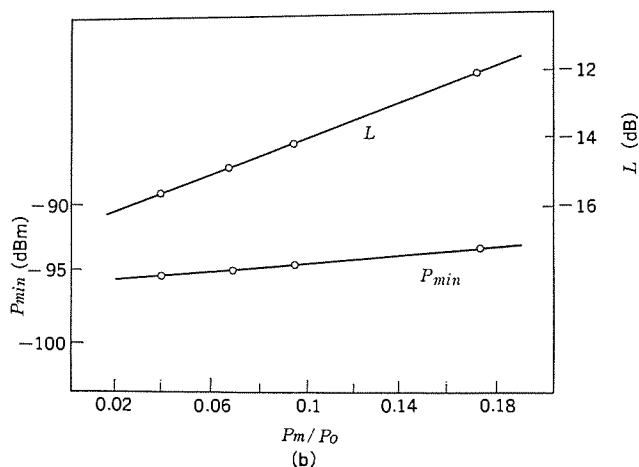
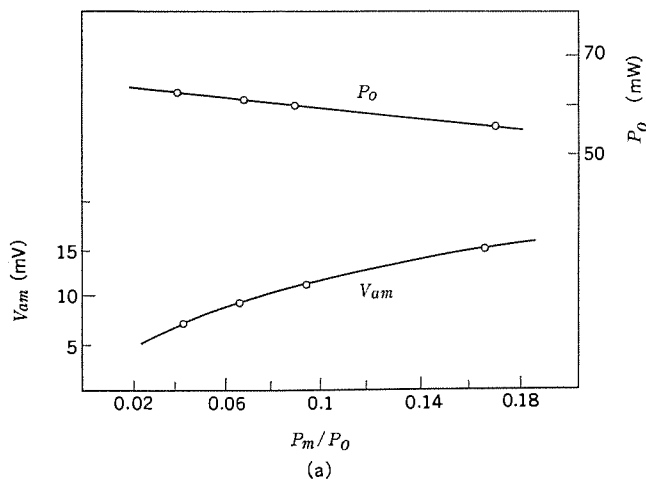
サーキュレータを用いる入出力分離方式が、その電氣的諸特性において最も優れていることは、回路構成が最も理想的になっていることから当然であるが、回路構成の複雑さ、ひいては高価となる点が欠点であった。これに対し、直接検波方式は回路構成上では極限まで簡素化されており、検波ダイオード装荷方式は両者の中間に位置する。

以下に直接検波方式と検波ダイオード装荷方式について更に詳細に諸特性について比較検討する。

既に述べたように、直接検波方式は IF 回路が、ガンダイオード直流入力回路と共用のため、IF 負荷条件によってガン発振器自体の動作が不安定となるのに対し、検波ダイオード装荷方式では、IF 回路はガンダイオード直流入力回路とは直接的には分離されているためそのようなことはない。更に、検波ダイオード装荷方式においては、変換損失は主として結合度 $(1/n)$ に依存しているのに対して、直接検波

表 2. 検出方式の比較

方 式 項 目	直接検波方式	検波ダイオード 装 荷 方 式	入出力分離方式
信号検出機構	AM, FM変動の検波	AM 変動の検波	ミキサ動作
動作安定性	やや悪い	良 い	良 い
回路構成	導波管 非常に簡単	導波管 簡 単	MIC 複 雑
出力電圧例 $P_{in} = -20 \text{ dBm}$	8 mV p-p ($R_L = 5 \Omega$)	20 mV p-p ($R_L = 100 \Omega$)	40 mV p-p ($R_L = 100 \Omega$)
変換損失	-8 dB	-13 dB	-7 dB
IF 周波数帯域	DC~16 MHz	DC~40 MHz	DC~
最小検出電力 $S/N=1$ 500~2,500 Hz	-83~-85 dBm	-94~-96 dBm	-104~-106 dBm
雑音指数	55 dB	43 dB	—

図 12. P_m/P_0 比に対する (a) 発振出力 P_0 と検波出力 V_{am} , 及び (b) 変換損失 L と最小検出電力 P_{min}

方式においては変換損失は IF 負荷に依存しており, IF 負荷に比例して改善される。しかし, ガン発振器の不安定性の問題から実用的には IF 負荷として 5Ω 程度が限界となる。このため, 変換損失の値そのものは直接検波方式のほうが検波ダイオード装荷方式よりも数 dB 勝っているにもかかわらず, 出力電圧レベルは後者のほうが大きくなっている。

IF 通過帯域は検波ダイオード装荷方式のほうが理論上わずかに広くなるはずであり, 実験例においては 2 倍以上となっている。しかしいずれの方式においても, 通常の移動物体によるドプラシフト周波数に比べれば十分広い。

最小検出電力及び雑音指数に関する両方式の違いは主として IF 回路でのガンダイオードの雑音レベルと検波ダイオードの雑音レベルの違いによるものであり, 検波ダイオードのほうが直接検波方式に比べて約 10 dB 改善されている。

現在のところ, 経済性, 簡便性, 及び性能等の総合的観点からドプラレーダ, 盗難警報装置などには検波ダイオード装荷方式が有望であると考えられる。他方, ごく簡便な近距離移動物体の検知や, 信号の有無の検知には直接検波方式でも十分利用できるであろう。

6. む す び

ガン発振器を使った簡易マイクロ波センサの検出方式として, 直接検波方式と検波ダイオード装荷方式について, その動作原理, 回路構成, 及びその動作特性と最小検出感度について述べた。更にこれら二つの方式に, 従来から知られている入出力分離方式を加えて三者の諸性能の比較を行った。おのおのの方式によるガン発振器センサはそれぞれ利害得失があるが, 簡易性, 経済性, 諸性能から総合的に判断して検波ダイオード装荷方式が一般用として優れていると考えられる。

これらガン発振器センサはマイクロ波民需応用を拡大する上で大きな役割を果たすであろう。

参 考 文 献

- (1) 三菱電機技報, 技術の進歩特集, 48, No. 1, p. 80 (昭 49)
- (2) 小木曾, 三井, 白幡: 信学会マイクロ波研資, MW 73-64 (昭 48-4)
- (3) 小谷, 三井: 信学会論文誌 55-B, No. 12 (昭 47)
- (4) 小谷, 三井: 信学会マイクロ波研資 MW 72-2 (昭 47-4)
- (5) 小谷, 三井, 白幡: 信学会マイクロ波研資 MW 73-29 (昭 48-6)
- (6) K. Kurokawa: IEEE Tr. on MTT, 16, p. 234, Apr. (1968)
- (7) H. C. Torrey and A. C. Whitmer: Crystal Rectifiers, New York, McGraw Hill (1948)
- (8) 白幡, 小木曾, 三井, 池川, 小野寺: 簡易レーダ用 MIC モジュールの開発, 三菱電機技報, 48, No. 8, p. 955 (昭 49)
- (9) 高橋, 鳥塚ほか: 信学会マイクロ波研資 MW 72-25 (昭 47-6)

自動アーク溶接用サイリスタ式電源

橋川 彪*・栃折 攻一*・瀬川 博久*

1. ま え が き

近年溶接の自動化、省力化の拡大に当たって炭酸 ガスアーク 溶接法の適用拡大には著しいものがある。特に石油 ショック 以来の省資源を背景に溶接作業性、溶接品質、経済性が見直され、炭酸 ガスアーク 溶接法をより広く適用するため立向、上向又は全姿勢溶接といった熟練作業の自動化が推進されつつある。

このような状況下において、炭酸 ガスアーク 溶接機に対する性能向上の要求も多い。半自動溶接機としては、例えば溶接 トーチの軽量化と操作性の向上、ワイヤ 送給装置の軽量化による可搬性の増大、機器が堅ろう(牢)であり保守点検が容易など溶接作業性及び能率面が主となっている。一方、全自動溶接機としては、例えば電源電圧変動、周囲温度変化、出力ケーブル 長尺化などの溶接条件変化に対する補償、溶接条件の設定精度向上など、おもに溶接電源に関する内容となっている。同時にこれらの要求は溶接自動化拡大の必要条件となっている。

本文では、前記炭酸 ガスアーク 溶接機の性能向上を目的として、新しく製品化した当社 サイリスタ 制御方式の炭酸 ガスアーク 溶接用電源について、その性能面を中心に実験 データ 及び適用例をあげて紹介する。

2. 溶接電源の概要

現在一般的に使用されている炭酸 ガスアーク 溶接用電源は、シリコン 整流素子使用の整流器形直流電源が多くを占めていて、外部特性は出力電流 100 A 当たり出力電圧が 1~4 V 降下するほど定電圧特性を有したものが多く。出力電圧は 15~45 V の範囲で調整可能になっており、出力電圧調整方式としては

- (1) タップ 切換あるいはスライダック 式
- (2) 自己飽和形可飽和 リアクトル 式
- (3) サイリスタ 式

に大別される。

2.1 出力電圧調整方式としての特性

当社普及形炭酸 ガスアーク 半自動溶接機 SA-G 形 シリーズ の出力電圧調整方式である可飽和 リアクトル 式と比較して、今回製品化したサイリスタ 式炭酸 ガスアーク 溶接用電源に関して出力電圧調整方式の観点から長所及び短所を述べる。

〔長所〕

(1) 出力の制御がしやすい

微小な制御入力で大電力が制御できるため、トランジスタ、IC などの半導体制御回路と組合せが可能で、高精度かつ安定な出力制御ができる。また出力調整器の小形軽量化も可能となる。

(2) 出力の安定が得やすい

制御系の遅れ要素を実溶接ではほとんど無視できるので、出力電圧が何らかの原因で溶接中に変動した場合に、電圧フィードバックなどの方法で容易に元に復帰させることができる。そのため高度な溶接施工技術を要する裏波溶接、高速自動溶接及び全姿勢溶接などへの適用が比較的容易に行いうる電源特性が得られる。

〔短所〕

(1) 制御回路が複雑である

点弧制御回路などの制御回路が複雑になり、部品点数も多くなるため保守点検及び修理に時間を要する。

(2) 普及機としては価格高となる

性能が向上し、適用範囲が広がるが、部品点数、配線工数及び調整を要する回路が多いなどにより価格高となる。

2.2 仕様、回路構成及び内部構造

表 1. に仕様、図 1. に溶接電源外観、図 2. にブロック回路を示す。以下主な構成要素について概略説明する。

(1) 主回路

主変圧器は三相 200 V を溶接に必要な低電圧に降下させて溶接電力

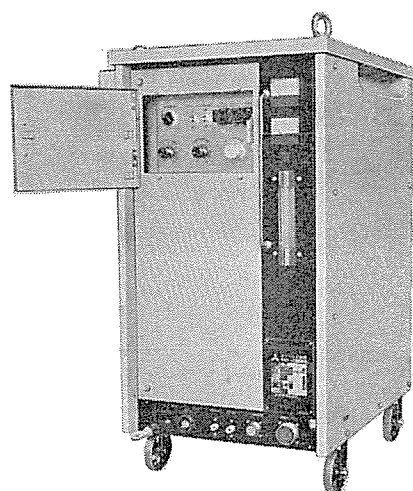


図 1. サイリスタ式溶接電源外観

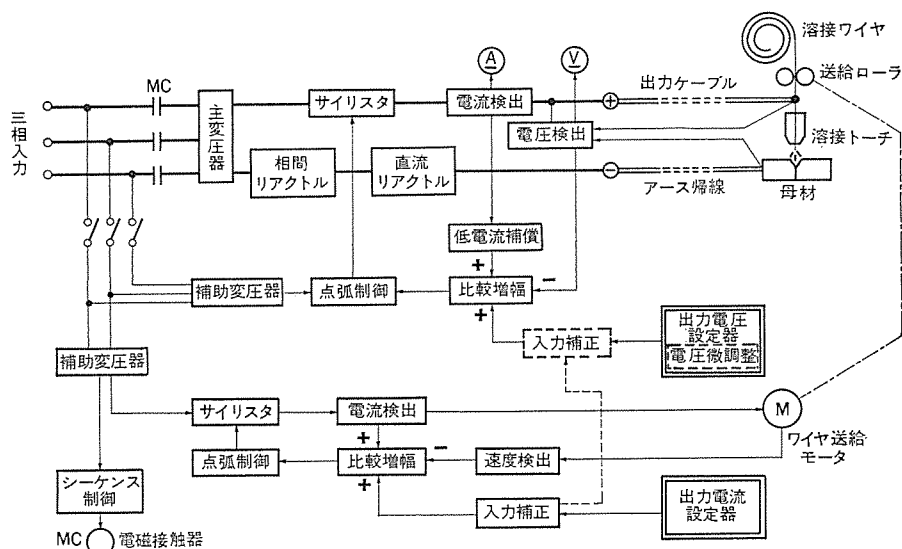


図 2. ブロック回路図

表 1. サイリスタ式溶接電源仕様

仕 様	形 名	CM-350 HG	CM-500 HG
定 格 電 流 (A)		350	500
1 次 入 力 電 圧 (V)		三相 200-220	
周 波 数 (Hz)		50/60	
定 格 1 次 入 力 (kVA)		36	43
出 力 電 流 (A)		60~350	80~500
出 力 電 圧 (V)		15~36	16~45
定 格 使 用 率 (%)		60	100
ワ イ ヤ 送 給 速 度 (m/min)		0.5~15	
ガ ス 流 量 計		CO ₂ 50 l/min	
入 力 電 圧 変 動 補 償 (-15~+10% 変動時)	出力電圧	±1.0 V	
	出力電流	±5 %	
周 囲 温 度 変 動 補 償 (-10~+40°C 変動時)	出力電圧	±0.3 V	
	出力電流	±0.3 %	
外 形 寸 法 (mm)		510(W)×685(L)×1,060(H)	
重 量 (kg)		210	280

を供給する。主変圧器、相間リアクトル及びサイリスタは2重星形整流回路を採用している。この2重星形結線の特長は

- (a) 主変圧器の利用率がよい。
- (b) 出力電圧は6相整流と同じで脈動が少ない。
- (c) 三相全波整流の場合に比較してサイリスタの点弧制御回路が簡便になる。

などである。

主変圧器の1次側には電磁接触器及び過電流継電器を設けている。出力の開閉はサイリスタで行い電磁接触器は省略可能であるが、溶接休止中の主変圧器無負荷損失(400~600 W)を節約する目的と、主回路過電流保護の目的として電磁接触器を使用している。

直流リアクトルは溶接電源の動特性を適正にするもので、短絡瞬時の出力電流を立上がり時定数及びアーク再生時の出力電流ピーク値を適正にして安定な溶接が行えるような値にインダクタンス値を定めている。適正インダクタンス値は溶接施工条件により異なるがこの溶接電源ではタップを2個設けて用途により使い分けできるようにしている。

(2) 制御回路

(a) 出力電圧調整部

出力電圧を検出し基準値との偏差をIC演算増幅器で増幅してサイリスタを制御するいわゆる出力電圧帰還制御方式を採用している。

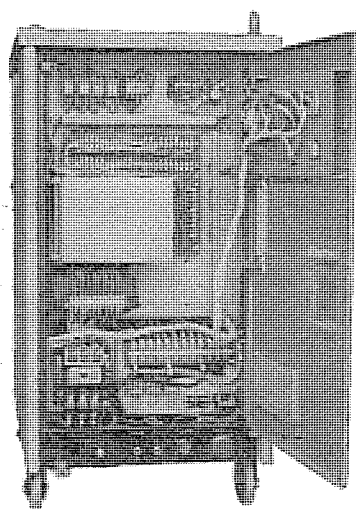
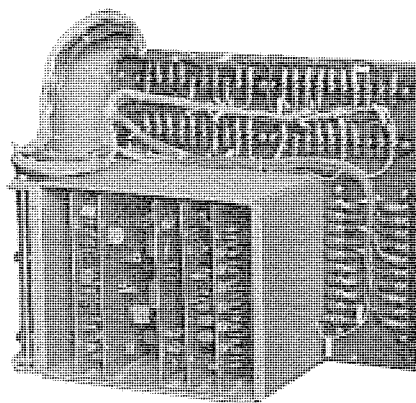
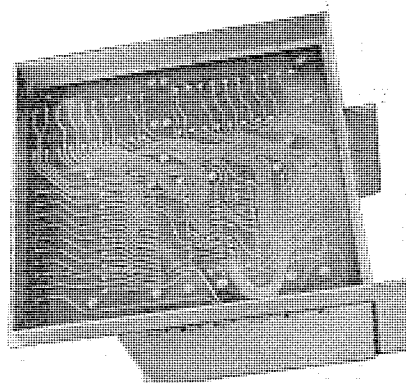


図 3. 溶接電源点検とびら内部



(a) 表 面



(b) 裏 面

(b) ワイヤ送給調整部

溶接ワイヤを溶接部へ送給するための直流モータ速度調整回路で、サイリスタ式静止レオナード方式を採用している。モータの回転数に比例する逆誘起電圧を負帰還し、モータの負荷トルクにほぼ比例する電機子電流を正帰還し、基準値との偏差をIC演算増幅器で増幅してサイリスタの導通角を制御することによりモータの定速度制御を行っている。直流定電圧電源で炭酸ガスアーク溶接を行う場合、アーク部でのワイヤ溶融量が溶接電流と密接な関係にあることから、ワイヤ送給速度を調整することは、すなわち溶接電源の出力電流を調整することになる。

(c) シーケンス制御

溶接機作動に必要なシーケンス制御回路で、電磁接触器開閉、ガス電磁弁開閉、ワイヤ送給モータ始動停止などの制御機能を備えている。

(3) 内部構造

制御回路の簡易化による保守点検の容易及びコストの低減を計った構造となっている。まず、保守点検の面では図3.に示すように電磁接触器、シーケンス制御用部品、プリント配線板などの点検を要する部品を溶接電源の前面に集中的に配置し、点検とびらを開くことにより制御回路の保守点検が容易にできる構造とした。

また、プリント配線板は

- (a) ワイヤ送給モータ速度調整回路
- (b) 入力補正回路
- (c) 比較増幅回路
- (d) 点弧制御回路

の4機能別に分割し、おのこの基板に定電圧電源回路を設け、それぞれ個別にプリント配線板の交換が可能となっている。

次にコストの低減のためには、4枚のプリント配線板相互の接続は図4.に示すようにバックパネル方式を採用しており、配線時間や誤配線の低減を計っている。更に随所にモデル配線を採用している。

3. 製品の特性

炭酸ガスアーク溶接用電源に要求される性能としては、電源の動特性の面からみたアークの安定性が良いことはもちろんであるが、制御回路の系の安定も重要である。すなわち薄板の裏波溶接、1 m/min以上の高速自動溶接や立向、上向などの全姿勢溶接などを行う場合には溶接条件の安定幅が非常に狭くなる。例えば溶接電圧変動が±1 Vでも、アークが不安定になりやすい。このため高度な溶接施工技術を要する自動溶接において、均一な溶接品質が得られ、しかも能

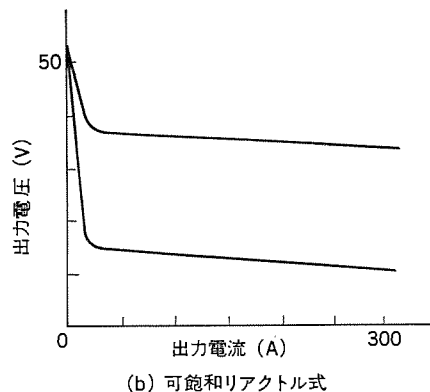
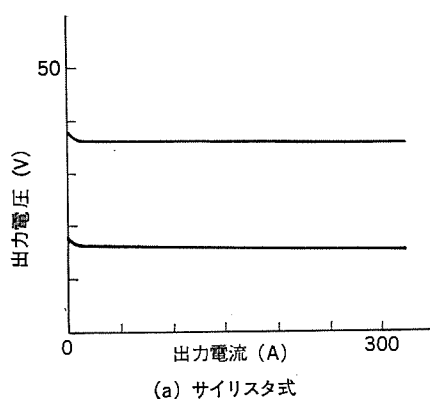


図 5. 溶接電源の出力外部特性

率向上が期待できる溶接用電源としては

- (a) アークの安定性が良好である。
- (b) 溶接条件の設定が容易である。
- (c) 設定した溶接条件が常に維持できる。

などの性能を要求される。

以下に主な制御回路についてその特性を述べる。

3.1 低電流域におけるアークの安定性向上 (低電流補償回路)

図 5. は可飽和リアクトル方式及びサイリスタ方式の溶接電源出力外部特性を示す。可飽和リアクトル方式の場合は約 20 A 以下の小電流域になると出力電圧が無負荷電圧値にまで自動的に上昇するが、サイリスタ方式の場合には出力電流の変化に関係なく出力電圧はほぼ一定である。このため図 5. (b) の特性に比べて、図 5. (a) に示すサイリスタ方式ではアークスタート性が良好でなく、約 200 A 以下の低電流域での溶接ではアーク切れが起きやすく良好なアーク安定性は得られない。これは図 6. に示すように溶接アーク自身の特性が 20 A 近辺より小さい小電流域では負特性を有しているためである。それ故、溶接中にアーク長変動などのためアーク電流が小さくなりアークの負特性領域に入ったときに溶接電源の出力供給が不足するのでアーク切れが起きる。そこで溶接電源に図 6. に示すような溶接アーク固有の特性に近似した外部特性を持たせる必要がある。今回製品化した溶接電源では、図 7. に示す低電流補償回路を設けることにより図 8. に示すような出力外部特性を持たせた。図 8. の溶接電流 I_0 の値を適正に選定することによりアークの負特性領域でも良好なアーク安定性が得られるようになった。

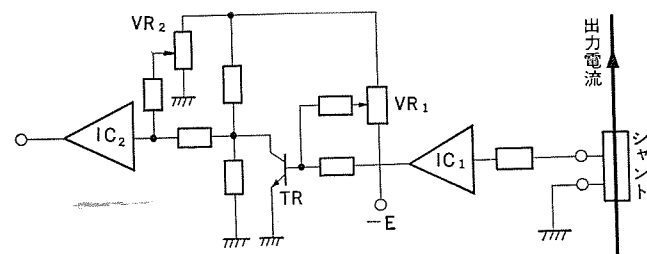


図 7. 低電流補償回路

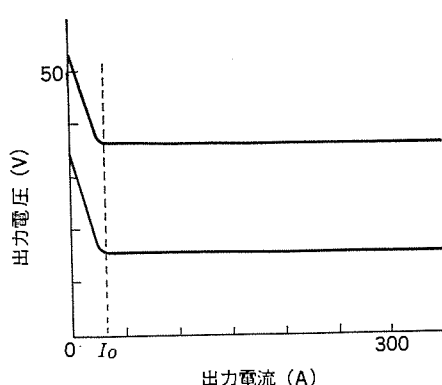


図 8. 低電流補償を設けた外部特性

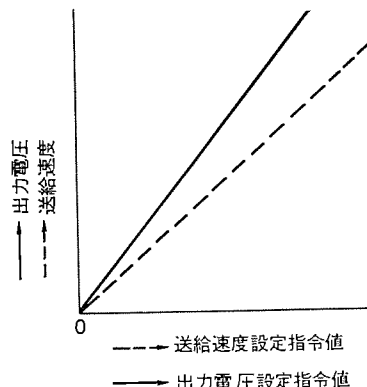


図 9. 設定指令値 - 出力電圧・送給速度

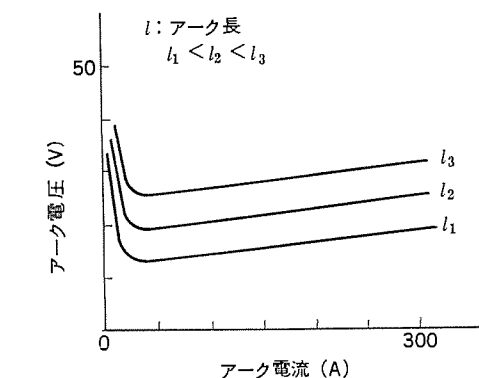


図 6. 溶接アーク特性

図 10. の 1.2φ ワイヤの曲線を図 12. の破線のように屈折点を持った折線に近似させて、入力補正回路の特性を図 12. の実線に示す折線になるようにすれば結果的には図 13. のように出力電流設定目盛と出力電流の関係を近似的に直線とすることができる。したがって図 12. のこう (勾) 配及び屈折点の数を任意に選ぶことにより設定目盛を平等目盛、あるいは特に必要な特定の範囲だけ拡大した目盛にすることができる。

3.2 溶接条件設定の容易化 (入力補正回路)

出力電圧及びワイヤ送給モータの回転速度は帰還制御を行っている関係上、それらの設定指令値に対して制御された出力は直線的に増減する。すなわち、図 9. に示すように出力電圧及びワイヤ送給速度は設定指令値の増減に比例して直線的に変化する。

一方、炭酸ガスアーク溶接における出力電流とワイヤ送給速度の関係は図 10. のような曲線になる。また、溶接電源特性や溶接施工条件によって若干異なるが、安定なアークが得られる領域は図 11. に示すような曲線になる。

そこで、出力設定器で与えられる設定入力、すなわち設定目盛と出力設定指令値との増減関係を任意に変化が得られるように補正すれば、出力設定器の目盛と出力電流・電圧の増減関係が任意に得られる。このように溶接条件の設定を容易化しようとする変換回路を入力補正回路と名付けている。入力補正回路の考え方を図 10. の 1.2φ ワイヤの場合について述べる。

図 10. の 1.2φ ワイヤの曲線を図 12. の破線のように屈折点を持った折線に近似させて、入力補正回路の特性を図 12. の実線に示す折線になるようにすれば結果的には図 13. のように出力電流設定目盛と出力電流の関係を近似的に直線とすることができる。したがって図 12. のこう (勾) 配及び屈折点の数を任意に選ぶことにより設定目盛を平等目盛、あるいは特に必要な特定の範囲だけ拡大した目盛にすることができる。

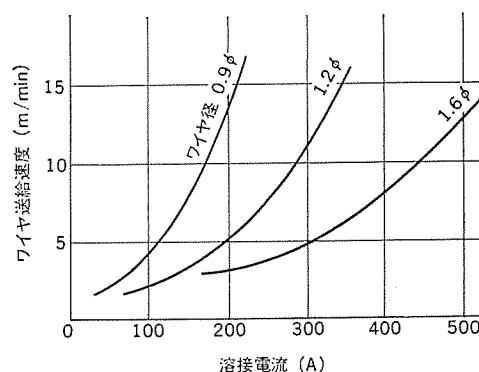


図 10. ワイヤ送給速度 - 溶接電流

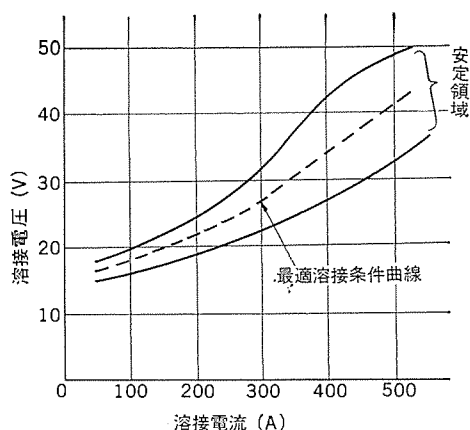


図 11. 溶接条件のアーク安定領域

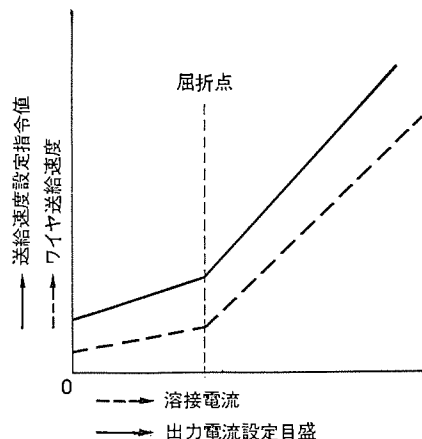


図 12. 折線近似と入力補正

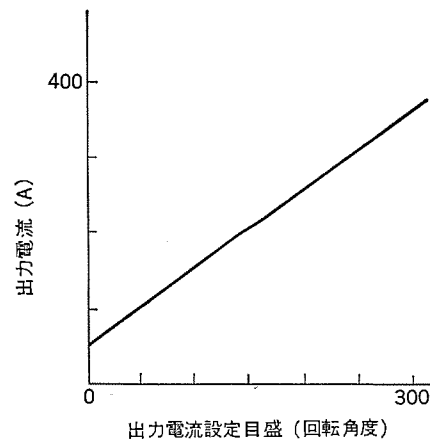


図 13. 出力電流設定目盛 - 出力電流

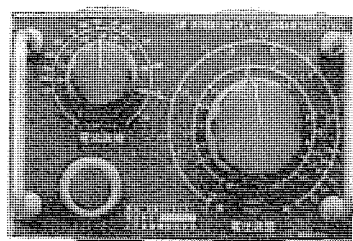


図 14. 普及機の溶接条件設定器

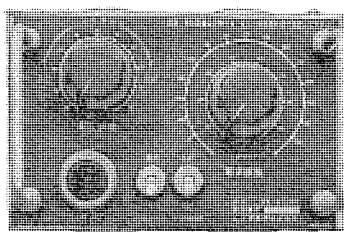


図 15. サイリスタ式溶接機の条件設定器

図 14. は普及機の溶接条件設定器の目盛板を示す。

本図の電流調整目盛で分かるように、入力補正回路がないため約 200 A 以下の比較的アーク安定領域の狭い範囲で、設定器の目盛の回転角度変化に対して溶接電流の変化が大きくなっており、微調整を難しくしている。

3.3 一元化制御（入力補正回路の応用）

普及機では、溶接電流と出力電圧の設定器はおのおの別個に設けてあり、適正溶接条件を得るためにはこれら 2 個の目盛をおのおの設定している。これまで溶接電流だけの調整で使えてきた手溶接に慣れている作業員や、熟練していない作業員にとっては、二つの条件の設定は煩わしいもので、そのためしばしば不適正な溶接条件で作業が進められるため溶接欠陥の原因にもなっていた。

これに対して、溶接電流だけを設定すれば自動的に適正な出力電圧が得られるようにしたのが一元化制御である。一元化制御の原理は出力電流設定器の設定値に対して、出力電圧が図 11. に示すアーク安定領域の出力電圧が自動的に得られるようにしたものである。この場合、設定目盛と出力電圧設定指令値の関係は、図 11. の安定領域の中心を通る曲線、すなわち最適溶接条件曲線を図 12. と同様に折線に近似して前項に述べたと同様の入力補正回路を構成させる。図 11. の破線の上下の安定領域の溶接電圧は、出力電圧微調整用つまみを別に設けて種々の溶接施工法に対する裕度を持たせている。

図 15. はサイリスタ式溶接電源の溶接条件設定器の一元化制御、及び個別制御兼用の目盛板を示す。本図の目盛で分かるように設定器の回転角度変化に正比例した平等目盛となっている。出力電圧調整器は一元化制御の場合、出力電圧微調整器として動作し ± 6 V の調整幅を持たせており個別制御の場合には出力電圧調整器として動作する。

3.4 各種外乱による設定値の安定化（比較増幅回路）

一度設定された溶接条件が各種外乱（以下に述べるような溶接施工とは直接関係のない外部要因による影響）により変化せず、常に設定値を維持するに必要な制御回路方式について述べる。

(1) 入力電源電圧変動及び温度変化の補償

温度変化の中には周囲温度の変化の外に溶接電源内蔵部品の発熱による温度変化が含まれる。

図 16. は制御回路の基準電源を供給する直流安定化電源の回路図を示し、直列トランジスタ TR_1 , TR_2 及びゼナダイオード ZD_1 , ZD_2 により、ダイオード $D_1 \sim D_4$ は ZD_1 , ZD_2 の温度補償用として使用している。また図示していないが基準電圧を発生させる増幅回路には差動増幅回路を採用し、帰還回路にサーミスタを使用して制御回路の入力電源電圧変動及び温度変化を補償している。

主回路部分のこれら補償のために、出力電圧を帰還して設定指令値との偏差を IC 演算増幅器で増幅してサイリスタの導通角を制御している。

図 17. (a), (b) は、入力電源電圧を 160 V から 240 V に変化させた場合の出力電圧及びワイヤ送給モータ速度変動の試験結果を、また、図 18. (a) は溶接中に入力電源電圧を 180 V から 220 V に急変させた場合の溶接電圧、電流のオシログラムを示す。図 18. (b) に示す普及機に比較し良好な結果が得られていることが分かる。

つぎに、周囲温度変動及び長時間連続運転による溶接電源内部温度上昇による出力の変動補償特性も図 19., 20. に示すように良好であった。

(2) 出力側接続ケーブル長尺化の補償

造船、製罐、橋りょう（梁）など大形構造物の溶接作業現場では、溶接電源の出力側に接続されるケーブル及びアース帰線が長くなり大電流で溶接する場合、これら出力側ケーブルでの電圧降下が大きくなる。

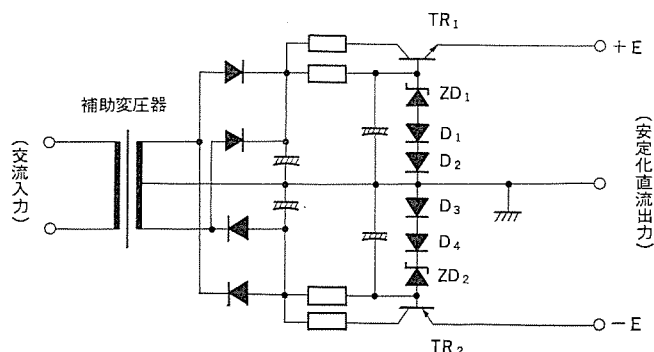


図 16. 直流安定化電源回路

このため溶接電流が変化した場合とかケーブルを長尺化した、あるいはケーブル径を変更した場合にその都度、出力電圧設定値を変更しなければ溶接中にアーク端の電圧が変動してしまう不都合がある。この点を改善するため出力電圧帰還方法は図21.に示すような出力側ケーブルの変動補償を行なっている。同図において、 V_1 を溶接電源の出力端子電圧、 V_2 を出力側ケーブルの抵抗 R による電圧降下、 V_a をアーク電圧とすれば、 $V_a = V_1 - V_2$ となる。ここで、出力電圧 V_1 を負帰還するとともに電圧降下 V_2 を正帰還し、制御回路にて出力電圧設定値と等価的なアーク電圧 V_a との大きさを比較増幅してサイリスタを制御し、アーク電圧 V_a を常に設定電圧値に維持されるようにしている。

また、ワイヤ送給モータ制御回路においても制御ケーブル長尺化による補償を行っている。2.2節(b)で述べたように電機子電流を正帰還して、これはモータの負荷変動を補償するのが主目的であるが、正帰還値を制御ケーブル長に応じて修正することによりケーブル長尺化による補償を兼ねている。

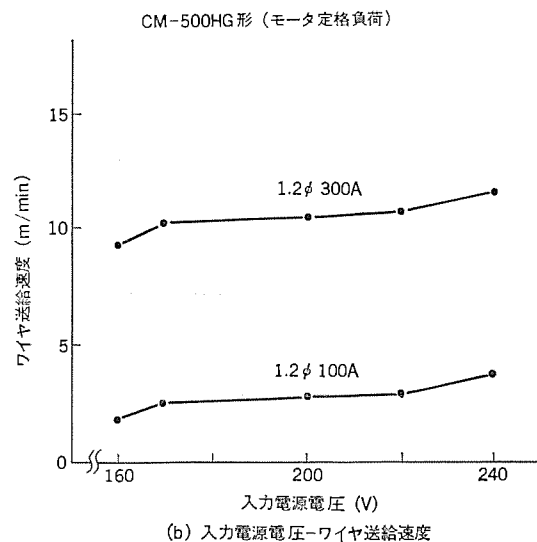
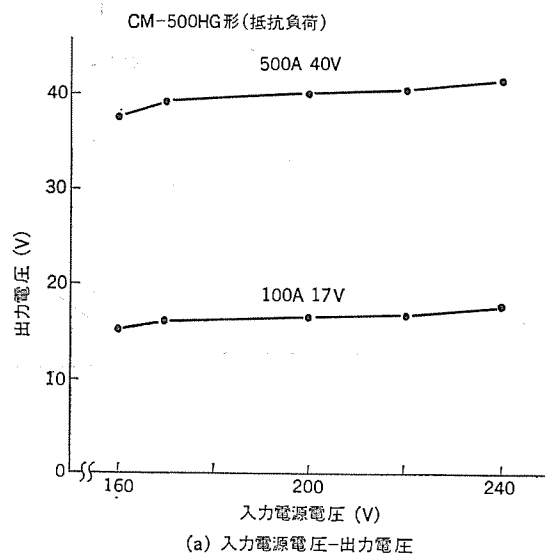


図 17. 入力電源電圧変動補償特性

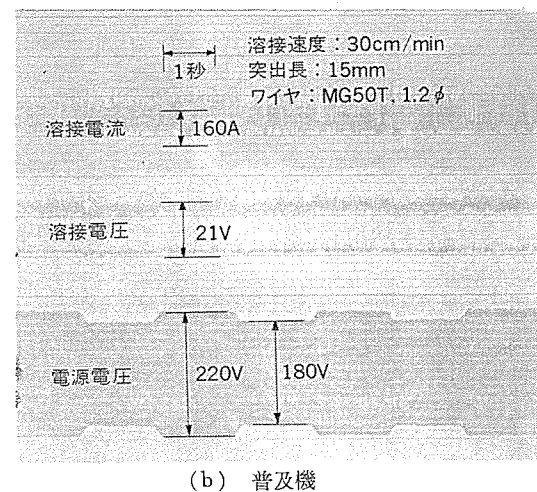
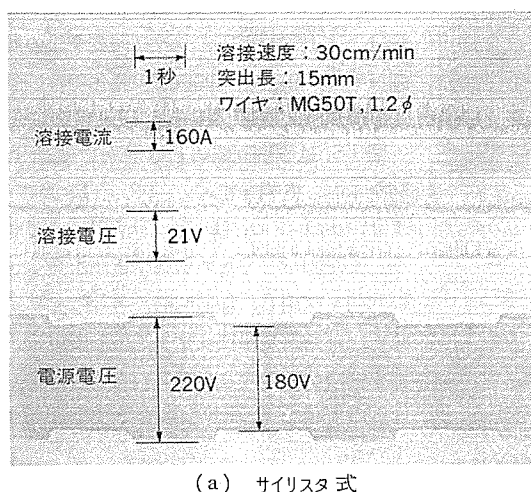


図 18. 入力電源電圧急変時のオシログラム

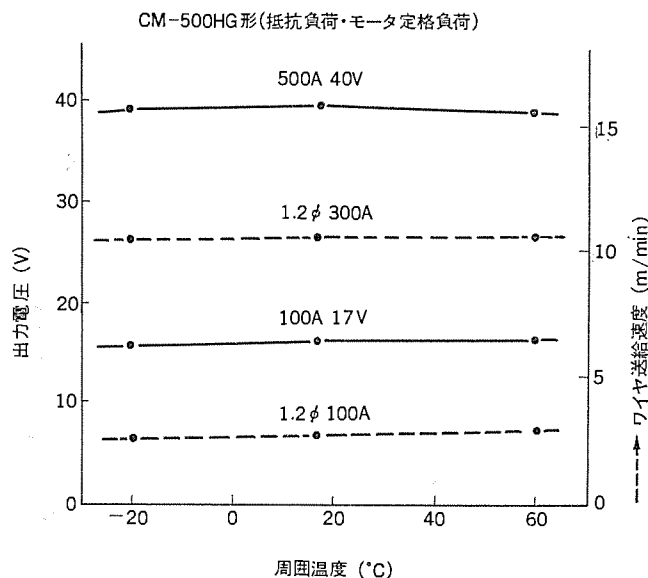


図 19. 周囲温度変動補償特性

(3) 周囲雑音による回路誤動作防止

溶接機の使用場所付近での周囲雑音としては、高周波発生装置を使用するTIG溶接機からの高周波雑音が最も大きい。主回路及び制御回路の随所にコンデンサやチョークコイルを用いたフィルタを設け回路の誤動作及びサージによる部品の破損防止を行なっている。当社の

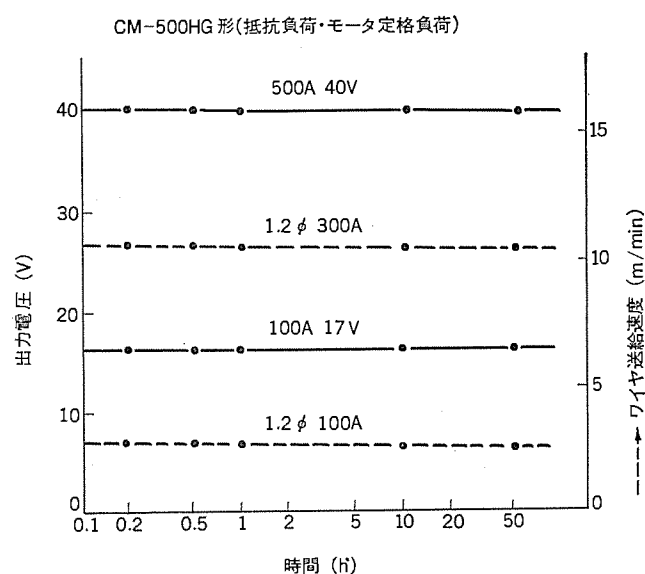


図 20. 連続運転による出力の変化

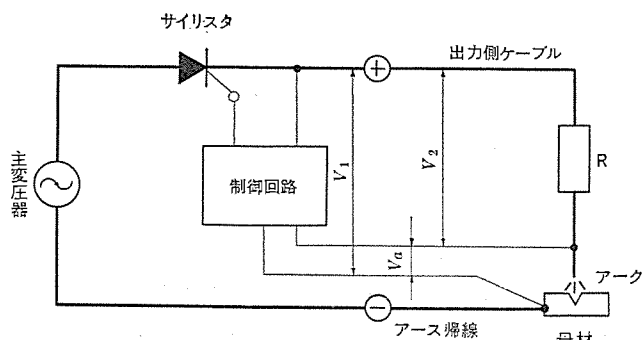


図 21. 出力電圧帰還回路

製品試験規格では、炭酸ガスアーク溶接機と TIG 溶接機を併設してアーク溶接を行っても実溶接に悪影響を及ぼす回路誤動作や溶接条件設定値の変動がないことを規定している。この場合、両溶接機の入力電源端子及び出力側ケーブルのアース帰線を共用にし、かつ溶接トーチ側出力ケーブルを密着隣接し、更に、高周波出力を通常使用状態の 2 倍に増加させた状態で試験を行う。このような対周囲雑音試験を行った結果、制御回路の誤動作が無いことはもちろん、溶接条件設定値の変動はほとんど見られず、出力電圧値が設定電圧値より約 0.1 V 上昇した程度で満足できる試験結果を得ている。

4. 適用例

一般に溶接法の選択は被溶接物の要求する品質と溶接物の形状及び作業性によってほぼ決められる。

炭酸ガスアーク溶接機は主に直流定電圧溶接電源、ワイヤ送給装置及び溶接トーチにより構成されるが、溶接品質及び価格面で直流定電圧溶接電源の占める割合は大きい。したがって溶接電源の選定には十分留意する必要がある。溶接電源は主に出力電圧調整方式で大別されるが制御方式それぞれに特長があり、用途により選択することとなる。大略つぎの諸点が選定基準となる。

(a) 溶接品質の要求度

溶接作業の熟練度、周囲の諸条件の変化に関係なく被溶接物の繰り返し溶接品質が均一でなければならない。

(b) 溶接施工法

立向、上向又は全姿勢溶接法などの溶接適正条件範囲が狭く、高度な溶接条件の設定精度やアーク安定性が要求される。

(c) 経済性

前項でも述べたが、溶接電源内蔵の部品点数低減、配線方式の改良などを実施しているとはいえ、保守点検を優先させる構造などにより、現在はおおむね普及形に比べ高価とならざるを得ない。したがって、(a)、(b)の基準の必要度いかににより選定しなければならない。

(d) 溶接機の管理技術

主に溶接機のユーザ側の課題であるが、保守点検整備が行き届いており、溶接作業に支障をきたさない体制づくりを心掛けていること。

上記各項目の詳細説明は割愛するが、選定に当たっては、それぞれ

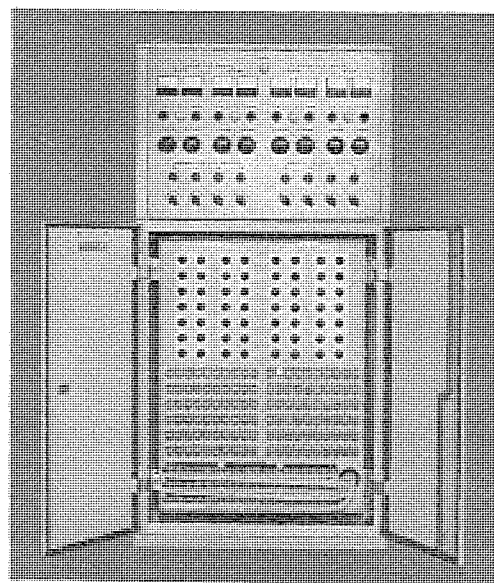


図 22. 4電極多層盛自動溶接機用条件設定制御盤

の内容を十分検討することが必要である。

つぎに当社サイリスタ制御方式を採用した具体的な適用例を挙げる。

(1) 多電極多層盛自動溶接機

フランジの円周継手を同時 4 電極にて自動溶接するもので、各電極ごとに 4 層、各層ごとに 6 通りの本溶接条件の設定と各電極ごとのウレタレー溶接条件を一通り、その他手動溶接条件を各一通り合計 32 通りの条件設定を行っており、高度な溶接条件の設定精度を保つことにより繰り返し溶接品質の均一化をねらった例である。実際の条件設定制御盤を図 22. に示す。従来の制御盤に比較し著しくコンパクトにまとまった点も注目される。

(2) 2 電極水平すみ(隅)肉自動溶接機

最近、当社で製品化した 2 電極によるスティフナーの水平隅肉自動溶接機の電源に使用している例で、1 回の溶接長が長く、その間の電源電圧変動、溶接ワイヤ突出長の変動などから溶接条件の補償を行い、溶接全長にわたって等脚長を得る目的である。

その他溶接電流、電圧を断続的に変化し母材への入熱制御を行う全姿勢溶接法への適用例もあるが、稿を改め次の機会に報告する。

5. むすび

炭酸ガスアーク溶接機の溶接電圧制御方式をサイリスタ化することにより電源電圧変動、温度変化、出力ケーブル長尺化等に対する溶接特性の補償が可能となり、更にサイリスタの持つ電気的応答性の早さなどが加味され、結果的には

- (a) 溶接品質の均一化が得られる。
- (b) 溶接条件の設定精度向上ができる。
- (c) 全姿勢溶接法への適用が容易である。

などが実現された。

しかしその反面、保守点検の容易さ、価格等で普及機よりやや劣る面もあるので、選定に当たっては性能面の必要性を十分検討しなければならない。

7.2kV新形電力ヒューズの開発

岩崎行夫*・太田 忍*・近田敏之*

1. ま え が き

限流ヒューズはエキスパルションヒューズと比べて限流効果が顕著で、しゃ断容量が大きく、しゃ断時に無音・無放出という長所を持っているが反面、過負荷しゃ断が得意でないという短所をもっているため、まれにはあるが、ヒューズの使用法・定格電流の選定法を誤って小電流で動作させると、電力ヒューズはしゃ断不能になって完全な保護ができない場合がある。

当社では、この小電流のしゃ断性能を特に1時間溶断電流まで向上させた限流ヒューズを今回開発したので、その性能及び応用について報告する。

2. 「広域ヒューズ」の一般概念

2.1 「広域ヒューズ」の定義と現状

高圧限流ヒューズは、溶断特性と小電流しゃ断特性とによって表1.のように区分されるが、このうち、広域ヒューズの性能の詳細については、目下、JEC、JEMで審議中であり、JISのヒューズ用語では、(1)「バックアップヒューズ」： 規定の条件のもとで、メカ保証の最小しゃ断電流から定格しゃ断容量までの間のすべての電流をしゃ断できるヒューズ。

(2)「広域ヒューズ」： 規定の条件のもとで、最小溶断電流に等しい最小しゃ断電流から定格しゃ断容量までの間のすべての電流をしゃ断できるヒューズ。

として、「広域ヒューズ」は、「バックアップヒューズ」よりも小電流しゃ断性能が最小溶断電流まで保証された優れたものとして分類されている。しかし、その最小溶断電流の量的表現が明確でないため、どの程度性能的に優れたものかが明確でなく、「広域ヒューズ」の解釈や応用についてメカや使用者の間でも混乱している。例えば、「広域ヒューズ」には「全領域しゃ断」とか「万能しゃ断」できるものとした向きもあるが、必ずしもそうではなく、ヒューズには本質上避けら

表 1. 高圧ヒューズの動作特性区分

	溶断特性区分	小電流しゃ断特性区分
高 圧 ヒ ュ ー ズ	I 種 ($1.3I_n < 2$ 時間溶断電流 $< 2I_n$)	広域ヒューズ バックアップヒューズ
	II 種 (I 種以外のもの)	広域ヒューズ バックアップヒューズ
特性の表現方法	電流-時間特性曲線で示される。本質的にばらつきを有するため、最小、平均、最大特性曲線が存在することになるが、一般には(電流値についての)平均溶断特性で示される。 最大、最小溶断特性のばらつきは(電流値について)、規格上では±20%であるが当社では±10%に管理されている。 (なお、溶断特性、しゃ断特性曲線以外に短時間許容特性があるがこれは、ヒューズが1回過電では劣化という通電電流と時間の関係の上限を示す特性である。)	

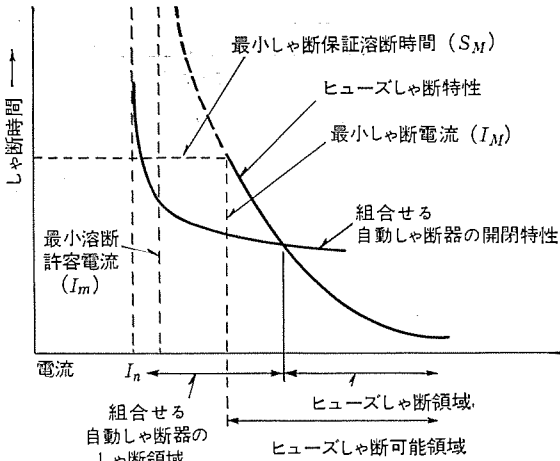


図 1. 小電流しゃ断性能の区分説明図

れない定格最小しゃ断電流というしゃ断性能限界が存在し、その電流値以下では劣化したり、しゃ断不能になる危険領域がある。ただ、その危険領域が非常に狭い範囲に限定され、「広い電流領域の保護が可能なヒューズ」と言うわけである。

2.2 定格最小しゃ断電流の量的表現方法

この方法には、図1.に示されるように、(1)最小しゃ断電流値 (I_M) そのもので表す。(2)最小しゃ断電流値と定格電流値との比 (I_M/I_n) で表す。(3)最小しゃ断電流値と最小溶断電流値との比 (I_M/I_n) で表す。(4)最小しゃ断電流値をその溶断時間 (S_M) で表すなどがある。これらの量的表現の適合性は、次の二つの目的によって区別される。

(1) ヒューズの保護性能の優秀性を示す。

これは、保護領域が広く、非保護領域の狭いことを明確に直接的に示すものが求められる。このときには(3)の I_M/I_n と、(4)の S_M が適している。

(2) 他の機器との動作協調上、下限を明示する。

保護領域を明確にすることが第一義で、非保護領域の大きさは無視するもので、このときには(1)の I_M 、(2)の I_M/I_n が適しており、(4)の S_M も電流-時間特性曲線上、あるいは表中に併記するのが、最も完全に近い方法と思われるので、今回の新形もこの表現法をとっている。

2.3 三菱広域ヒューズシリーズ

当社では、既に一般用に使用されているCL形(形番なし)3.6kV、7.2kV、5~100A限流ヒューズを $I_M/I_n \approx 2$ の広域ヒューズとして発表しているので、今回開発したCL形(形番GP)ヒューズは、それとの混同を避けるため、営業面での称呼は「超広域ヒューズ」とし、小電流しゃ断性能は S_M で表現し、国際電気標準会議の規格 IEC-281-1 に合致した「 $I_M=1$ 時間溶断電流値」を保証している。

3. 新形の定格及び寸法

定格及びヒューズリンクの寸法を表2.に示す。リンクのみが屋内・外

兼用で、ヒューズホルダは別である。ヒューズリンクの定格電流 5・10・20・30・40 A は、従来の CL 形広域ヒューズと同一寸法であるが、50・60 A と 75・100 A とは CL 形広域ヒューズより一段大きくなっている。図 2. に CL 形 (形番 GP) 電力ヒューズの外観写真を示す。

表 2. CL 形 (形番 GP) 電力ヒューズ定格寸法

形名	形番	使用場所	定 格					寸 法 (mm)				外 形
			電圧 (kV)	電流 (A)	三 相 容 (MVA)	相 量 電	最 小 断 流	A	B	C	D	
CL	GP	屋内 屋外 共用		5	500 (対称)	1時間 溶断 電流	1種	50	260	25	48	
				10								
				20								
				30								
				40								
				50								
				60				60	310	30	58	
				75				77	310	43	73	
				100								

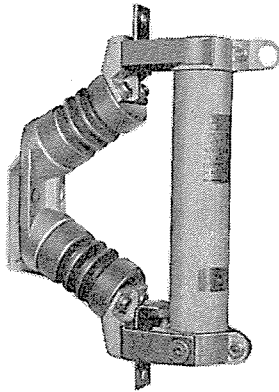


図 2. CL 形新形電力ヒューズの外観

4. ヒューズ リンクの構造としゃ断動作

4.1 従来の限流ヒューズの構造としゃ断動作

従来の限流ヒューズは、基本的にはヒューズリンク内にヒューズエレメント (銀) と消弧剤 (けい (珪) 砂) とをそろ入して構成されている。限流しゃ断動作については、珪砂の融解によるアーク熱吸収に依存しているが、定量的にはいまだに理解されていないのが現状である⁽¹⁾。また、しゃ断能力は大電流動作のほうが有利であり、小電流しゃ断性能に限度がある。これは、大電流動作の場合、ヒューズエレメント全長が一度に発弧し、電源電圧より高いアーク電圧が発生するために有効な限流効果が期待できるのに比べ、小電流動作の場合にはエレメントの一部分でしか発弧せず、その後のアーク進展もゆるやかであるので、高いアーク電圧が発生しないために限流効果が全く期待されないからである。

この小電流しゃ断性能を改善するために新形電力ヒューズでは、細げき (隙) 式とエレメント多数本式の構造を取っている。

4.2 細隙式としゃ断動作

この方式による構造的特長は、小電流しゃ断部と大電流しゃ断部の2要素を直列に接続し、動作電流域によってしゃ断の分担を分けた点にある。このヒューズリンクの構造を図 3. に、小電流しゃ断部の構造を図 4. に示すが、小電流しゃ断部はヒューズエレメントのほぼ中央部に設けられ、その部分は小電流しゃ断チューブによって包被された構造である。このチューブは、耐熱性の優れた有機樹脂で作られているが、その消弧作用を促進するため、チューブ内のエレメントは低融点化してある。この低融点エレメントには、銀-テルル (Ag-Te) が用いられているが、従来の Ag-Sn エレメントに比べて溶断特性の遅動化や耐劣化性の点で優れている⁽²⁾。

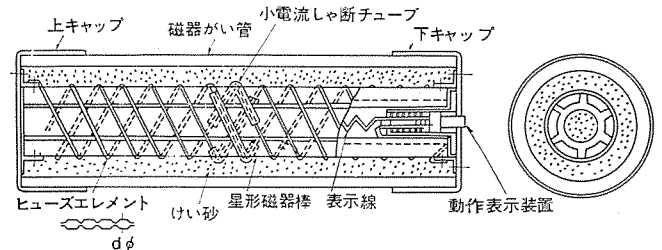


図 3. 細隙式 CL 形電力ヒューズの内部構造

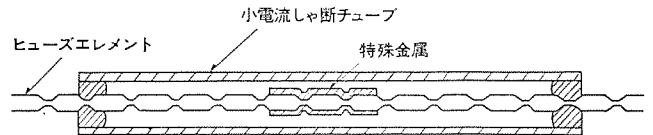


図 4. 細隙部の内部構造

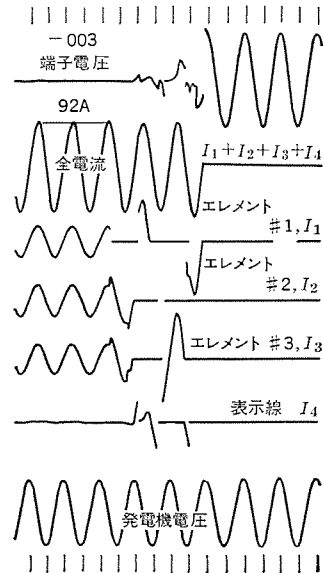


図 5. 小電流動作時の転流の代表的オシログラム (7.2 kV, 92 A, 溶断時間 2.0 秒)

この方式によるしゃ断動作は、小電流動作では、一種のエキスパルジョンヒューズのように、細隙効果に基づくものであり、発弧時の細隙内壁から発生した分解ガスの乱流効果と、この分解ガスと高温金属蒸気の細隙外への流速効果とによるアーク冷却に依存している。大電流動作では従来の限流ヒューズのように、細隙外のエレメント部分での珪砂の融解によるアーク冷却に依存している。

4.3 エレメント多数本式としゃ断動作

この方式による構造的特長は、従来の CL 形広域ヒューズと比べて細いエレメントを多数本使用していることと、外管寸法が一段大きくなっている点にある。この方式のしゃ断動作は従来の広域ヒューズと同じで、同じ線径のエレメント 1 本と多数本とでは小電流しゃ断性能にかなり近い同等性を持つことから説明できる⁽³⁾。つまり、小電流動作時のアーク電流は、図 5. のオシロで明らかのように、各エレメントの絶縁回復力の競合で順次転流を繰り返し、最後には 1 本のエレメントでしゃ断が完了することからも推定できる。

なお、この場合、1 時間溶断電流しゃ断の能力を持たせるため、リンクの絶縁材料には高耐熱性の材料を使用し、リンク寸法は一段と大きなものにしてある。

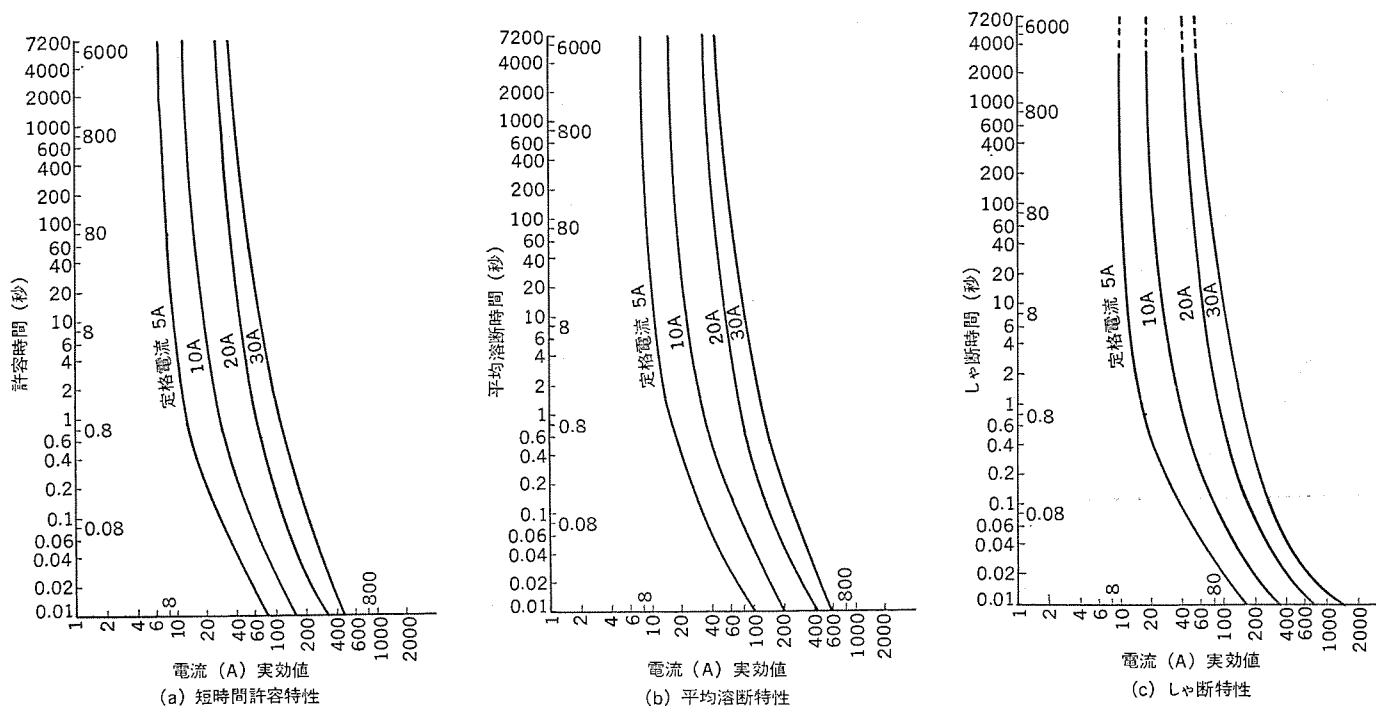


図 6. CL 形 (形番 GP) 電力ヒューズ 7.2 kV 5 A~30 A 電流-時間特性曲線

5. 性 能

5.1 電流-時間特性

図 6. に短時間許容特性, 溶断特性, シャ断特性の例を示す。

5.2 最大通過電流特性

図 7. にこの特性を示す。これは、ヒューズのシャ断時における規約対称シャ断電流とその最大通過電流との関係を示すもので、限流ヒューズ特有の効果的な特性である。

5.3 シャ断試験結果

- 一般に、限流ヒューズのシャ断は JEC-175 及び JIS-C-4604 により、
- (1) 定格三相シャ断容量に等しい大電流域 (試験系列番号 1)
 - (2) ヒューズリンク内で発生するアークエネルギーが最大になる電流域 (試験系列番号 2)
 - (3) 溶断時間の長い小電流域 (試験系列番号 3)
- において、それぞれ現象的に異なった過酷さがあるので、この 3 種類の電流域でシャ断試験を検証することになっている。

ところで、新形広域ヒューズの場合、その構造様式によっては上記 3 種類の電流域以外のところで過酷な場合がある。特に、細隙式の場合、動作電流が大きくなると、細隙内圧上昇などによって細隙破壊を起こす可能性があるが、そのとき、細隙外のヒューズエレメントでシャ断が期待できない場合にはシャ断不能になる。このため、シャ断分担の境界電流値ででも十分にシャ断性能を検証する必要があると考えられる。

5.3.1 大電流シャ断試験結果

大電流シャ断試験結果の一例を表 3. に、そのときのオシログラムを図 8. に示す。動作過電圧については、回路・電機装置の絶縁協調の点からできるだけ低いほうが望ましい。

今回開発の新形電力ヒューズは、図 9. の I_n-V_p 特性で示すように、いずれの定格電流においても、JEC-175 の規定値 23 kV 以下を十分に下まわっている。これは、従来の CL 形広域ヒューズのエレメントと同じ刻み込みのもので、過電圧抑制には十分実績のある形状を使用しているためである。

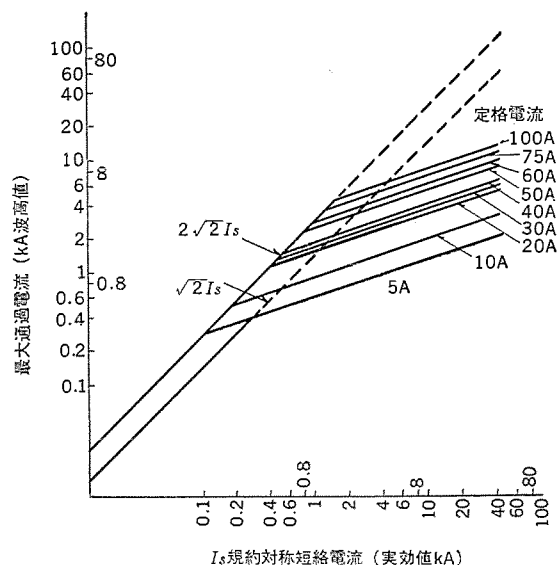


図 7. 最大通過電流特性

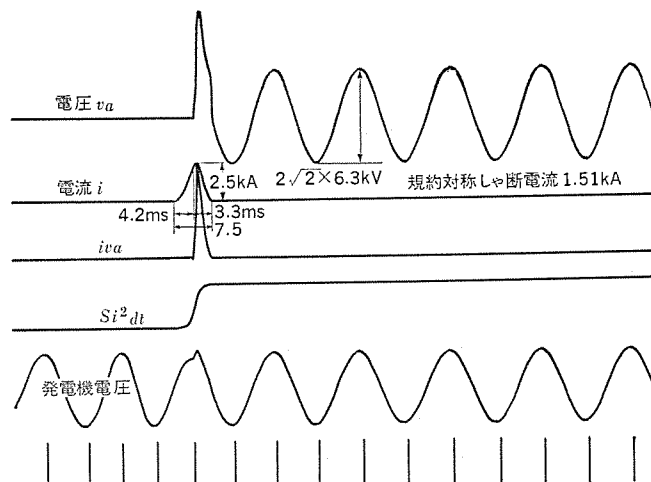


図 8. CL 形 (形番 GP) 電力ヒューズ 7.2 kV 30 A 大電流シャ断試験 オシログラム

表 3. CL 形 (形番 GP) 電力ヒューズ 7.2 kV 30 A 100 A の大電流しゃ断試験結果

定 格 電 流 (A)	試 験 条 件							試 験 結 果								
	試験系列 番 号	給与電圧 (kV)	規約しゃ断 電流 (kA)	回復電圧 (%)	回復電圧 継続時間 (s)	短絡力率 (cos φ)	投 入 位 相 角 (deg)	弧 位 位 相 角 (deg)	動作電圧 (kV)	最大過電流 (kA)	動作時 間 (ms)	アーク 時間 (ms)	全しゃ断 時間 (ms)	全しゃ断 I ² t (ASs)	試験後ヒューズ 絶縁抵抗 (MΩ)	良 否
30	1	6.3	44	100	15	0.15 以下	35	55	15.9	4.7	0.9	4.2	5.1	7.9 × 10 ³	∞	良
							55	65	16.9	4.9	0.5	3.7	4.2	7.5 × 10 ³	"	"
							60	75	17.0	5.2	0.7	2.1	2.8	8.6 × 10 ³	"	"
100	1	6.3	44	100	15	"	40	60	15.7	10.6	0.9	4.9	5.8	92 × 10 ³	100	"
							50	65	16.5	11.0	0.7	5.1	5.8	68 × 10 ³	180	"
							55	75	16.3	11.0	0.9	4.5	5.4	74 × 10 ³	130	"
100	2	6.3	5.30	100	60	"	0	80	14.8	6.4	3.6	6.3	9.9	106 × 10 ³	70	"

表 4. CL 形 (形番 GP) 電力ヒューズ 7.2 kV 30 A 100 A の小電流しゃ断試験結果

定 格 電 流 (A)	試 験 条 件					試 験 結 果			
	給与電圧 (kV)	規約しゃ断 電流 (A)	回復電圧 (%)	回復電圧 継続時間 (s)	短絡力率 (cos φ)	動作時 間 (ms)	アーク 時間 (ms)	全しゃ断 時間 (ms)	試験後ヒューズ 絶縁抵抗 (MΩ)
30	7.2	51.8	100	60	0.15 以下	3,710	75	3,710	∞
		50.6				4,150	60	4,150	"
		49.8				4,830	60	4,830	"
		*158				1.0	50	1,050	"
		*158				0.6	65	0,665	"
100	7.2	162	100	300	0.15 以下	4,530	85	4,530	110
		"				6,640	95	6,640	3
		"				6,505	80	6,505	3

(*: 細断式の場合の中電流域しゃ断試験結果)

5. 3. 2 小電流しゃ断試験結果

小電流しゃ断性能を検証するには、非常に長時間の大きな連続通電容量のある試験設備を必要とする。そのため、その実施に当たっては電圧切換法など⁽⁴⁾の検討も行っているが、 $I_n=100$ A までは、当社伊丹製作所の工場電源 (6.6 kV) を利用し、オートトランスを使って 7.2 kV 以上に昇圧し、連続定格リアクトルによって電流を調整して実負荷試験を行った。また、小電流しゃ断試験で溶断時間が長い場合、いつ溶断・発弧するか判明しにくいので、その検出にはドラムコードを使用してその現象を観察した。

代表定格電流 30 A, 100 A の試験結果を表 4. に示すが、1 時間溶断電流を良好にしゃ断している。また、細断式については、さきに述べた理由で中電流域のしゃ断性能をも検証したが良好な結果を得ている。

6. 応 用

6. 1 電力ヒューズ使用上の一般的な考え方

電力ヒューズは、もちろん過電流保護装置であり、回路を保護し、機器の事故が主回路へ波及するのを阻止するためのものである。

電力ヒューズの選定、特に定格電流の選定の詳細については別の資料⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾に譲るとして、ここでは広域ヒューズ、すなわち電力ヒューズの小電流しゃ断性能とその適用という観点から、高圧受電設備に使用されるヒューズについて検討を加える。

図 10., 11. に PF・S 形高圧受電設備の結線図と、その過電流保護協調グラフを示す。

6. 2 各種故障条件と電力ヒューズの動作

図 12. に示す各点で故障が発生した場合の動作を考える。

(1) F_1, F_1' : 低圧側過電流しゃ断器より負荷側での故障

- 印 0.346 kA
- △ 印 1.54 kA
- 印 1.51 kA
- 印 1.78 kA
- ▲ 印 2.70 kA
- 印 5.30 kA
- × 印 44 kA

試験電圧 6.3kV

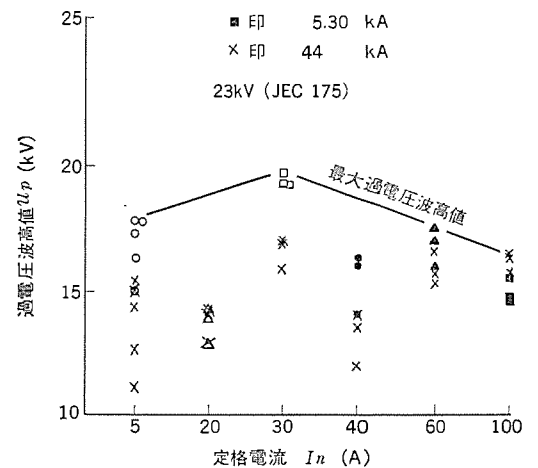


図 9. 定格電流 - 動作過電圧波高値特性

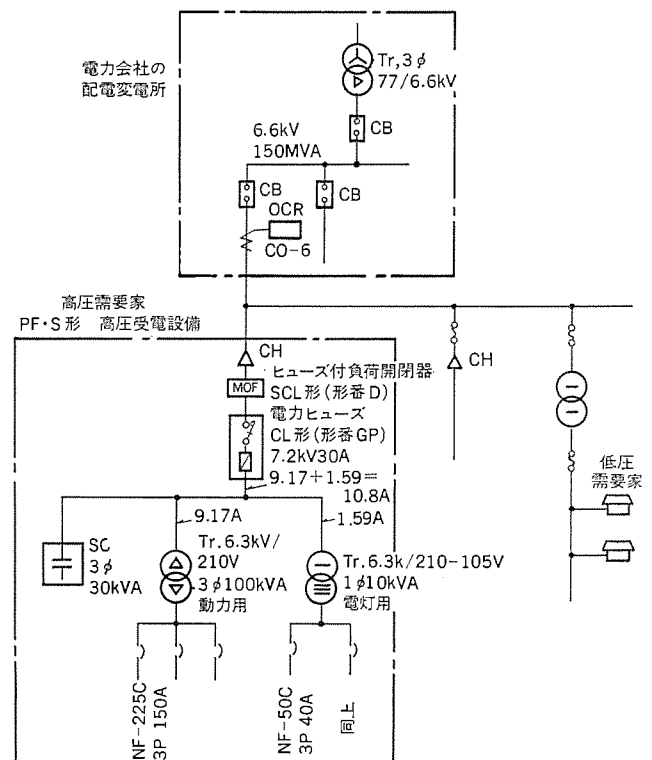


図 10. PF・S 形高圧受電設備結線図

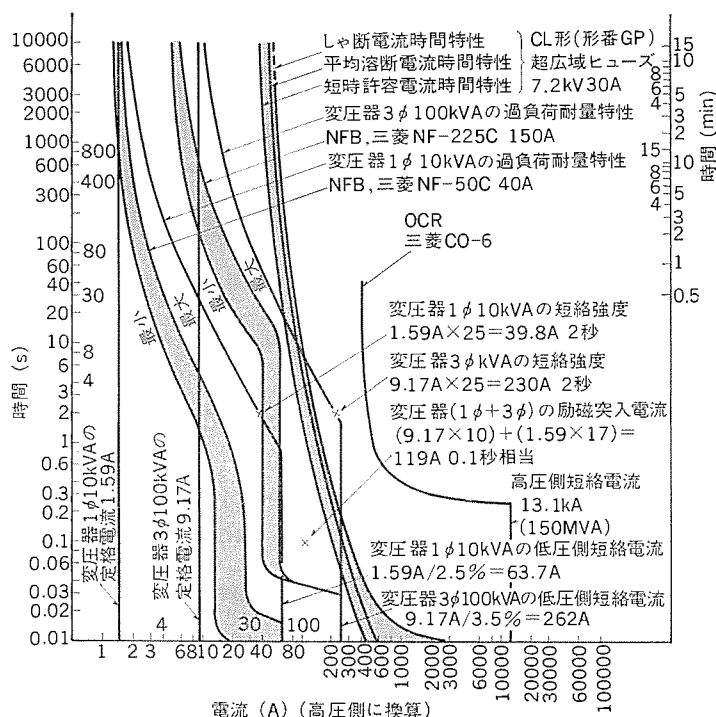


図 11. 高圧受電設備の過電流保護協調特性

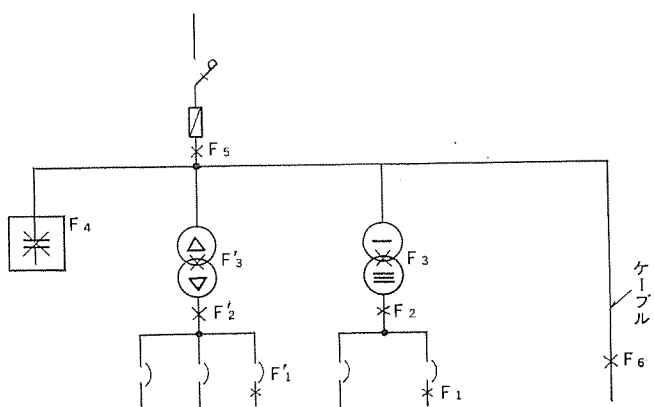


図 12. 高圧受電設備回路例と故障点の記号

これは、前記図 11. でも示すように、低圧側過電流しゃ断器でまさきにしゃ断すべきで⁽⁷⁾、このしゃ断器の特性は、電力ヒューズの許容特性以内にあるべきであるが、万一、選定が誤っていて、このしゃ断器よりもさきに電力ヒューズが溶断し、しかもその領域が電力ヒューズの最小しゃ断電流以下である場合、電力ヒューズはしゃ断不能となる。

図 11. の NF-225C, 150A の例では、10 秒付近で電力ヒューズの特性と接近しているが、上記の意味から電力ヒューズは極力長時間溶断の小電流までしゃ断できるほうがより安全であるといえる。これが、広域ヒューズを要求している一つの理由である。

(2) F_2, F_2' : 変圧器と低圧側過電流しゃ断器との間の故障
一般には、この間は、回路の絶縁を強化して故障発生を避けるように考えられている。

しかし、いま検討している単相・三相一括保護の場合、両変圧器の容量の差が大ききときには、ヒューズの定格電流は大容量の変圧器でほぼ決まり、小容量の変圧器の低圧側故障時には、ヒューズ定格が大きすぎてその保護ができなかったり、ヒューズが小電流しゃ断不能になったりする危険がある。

この場合にも、小電流しゃ断性能の良い「広域ヒューズ」を使用す

れば、両変圧器の差がある程度大きくても保護可能となる。この最小しゃ断電流値と保護範囲との関係について、あるモデルヒューズで、最小しゃ断電流 (I_M) と定格電流 (I_n) との比が 1.6 倍, 2.0 倍, 3.0 倍で調査した結果を表 5. に示すが、その概要は、

- (a) 変圧器の保護レベルは、あまり変わらず
 - i) どちらかの変圧器が損傷する割合: 68/88 (77%)
 - ii) 1φの変圧器だけが損傷する割合: 42/88 (48%)
 - iii) 3φの変圧器だけが損傷する割合: 26/88 (30%)
- (b) ヒューズのしゃ断不能率は変動する。
 - i) $I_M/I_n=1.6$ のときのしゃ断不能率: 7/88 (8%)
 - ii) $I_M/I_n=2.0$ のときのしゃ断不能率: 20/88 (23%)
 - iii) $I_M/I_n=3.0$ のときのしゃ断不能率: 33/88 (37%)

すなわち、本稿に述べた新形電力ヒューズ ($I_M/I_n \div 1.6$) では相当改善されるが、なお 8% というしゃ断不能率と、77% の変圧器損傷率があり、完全保護には至っていない。これを完全なものにしようとする場合には、個々の変圧器に、動作協調のとれた定格電流を持つ専用ヒューズを使用する必要がある。

(3) F_3, F_3' : 変圧器内部故障

最近の変圧器では、内部故障はほとんど発生しないので、割り切って考慮しないことが多い。万一、内部故障があっても、事故電流は急速に発達して大きな短絡電流となるので、電力ヒューズを使用しても、その小電流しゃ断性能はあまり必要でなく、例えば、変圧器負荷電流の 5~6 倍の定格電流のヒューズを使用し、その定格最小しゃ断電流がヒューズ定格電流の 5 倍程度のもので十分であることが、経験的に確かめられている。この関係に近い高圧の PT 用ヒューズで行った試験結果を最近の本誌上に発表している⁽⁹⁾ので、参照願いたい。

しかし、重要な回路で設備費よりも保護レベルを重視するときには、この新形電力ヒューズを、定格電流は従来どおりに選定すれば、更に保護領域は広がり、有効になる。この場合も、変圧器定格に接近した定格電流の新形ヒューズを使用すれば、小さな内部故障まで保護できてより良いのではないかととも言われるが、変圧器の持つ過負荷耐量をヒューズで制限して無用のヒューズ動作がひん発し、安定した通電を阻害する危険が多い。

(4) F_4 : コンデンサの内部故障

変圧器の励磁突入電流と低圧側の過電流しゃ断器との動作協調などを考慮した場合の電力ヒューズでは、定格電流が大きくなるために 1 相分のコンデンサ素子全数の完全短絡によって初めて動作するので、この場合も小電流しゃ断性能は特に問題にしないでよい。また、コンデンサ保護装置としては、過去の実績から、CB 形よりも高速限流効果のある PF 形のほうが非常に優れており、しかも、バックアップヒューズにもかかわらず、ヒューズのしゃ断不能は全く皆無という報告がある⁽¹⁰⁾。

(5) F_5 : 電力ヒューズの直接負荷側の故障

この箇所もケーブル配線などで十分に絶縁保護して故障が発生しないように構成されるが、最悪時に絶縁破壊が生ずれば、直ちに短絡事故に発展するであろう。

(6) F_6 : フィーダ末端での故障

負荷又は負荷側しゃ断装置の特性が判明している場合、ヒューズとししゃ断装置のしゃ断特性の協調を取っておけば問題はないが、負荷又は負荷側しゃ断器の特性が不明の場合には、安全のために保護範囲の広い新形電力ヒューズを使用するのがよい。

表 5. 1φ, 3φ 変圧器共用ヒューズ (モデルヒューズ) 7.2kV 5~100 A
の変圧器低圧側短絡保護性能予測例

1φTr. 3φTr.	kVA		定格電流 (A)	低圧側短絡 (A)	低圧側短絡 (A)	0	5	10	15	20	30	50	75	100									
	kVA																						
定格電流 (A)		低圧側短絡 (A)		低圧側短絡 (A)		0		5		10		15		20		30		50		75		100	
0		—		—		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
10		0.88		22		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
15		1.32		33.5		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
20		1.75		44		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
30		2.63		66		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
50		4.38		110		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
75		6.55		165		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
100		8.75		220		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
150		13.2		335		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
200		17.5		440		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
250		21.9		550		—		—		—		—		—		—		—		—		—	
300		26.3		660		—		—		—		—		—		—		—		—		—	

注) 1. 上段: 1φ変圧器低圧側短絡時のヒューズ動作状況
2. 下段: 3φ " "
3. 同一段の3符号: 左 $I_M=1.6I_n$, 中 $I_M=2.0I_n$, 右 $I_M=3.0I_n$
(ただし, ○印1個は $I_M/I_n=1.6, 2.0, 3.0$ ともすべて○印なることを示す)
4. 符号の説明
○印: ヒューズは2秒以内にしゃ断完了する……変圧器の保護は可能である。
△#: " 2秒以上で " …… " 不可能である。
×#: " 損傷あるいはしゃ断不能…… " "
—: " 不動作, 健全に残る …… " "
5. 短絡電流は電源, 低圧側のインピーダンス=0, 変圧器のインピーダンス=4%として算出した。

(7) 高抵抗短絡故障

以上, (2)~(5)では, 一度高圧回路で故障を起こせば, たとえ初期故障電流は低くても, 急速に大きな短絡電流に発展するとの前提で検討を進めてきた。しかし, 実回路では, まれに人知の予測を越えた故障が発生する場合があります, (2)~(5)においてでも, ヒューズの定格電流近傍の故障電流が流れる高抵抗短絡が, 万一の場合として発生する危険率は残っている。故障範囲の制限第一をねらう重要回路では, 今回の新形電力ヒューズを使用すれば, 信頼性が非常に向上する。ただし, 新形電力ヒューズと言えども, 過負荷保護は不得手なので, 「ヒューズによる過負荷保護」は考えないで, 「万一の小電流事故でヒューズが動作した場合にしゃ断不能になり, 事故が拡大することを予防する」を第一義とすべきである。

6.3 新形電力ヒューズの応用についてのまとめ

以上, 新形電力ヒューズを使用して有効な場合として次のようにまとめられる。

- (1) 高抵抗短絡が万一生じた場合でも, 広い保護範囲を要求する重要回路。
- (2) 負荷不定の高圧フィードが出ている回路。
- (3) 負荷側変圧器容量の変動が予想される回路。
- (4) 負荷側の高圧又は低圧過電流しゃ断器の特性が不定の場合。
- (5) 高圧又は低圧過電流しゃ断器との協調上必要な場合。
- (6) 大・小容量の変圧器を一括して極力完全保護を要求する場合。
- (7) 変圧器内部故障での広い保護範囲を要求する重要回路の場合。

7. む す び

新形電力ヒューズのうちの細隙式のものについては, IEC, 及び現在の JEC, JIS でも規定していない第2試験系列と第3試験系列との中間電流域に過酷領域のあることが分かったが, これは今後の規格改訂の審議の際に十分に検討する必要がある。また, 新形電力ヒューズの応用上の問題については, その小電流しゃ断性能の向上により, どの程度機器及び回路の保護レベルが向上するか, またヒューズ本来の持つ短所によって保護レベルの限界がどうであるかについても述べた。

今後, 一層これらの問題点を検討し, 小形高性能の電力ヒューズの研究開発に努力したい。読者諸氏のご教示ご指導をお願いしたい。

参 考 文 献

- (1) 岩崎, 太田: 7.2kV CL形限流ヒューズ, 三菱電機技報, 41, 1, 177 (昭42)
- (2) 中島, 今泉, 近田: 電気関係学会関西支部大会, G 3-29 (昭48)
- (3) 岩崎, 太田, 近田ほか: 電気学会全国大会, 793 (昭48)
- (4) 笹本, 秋定ほか: 電気学会全国大会, 791 (昭48)
- (5) 岩崎: 電力ヒューズの特長と使い方, 産業と電気 (昭42-8)
- (6) 太田: 電力ヒューズ, 電設工業 (昭48-4)
- (7) 太田: 負荷の性質と電力ヒューズの選び方, 電気計算 (昭46-10)
- (8) 通産省監修, 日本電気協会: 高圧受電設備指針 p. 162, 165, 184, 185 (昭48-9)
- (9) 岩崎, 野田: 新形 PT 用ヒューズの開発, 三菱電機技報, 47, No. 9 (昭48)
- (10) 関東電気保安協会, 小山: 保守保安面から見た高圧受電設備について, 日本電気協会第52回通常総会研究会講演論文, 5-5

1. ま え が き

交流無停電電源装置として、回転形から静止形への切りかわりが始まって以来久しくなるが、その間に静止形インバータを中心に高信頼度・高効率・小形・軽量の要求を満たすべく、SSI形インバータ⁽¹⁾、高周波変調形インバータ等数多くの改良、開発が行われ、それぞれ効果を上げてきた。しかしながら、最近では上記の要求に加えて、更に小形・低廉・省エネルギー電源が要求されるようになってきた。この要求にぴったりマッチするのが、ここに述べる順逆両用変換器（“RECTIVERTER” 商標登録申請中）である。この変換器は、整流器とインバータの機能を同時に備えた装置で、交流無停電装置において、大幅な小形化、設備価格低減、電力節減を実現可能とする、世界市場初の画期的な装置である。以下にこの変換器の特長、原理、特性等について紹介する。

2. 順逆両用変換器

2.1 開発の背景

図1は、従来から最もはん(汎)用化されている浮動充電式交流無停電電源システムのブロック図である。この方式では、整流器とインバータを通して負荷に電力を供給するため、システム効率の低下はまぬがれない。また、一般にインバータの2倍の電力容量を持つ充電器を必要とする場合が多く、インバータより整流器のほうが、寸法・重量・価格的にウエイトが大きくなっていった。したがって、この方式のままでは、個別機器をいかに改良しても限度があるため、最近の低廉・省エネルギー電源の要求に答えることは難しく、むしろ改良の焦点は無停電電源装置全体に置いて考え直す必要がある。そこで、インバータと整流器の機能を同時に備えた装置を小形で、安価にできないかと

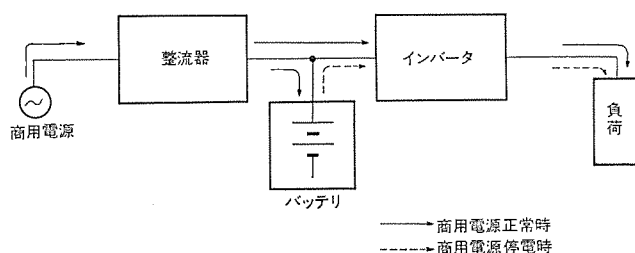


図1. 従来の無停電電源システム

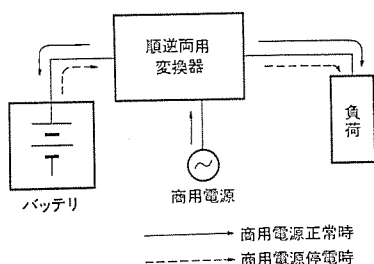


図2. 新しい無停電電源システム

いう発想が生まれる。

順逆両用変換器は、この発想を現実のものにした装置である。この変換器を用いた場合の無停電電源システムを図2に示す。図のように、順逆両用変換器を用いると、整流器としての機能はバッテリーを充電するだけでよく、その必要容量が小さくできる上、別置の整流器をもつ必要もなくなる。更に、順逆両用とする場合に、インバータとして動作する回路をそのまま整流器として使用すれば、インバータ容量に見合った整流器容量が得られ、無停電電源システムとして必要な電力容量の均衡が保たれ、極めて好ましい電源システムを実現できることになる。

2.2 概要

順逆両用変換器とは、前述のように、整流器とインバータの機能を同時に備えた電力変換装置である。従来から同様の思想を実現したものが発表されているが、それらはいずれも両機能間の切り換えを機械的に行うものであり、この方法では切り換え時に負荷電力の瞬断が伴うため、無停電電源装置としては不適當であった。

ここに述べる順逆両用変換器は、インバータの持つ電力の可逆性に着目し、通常のインバータでは、電力の制御は交流出力を対象に制御していたのに対し、インバータ回路をそのまま用いて、電力の流れを直流→交流、交流→直流のいずれの方向にも制御できるようにしたものである。したがって、原理的に、動作しているいかなる瞬間もインバータであり、かつ整流器であるため、商用入力電源が停電しても、連続してインバータ動作を継続し、負荷へ無瞬断で電力を供給できるものである。図3に3kVA順逆両用変換器の外観を示す。従来のインバータと同じ寸法でこの変換器が実現できるところに大きな特長がある。

2.3 特長

順逆両用変換器 (RECTIVERTER) を用いた新方式無停電電源装置には、数多くの長所があるが、その代表的なものを列挙すると次のとおりである。

- (1) 寸 法 浮動充電用整流器が省略できるため、バッテリーを除いた総合寸法は従来の約40%にできる。
(高さを同一とすれば、占有床面積は約40%となる。)
- (2) 重 量 (1)と同様従来の約40%にできる。
- (3) 切り換え時間 商用停止時（通常停止及び商用側短絡事故時）も、負荷には無瞬断で電力を供給できる。商用復帰時も同様である。
- (4) インバータ性能 従来のインバータの性能を何ら阻害することなくそのまま保持している。
- (5) 整流器性能 浮動充電用整流器としての、すべての性能を備え、何らそんな色なく、手動・自動充電（自動均等充電・浮動充電）が可能である。
- (6) 総合効率 商用入力正常時整流器、インバータと二つのセクションを通すことなく、直接負荷に電力を供給で

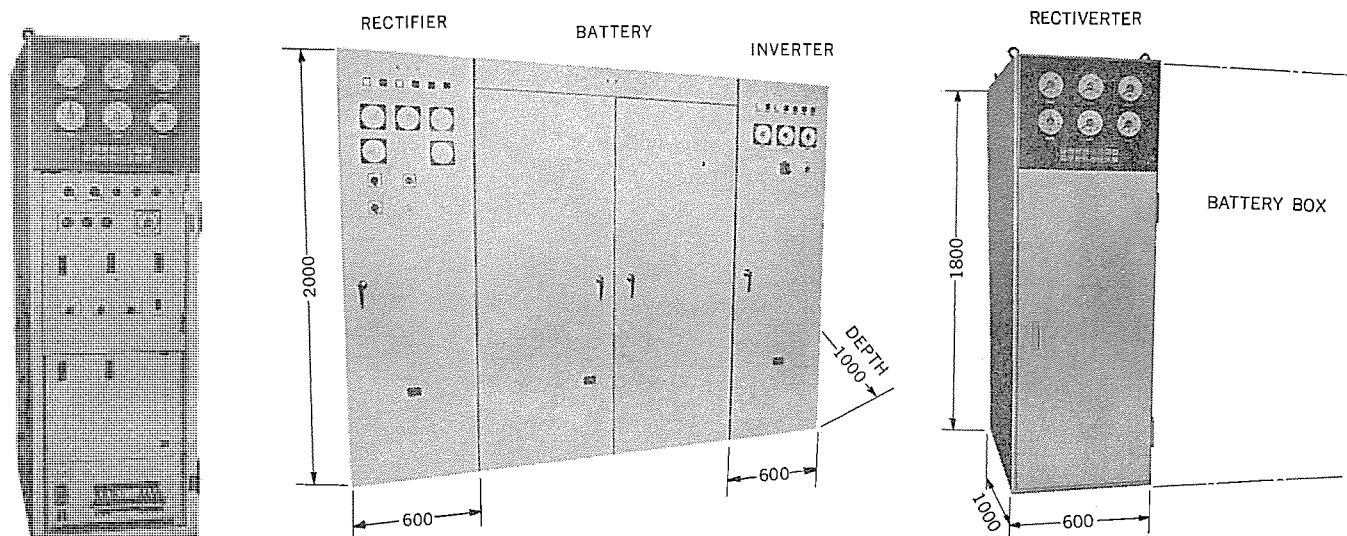


図 3. 3kVA 順逆両用変換器

(a) 従来方式の無停電電源装置
(交流出力 3kVA)

(b) 新方式の無停電電源装置 “Rectifier”
使用 (交流出力 3kVA)

図 4. 無停電電源装置の従来方式と新方式の外観比較

きるため、同一負荷に対し、約 45 % 電力が節約できる。

- (7) 設備価格 浮動充電用整流器の省略により、設備工事費、装置価格の低減が計れる。

図 4. に容量 3kVA の場合の従来方式と新方式無停電電源システムの外観比較を示す。

3. 動作原理

この変換器は、インバータ自身の持つ電力の可逆性を積極的に利用したものであり、従来のインバータの出力側に、イントラプタ回路を付加し、商用電源と突き合わせている以外は全く変わっていない。

図 5. にこの変換器の一構成例を示す。この例では変換器の主流

路に SSI 形 インバータ⁽¹⁾を利用している。SSI 形 インバータについては本誌 44 巻 No. 7 「新形小容量サイリスタインバータ」に詳述しているので、それを参照願うこととし、ここでは図 5. について逆変換動作（インバータ動作）は簡単にふれ、順変換動作（充電用整流器動作）及び相互切り換え動作を説明する。

3.1 逆変換動作（インバータ動作）

図 5. の回路において、逆変換動作をする場合は商用電源が停電し、イントラプタが開路の条件で、バッテリーを入力電源として、負荷にインバータ出力電力を供給している動作モードであり、図 6. はこのモードの定常動作波形である。

図 6. における $t_0 \sim t_7$ 期間の動作は上記文献(1)の「SSI 形 インバータ」によるものとする。

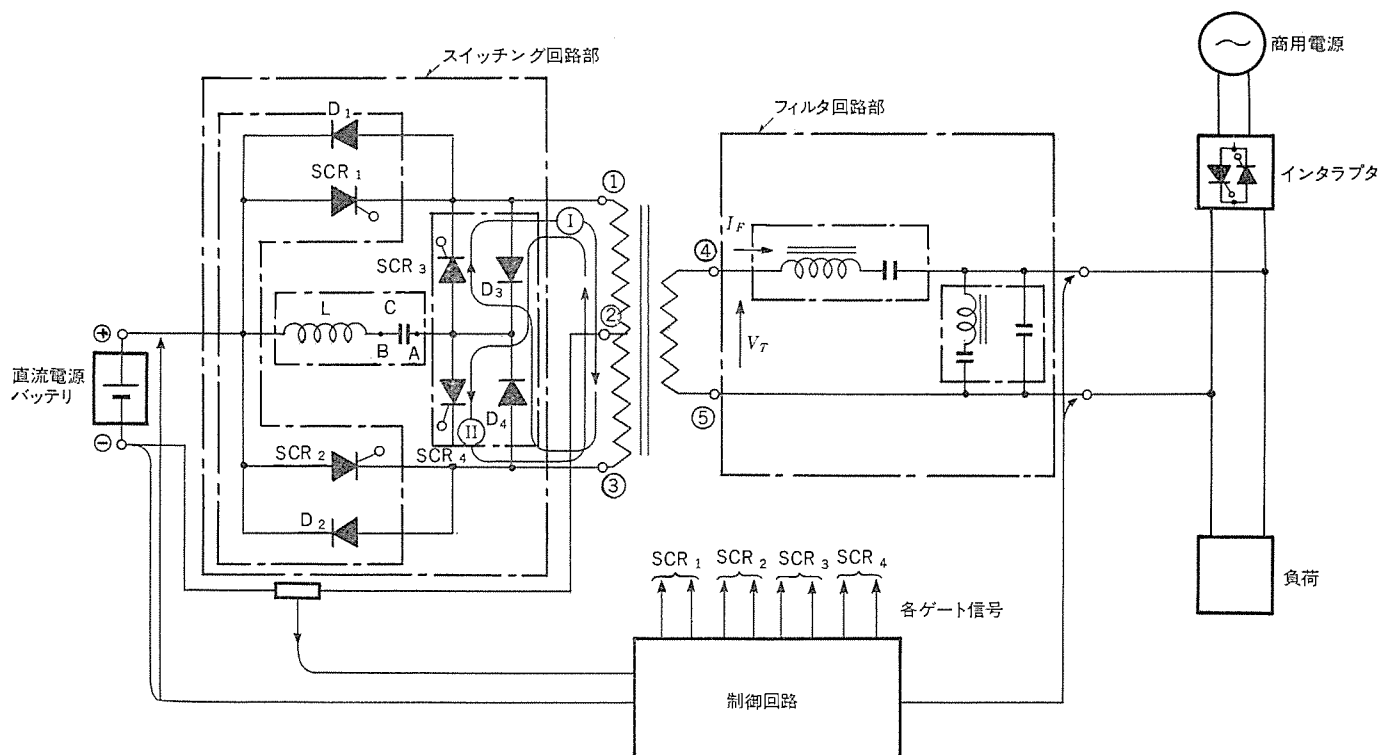


図 5. 電力変換部主回路

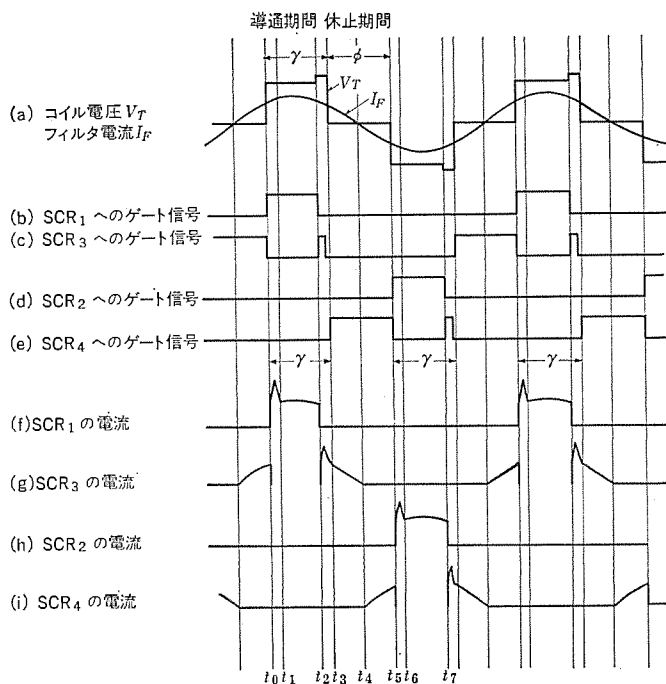


図 6. 逆変換時の各部動作波形

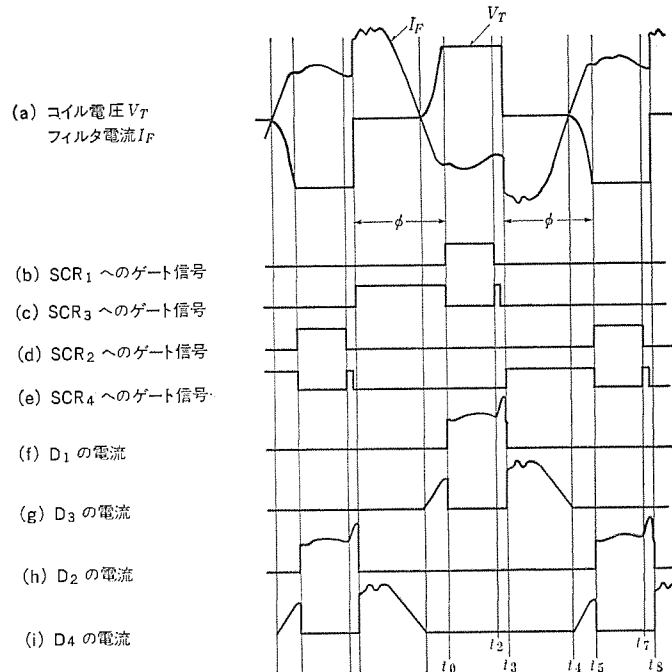


図 7. 順変換時の各部動作波形

3.2 順変換動作 (充電用整流器動作)

順変換動作をする場合は商用電源が正常でインタラプタが閉路の条件で、商用電源から負荷に電力を供給しつつ、直流側のバッテリーを充電している動作モードである。図 7. はこのモードの定常動作波形である。

順変換動作の基本は、前述のとおりインバータ動作時における直流電源と(フィルタ部を含めて)負荷側との間の無効電力の可逆性にある。今、インバータ動作の状態のまま、インバータの出力端子に商用電源をある位相差でかつ同期させて接続した場合、インバータ部と商用電源との間に循環電流が流れる。この循環電流はインバータの出力電圧、すなわち、インバータ動作時の休止期間を持つ(矩)形波の休止角 ϕ を変化すれば、その大きさと力率が変化する。

順変換動作は、この電流の有効分が休止期間を持つ矩形波の導通角 γ の期間に直流電源側に放出される特性を利用したものである。

したがって、インバータ動作時とは逆に、スイッチング部の休止角 ϕ を変化することにより、充電電力を制御することが可能で、バッテリー充電機能として必要な浮動充電、均等充電等を行うことができる。

図 8. は、休止期間 ϕ の変化に対する充電可能電力の関係の一例を示したものである。以下図 5. と図 7. により、上記動作を説明する。図 7. 中のタイムスケールは、図 6. のインバータ動作時と同じである。

(1) 定常状態では、 $t_0 \sim t_3$ の期間に、フィルタ部に蓄積したエネルギーが、SCR₁と逆並列に接続したダイオードD₁を通し、直流側に放電し、バッテリーを充電している。SCR₁には、図 7. (b) のとおりゲート信号が印加されているが、D₁の電流により逆バイアスされ off である。図 7. (f) は、この期間にD₁を通して、バッテリーを充電する電流である。

(2) t_3 の時点で、SCR₁のゲート信号をなくすると同時にSCR₃

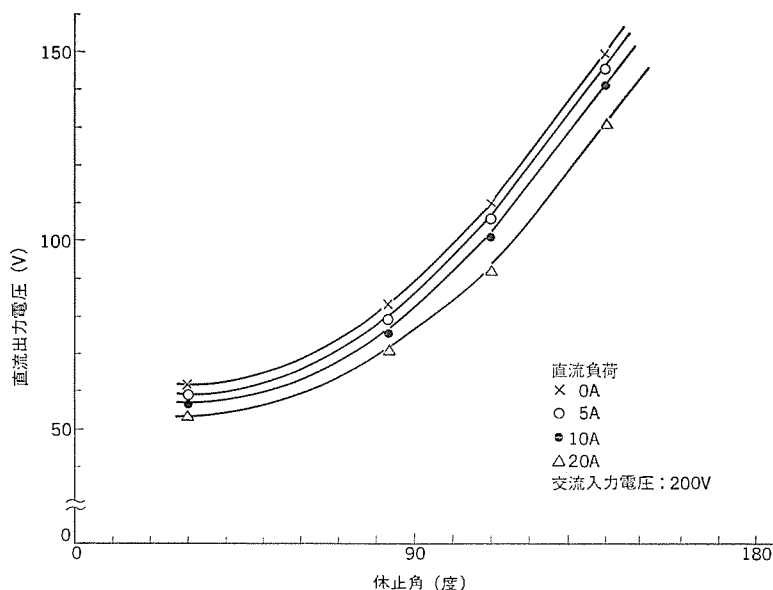


図 8. 休止角と充電電力の関係

に図 7. (c) のゲート信号を印加すると、インバータ動作時と同様転流コンデンサCの電荷がD₁を通し放電し、D₁にはバッテリー充電電流との和が流れる。

(3) t_3 の時点で、SCR₄に図 7. (e) のゲート信号を印加すると、D₁に流れていた電流はD₃とSCR₄に移行し、トランスの端子①—③間を短絡する。この結果、図 7. (a) に示すように休止期間が生じ、フィルタを通して商用電源を短絡することになり、この $t_3 \sim t_4$ 期間に、バッテリーの充電に必要なエネルギーをフィルタの直列インピーダンス部に蓄積する。

(4) t_4 の時点で、SCR₄とD₃を通して流れているフィルタ部の循環電流の極性が反転すると、SCR₃は t_3 の時点で既に off となっていて、トランスの短絡ループがないため、フィルタ部に蓄積したエネルギーと t_3 の時点で反転した転流コンデンサのエネルギーが重畳し、転流コンデンサの電荷をトランスの端子③—D₄—転流回路—直流電源+端子—トランス

端子②のループで放電し、図 7. (i) に示す電流でバッテリーを充電する。

(5) t_5 の時点で、転流コンデンサの電荷が放電し終わると、 D_4 に流れていたフィルタの蓄積エネルギーの電流は、 SCR_2 と逆並列に接続した D_2 に移行し、 $t_5 \sim t_7$ の期間に図 7. (h) に示す電流で、バッテリーを充電する。

したがって、 t_5 以後の動作は t_0 以後と極性が異なるだけで、動作としては、 $t_0 \sim t_5$ 期間と全く同一であるため、説明を省略するが、この動作を繰り返し、バッテリーに充電電力を供給する。

以上、図 5. に示すインバータ回路方式について説明したが、この順変換動作は休止期間を制御し得るすべてのパルス幅変調 (PWM) 方式及び高周波変調方式のインバータに対しても可能である。

3.3 順変換動作→逆変換動作の切換え

この変換器は、無停電電源を目的とするものであるから、商用電源の開放若しくは短絡のいずれの形式の停電であっても、瞬時に検出し、インタラプタを開放するとともに無瞬断で、逆変換動作を継続する必要がある。しかるに、この変換器では 3.2 節で説明のとおり、順変換動作でも、スイッチング部の動作は基本的にいかなる瞬間も逆変換動作と同一で、単に制御の対象を導通期間 γ か休止期間 ϕ かのいずれに置くかが異なるだけであるため、全く無瞬断で負荷に電力を供給できる。

インタラプタには強制転流方式のサイリスタインタラプタを採用し、商用停電の検出と同時にインタラプタを動作させ、商用電源ルートを開路している。

3.4 逆変換動作→順変換動作への復帰

商用電源が正常に復帰した場合、あらかじめ設定した正常確認時間経過後、逆変換動作時の出力電圧位相と、商用電源電圧位相を同期させ、インタラプタを閉とし、制御対象を導通期間 γ から、休止期間 ϕ に移行し、順変換動作に復帰している。

4. 順逆両用変換器の性能

順逆両用変換器の標準性能と特性例を紹介する。

4.1 電気性能

順逆両用変換器の性能を表す場合、順変換器 (整流器) としての性能、逆変換器 (インバータ) としての性能及び両変換動作相互切替り時の特性について考える必要がある。それぞれの動作の場合について、静特性及び動特性が問題となり、特に、順変換動作と逆変換動作相互切替り時の動特性が重要である。

図 9. は、3 kVA 200 V 順逆両用変換器を順変換器として動作させた場合の電圧変動・効率・力率を自動均等充電、自動浮動充電の場合について示している。

従来のインバータ回路をそのまま使用して整流器として動作させているが、従来のサイリスタ式位相制御形整流器と性能的にほとんど変わりなく、均等充電・手動充電といった過充電も十分可能であることが分かる。垂下特性についても同様に安定に動作している。

図 10. は、逆変換器として動作させた場合の電圧変動・周波数変動・効率・波形ひずみ率を示している。この装置の回路は、SSI 形

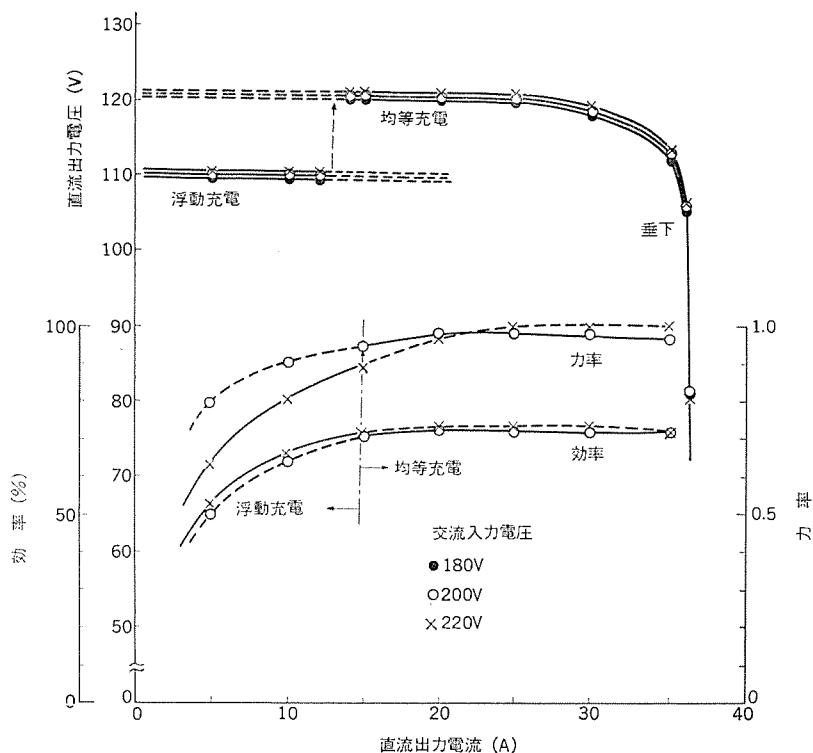


図 9. 順変換特性 (3 kVA 200 V “Rectifier”)

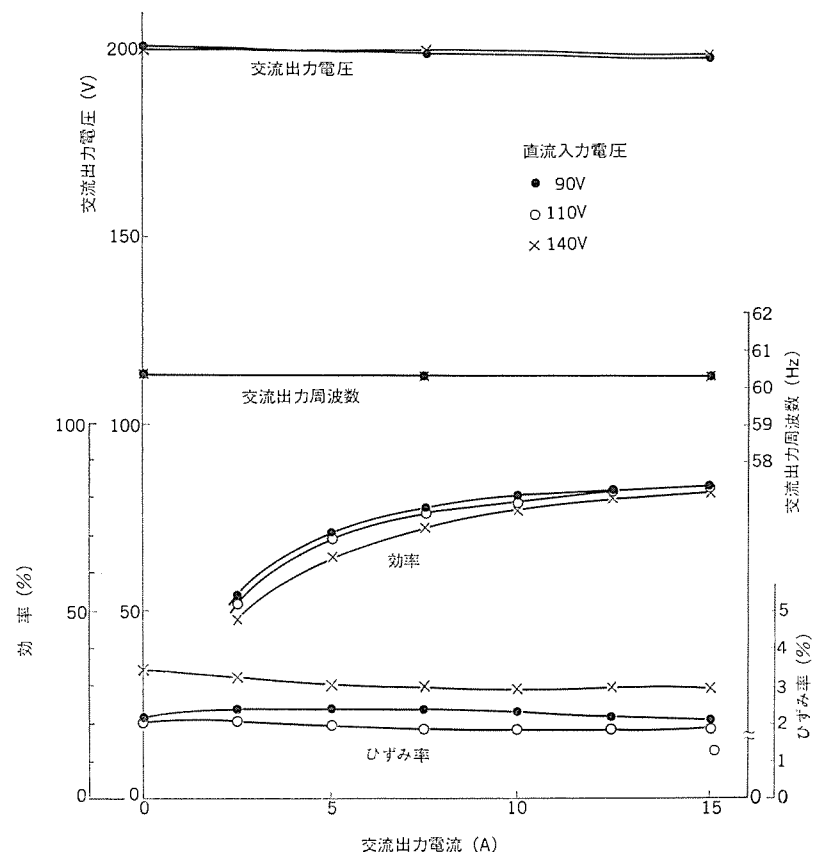


図 10. 逆変換特性 (3 kVA 200 V “Rectifier”)

インバータの回路構成をそのまま採用しているため、逆変換性能は SSI 形インバータの性能をそのまま備えており、一般に使用されているブリッジ形インバータに比べて小形・高効率である。逆変換動作時の動特性についても、SSI 形インバータのそれと同じであるため省略する。

図 11. は、順変換浮動充電中に、商用電源が停電して、逆変換動作に切替わるときの負荷電圧の変化の様子を示している。図 12.

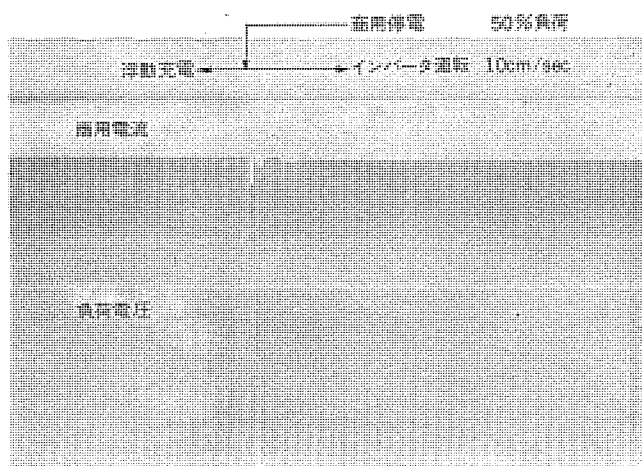


図 11. 商用電源停電時の負荷電圧

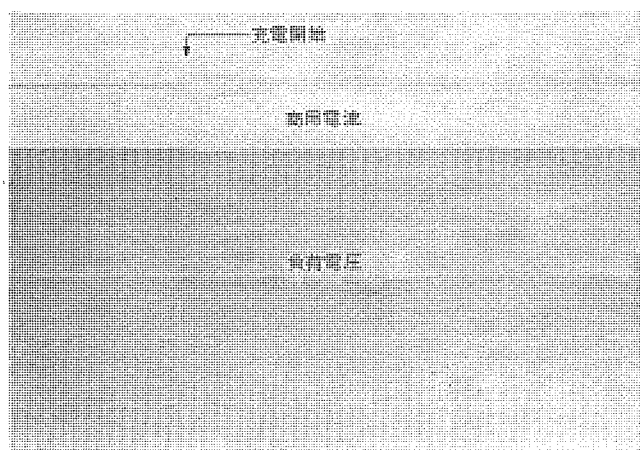


図 12. 商用電源復帰時の負荷電圧

は、逆変換動作中に、導用電源が停電から復帰して、順変換動作に切りかわるときの負荷電圧の変化の様子を示している。順変換動作から逆変換動作への切りかわり時は、機械的な回路切換えはなく、電流の方向変換とインバータとしての全負荷変動だけであるため、1サイクル程度は負荷電圧が落ち込むが、5サイクル以内に回復している。また逆に、逆変換動作から順変換動作への切りかわり時は、商用電源電圧と逆変換動作出力電圧の位相が合った時点で切り替えているため、負荷電圧の変動はほとんどなく、商用電源インピーダンスによる電圧変動だけである。上述のように、順変換動作と逆変換動作相互の切り替えは無瞬断で行われることがこの装置の大きな特長である。

4.2 構造

図 4. は、無停電電源装置について、従来方式すなわち整流器、バッテリー、インバータの組合せと新方式すなわち順逆両用変換器、バッテリーの組合せの外観を比較したものである。バッテリーはどちらの方式でも同じものであるため、整流器+インバータと順逆両用変換器を比較すれば、新方式のほうが約 40% 寸法的に小さくできることが分かる。

順逆両用変換器の構造は、JEM 規格、電力会社統一規格に準拠しており、入出力メータと集中表示ランプだけが表面に出ている。操

作部分はとびらで保護されており、不注意により誤操作することのないよう配慮されている。とびら内部には、ノーヒューズブレーカ、スイッチ、電圧設定器などの操作部品を配置したパネルがあり、このパネルも開閉可能になっており、前面と後面だけで保守が可能な構造になっている。

4.3 信頼性ほか

順逆両用変換器の主回路について見ると、整流器とインバータの両方の機能を備えていながら、インバータとほぼ同一回路、部品を使用しているため、主回路部の信頼度はインバータのそれとほとんど変わらず、故障率は 5×10^{-6} fr/h (ただし、環境ストレスファクタは 1 とする) である。制御回路について見ると、順逆両変換動作を制御する必要があるため、従来のインバータ又は整流器の制御回路に比べると、現状では複雑で部品数も約 2 倍と多くなっている。

無停電電源システム全体の信頼度比較をした場合、従来方式ではインバータの信頼度、新方式では順逆両用変換器の信頼度に依存するため、後者がやや悪くなる。しかし、一般的に行われるように、商用直送バイパスルートを追加して並列冗長系にすれば、従来方式でも新方式でも信頼度は極めて良くなり、その差はほとんど無くなる。

5. 問題点

この装置の現状での問題点を挙げるならば、次の 2 点であろう。一つは、順変換動作から逆変換動作への切りかわり時に、図 11. に示したような負荷電圧変動が起こる点である。同図に示すような電圧変動では一般負荷ではほとんど問題とならないが、コンピュータの IC メモリなどの特殊な負荷に対しては問題となる場合がある。他の一つは、負荷電圧無瞬断とするために商用停電検出感度を高くしており、このため、商用電源が停電しなくても、商用電圧瞬時低下が起これば、商用停電を検出して、順変換動作から逆変換動作へと切りかわる現象が起きることである。すなわち、不要な切りかわり動作が起こることになる。しかしながら、この現象に対しては、図 11. に示した切りかわり時の負荷電圧変動が負荷にとって問題がなければ実害はないことになり、特筆すべき問題ではないと言える。

6. むすび

以上述べたように、順逆両用変換器は無停電電源装置の分野で、系統消費電力の節減・寸法縮小・価格低減等多くのメリットを持つ画期的な装置である。現状では 5 章に述べた問題点もあるが、これらは特殊な場合を除いて無視できる程度のものであり、順逆両用変換器を取り入れた無停電電源装置が今後の電源設備の向かうべき方向であろうと思われる。しかしながら、この装置は電源設備の中でも特に、高信頼性を要求される無停電電源装置に使用されるものであるだけに、その新規性の故に高信頼性を保証するための実績を積み上げて行くことが今後の課題であろうと思われる。(昭和 50-3-11)

参考文献

- (1) 民井、徳富：新形小容量サイリスタインバータ、三菱電機技報、44, No. 7, 70 (昭 45)

ポリスチレン系プラスチックの光劣化に及ぼす波長の効果

高橋 一郎*

1. ま え が き

近年、プラスチック材料は、その優れた機械強度と軽量かつ安価である長所を生かして、各種の照明器具に用いられるようになってきたが、その耐久性が問題となる^{(1)~(3)}。照明器具に用いられるプラスチックの劣化要因としては光の影響が最も大きく、その光劣化挙動を調べることは、照明器具の長期信頼性を向上させるうえで重要なことである。

一般にプラスチック材料を劣化させる光は、波長が400 nm以下の紫外線であるが、最大劣化を起こす波長はプラスチックにより異なり、例えば、ポリスチレン(PSと呼ぶ)では320 nm、ポリエチレン(PEと呼ぶ)では300 nmであることが報告されており⁽⁴⁾、照射波長のいかに光劣化挙動に影響を及ぼす。耐衝撃性PSはポリスチレンとポリブタジエンの2成分よりなり、ポリブタジエン部分が劣化しやすいことが知られている。しかし、照射光の波長による劣化挙動のちがいを調べた研究は少ない。

ここでは、プラスチックを照明器具に適用した場合の劣化特性を明らかにする研究の一つとして、発光の短波長限界が、それぞれ275 nm, 320 nm, 370 nm, 380 nmの光を耐衝撃性PSに照射し、その光劣化挙動に及ぼす波長の効果を検討した結果を述べる。

2. 実 験 方 法

2.1 試 料

使用したプラスチックは、市販の耐衝撃性PS(試料A)と一般用PS(試料B)の2種類である。元素分析より、試料Aは18重量%のブタジエンゴム成分を含有する。試料フィルムは2%のベンゼン溶液をアルミシャーレに採取し、室温で溶媒を蒸発後成膜、60°Cで80時間真空乾燥することにより作製した。フィルムの膜厚は15~20 μm である。

2.2 照射実験

照射光源として、500 Wの高圧キセノンランプ(ウシオ電機製、UXL-500 D-0)を用いた。光源より約8 cmの距離に試料フィルムをおき、

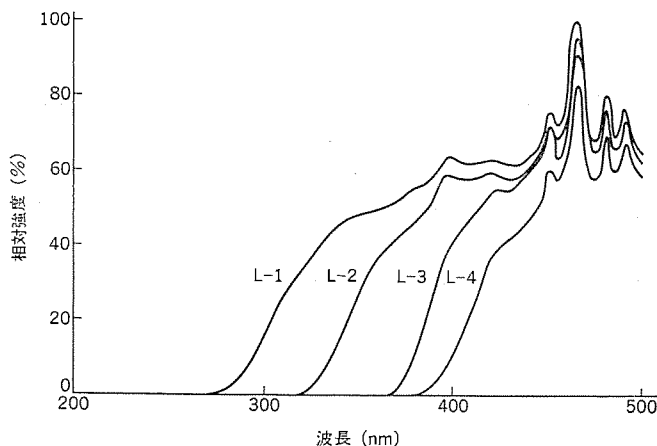


図1. 照射光のスペクトル

表1. フィルタと照射光の特性

照射光	フィルタ	吸収端 (nm)	光強度	
			波長域1 (mW/cm ²)	波長域2 (mW/cm ²)
L-1	UV-31	275	63.0	13.5
L-2	UV-35	320	58.9	8.2
L-3	UV-39	370	56.9	2.3
L-4	VY-42	380	50.7	0.4

波長域1: 吸収端から680 nmまで

波長域2: 吸収端から400 nmまで

その前面に4種類の短波長カットフィルタ(東芝製)をそれぞれ設置し、異なる波長の光を照射した。ここで用いたフィルタ、各照射光のスペクトル及び試料面での光強度を図1.と表1.に示す。実験温度は55°C, 63°C, 70°Cと定め、ブラックパネルの温度を熱電対で測定し、ヒータと電子式温度制御器により実験温度の $\pm 1^\circ\text{C}$ に保った。

2.3 劣化の測定

赤外分光光度計(島津製作所製、IR 2 G形)と自記分光光度計(島津製作所製、MPS-50 L形)により、赤外吸収スペクトルと紫外吸収スペクトルを測定し、光照射によるPSの内部構造変化を求めた。

3. 結果と考察

3.1 光劣化の照射波長依存性

実験温度63°Cでの光照射による試料Aフィルムの赤外吸収スペクトル変化を図2.に示す、 $3,400\text{ cm}^{-1}$ 及び $1,700\text{ cm}^{-1}$ 付近の吸収と $1,400\text{ cm}^{-1}$ から 800 cm^{-1} にわたるブロードな吸収が増加し、 960 cm^{-1} 付近の吸収が減少した。 $3,450\text{ cm}^{-1}$ の吸収は水酸基による⁽⁵⁾。 $1,700\text{ cm}^{-1}$ 付近の吸収はカルボニル基によるものであり⁽⁶⁾、その帰属の詳細を次に示す。 $1,739\text{ cm}^{-1}$, $1,730\text{ cm}^{-1}$, $1,720\text{ cm}^{-1}$, $1,704\text{ cm}^{-1}$ の吸収はそれぞれ、エステル、アルデヒド、ケトン、酸のカルボニル基により、また、 $1,699\text{ cm}^{-1}$ と $1,685\text{ cm}^{-1}$ の吸収は、 α , β -不飽和アルデヒドと α , β -不飽和ケト

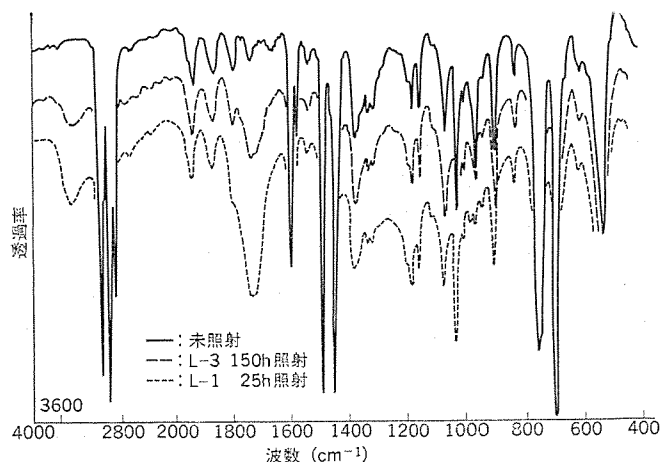


図2. 試料Aの光照射による赤外吸収スペクトルの変化(実験温度: 63°C)

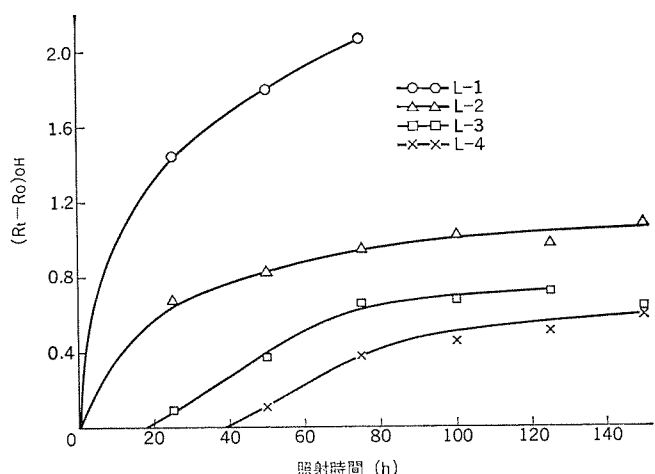


図 3. 試料Aの水酸基 ($3,450\text{ cm}^{-1}$) の変化に及ぼす照射波長の効果 (実験温度: 63°C)

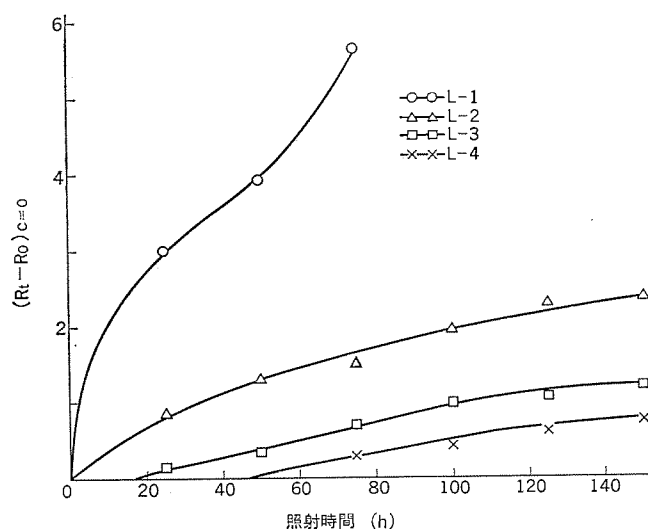


図 4. 試料Aのカルボニル基 ($1,730\text{ cm}^{-1}$) の変化に及ぼす照射波長の効果 (実験温度: 63°C)

による⁽⁶⁾。 967 cm^{-1} と 910 cm^{-1} の吸収はトランス-1, 4及びトランス-1, 2-不飽和基による⁽⁷⁾。 $1,400\text{ cm}^{-1}$ から 800 cm^{-1} にわたるブロードな吸収は複雑であり、その帰属は明らかでない。 $1,940\text{ cm}^{-1}$ の吸収はフェニル基による⁽⁸⁾が、光照射による変化は認められなかった。各特性吸収は、フェニル基の吸収を基準にして、これとの吸光度比 D_x/D_p の形で表した。ここで、 D_x 及び D_p は各特性吸収基とフェニル基の吸光度である。

L-1, L-2, L-3, L-4 の各光照射による水酸基とカルボニル基の経時変化を図 3. と図 4. に示す。これらの図において、縦軸は赤外吸収の光照射前の吸光度比 $R_0=D_0/D_{p0}$ と光照射後の吸光度比 $R_t=D_t/D_{pt}$ の差 (R_t-R_0) である。変化量は $L-1>L-2>L-3>L-4$ の順で、短波長域を含む光の照射ほど大きくなる。L-1 以外の各光照射では、吸光度比の経時変化が飽和を示し、また、L-3 及び L-4 の場合に誘導期が認められた。照射波長が $>275\text{ nm}$ である L-1 の場合は、変化量が他に比べてかなり大きく、しかも経時変化に飽和が認められなかった。トランス-1, 4-不飽和基の変化を図 5. (a) に示す。水酸基やカルボニル基の場合と同様、短波長を含む光ほど変化量が大きく、また、L-1 以外の光照射で、変化傾向が同じであった。しかし L-1 の場合、吸光度比変化 $(R_t-R_0)\text{trans CH=CH}$ が極小値を示し、25 時間以上の光照射では逆に増加した。

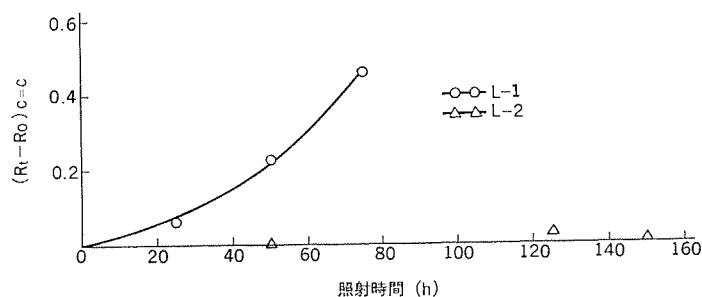
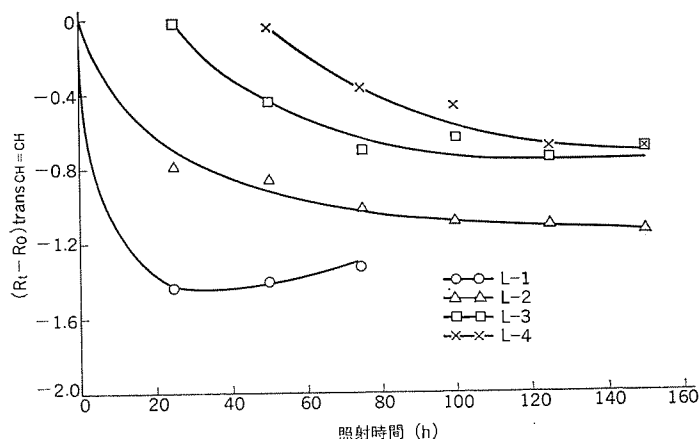
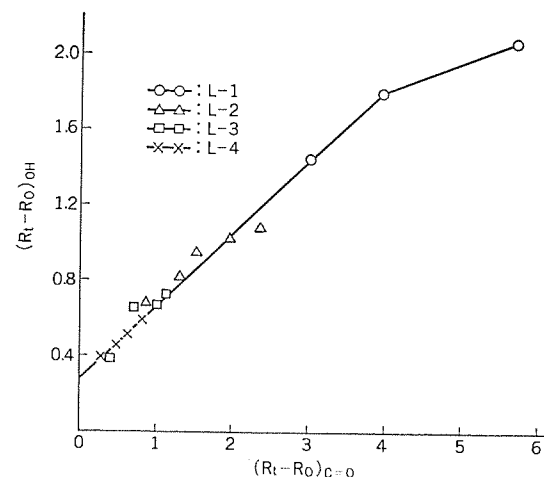


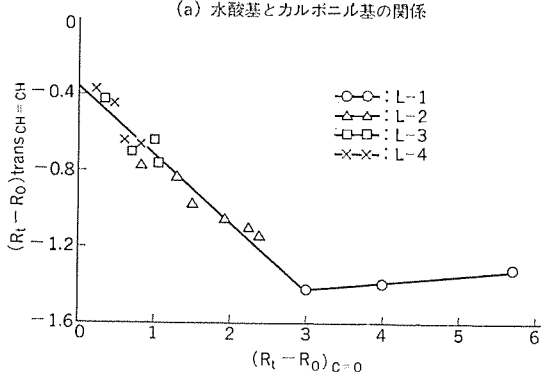
図 5. 試料Aのトランス-1, 4-不飽和基及び共役 2 重結合の変化に及ぼす照射波長の効果 (実験温度: 63°C)

照射光の波長の違いにより、赤外吸収の経時変化に差を生じたが、これは試料Aフィルムの劣化過程が照射光により異なるためと思われる。これを確かめるため、各特性吸収間の相関関係を調べた。水酸基 $(R_t-R_0)_{OH}$ とカルボニル基 $(R_t-R_0)_{C=O}$ の関係を図 6. (a) に、トランス-1, 4-不飽和基 $(R_t-R_0)_{\text{trans CH=CH}}$ とカルボニル基 $(R_t-R_0)_{C=O}$ の関係を図 6. (b) に示す。L-1 以外の光照射では、両関係とも一つの直線上にのった。しかし L-1 の場合、図 6. (a) において劣化がかなり進んだところで直線からのずれを生じ、また、図 6. (b) においてトランス-1, 4-不飽和基の減少が認められなくなった後もカルボニル基のかなり大きな増加が観測された。したがって、L-1 以外の光照射では劣化過程が同じであり、ポリブタジエン部分が劣化すると思われる。しかし L-1 の場合は、他と異なりポリブタジエンだけでなく、ポリスチレン部分も劣化すると思われる。ポリスチレンの劣化に関係する $1,582\text{ cm}^{-1}$ の共役 2 重結合⁽⁵⁾⁽⁸⁾の経時変化を図 5 (b) に示す。L-1 にのみ増加が認められ、この場合ポリブタジエンに加え、ポリスチレン部分も劣化することが分かった。

光照射による試料Aフィルムの紫外吸収スペクトルの変化は、 280 nm より短波長域に吸光度の大きな増加を示した。これはポリブタジエン部分の酸化劣化により生じた 238 nm と 280 nm におおの吸収を持つ α , β -不飽和カルボニル基によると思われる⁽⁹⁾。また、 240 nm の吸収はポリスチレンの酸化劣化により生ずるフェニルチン基とも関係する。これと類似の構造を持つアセトフェノンの特性吸収波長は 243 nm である⁽⁹⁾。ポリスチレンの酸化劣化により生ずる吸収としては、 240 nm のほかに 340 nm の吸収がある⁽¹⁰⁾。L-1, L-2, L-3, L-4 の各光照射による 240 nm , 280 nm 及び 340 nm の吸光度の経時変化を図 7. に示す。この図において縦軸は光照射前の吸光度 D_0 と光照射後の吸光度 D_t の差 $\Delta D=D_t-D_0$ である。ポリブタジエン部分の劣化に関係する 240 nm と 280 nm の吸光度変化は赤外吸収の変化と同様、短波長



(a) 水酸基とカルボニル基の関係



(b) トランス-1,4-不飽和基とカルボニル基の関係

図 6. 特性吸収基の相関関係 (実験温度: 63°C)

域を含む光の照射ほど大きかった。ポリブタジエンの劣化にのみ関係する280nmの吸収ではL-3, L-4の場合に、誘導期が認められた。ポリスチレンの劣化に 関係する340 nmの吸収はL-1の光照射にのみ大きな変化を示し、それ以外ではほとんど変化しなかった。これらの結果からもL-1の場合は、ポリブタジエン部分に加えポリスチレン部分も劣化し、それ以外の光照射ではポリブタジエン部分しか劣化しないといえる。

照射光の波長により、試料A (耐衝撃性PS)の劣化機構が異なるが、これを確かめるために試料B (一般用PS)の光照射による赤外吸収スペクトル及び紫外吸収スペクトルの変化を調べた。赤外の1,730 cm^{-1} のカルボニル基と1,582 cm^{-1} の共役2重結合の吸収、紫外の240 nmと340 nmの吸収の経時変化を図8に示す。

L-1の場合にだけ各吸収の増加が認められ、ポリスチレン部分の劣化は320 nmより短波長域を含むL-1によってのみ起こることが分かる。

3.2 光劣化の温度依存性

試料AフィルムのL-1及びL-3の光照射における劣化の温度依存性を調べた。実験温度55°C, 63°C, 70°Cの各場合のカルボニル基とトランス-1, 4-不飽和基の変化を図9.と図10.にそれぞれ示す。L-1とL-3のどちらの場合も、カルボニル基の変化は温度による差ははっきり認められたが、トランス-1, 4-不飽和基の変化はその差が小さか

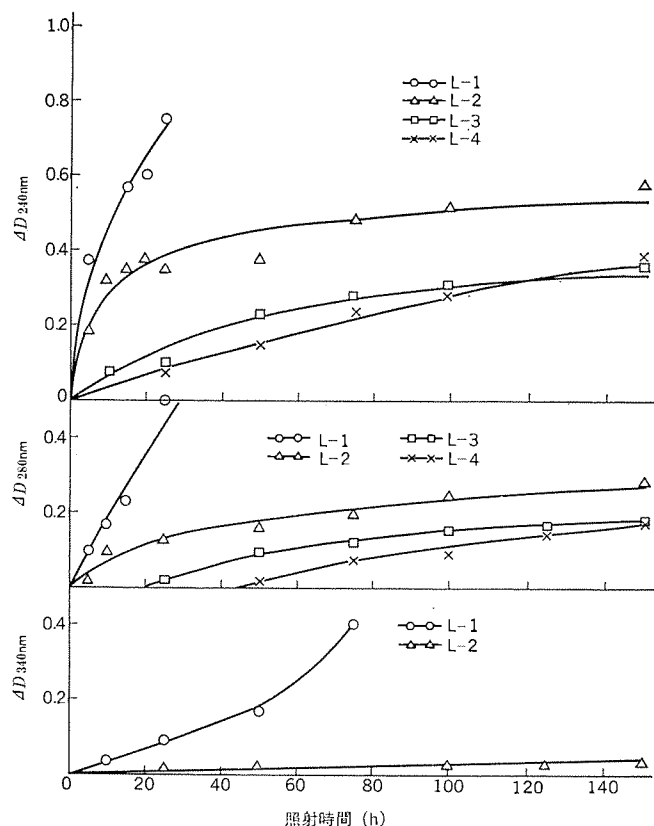


図 7. 試料Aの紫外吸収変化に及ぼす照射波長の効果 (実験温度: 63°C)

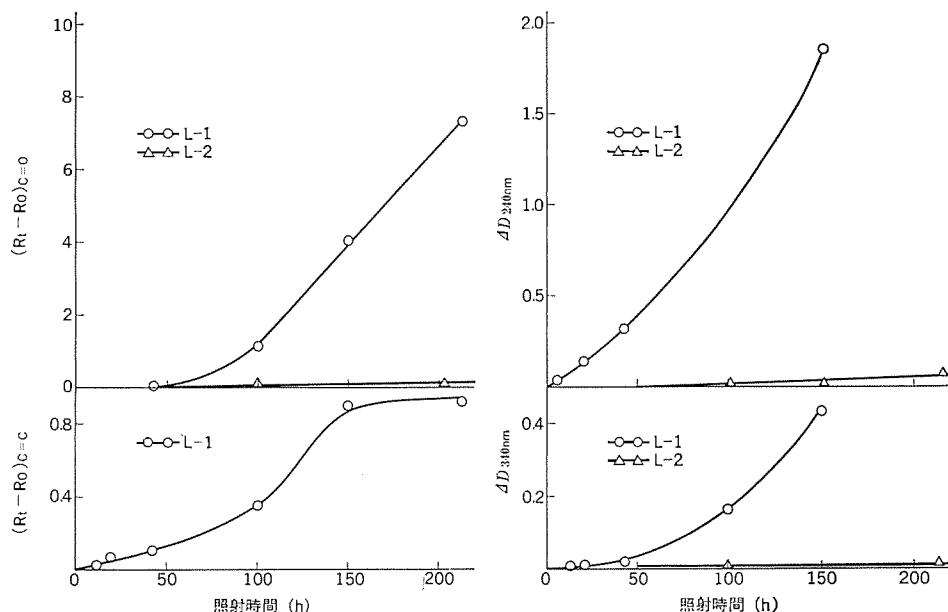


図 8. 試料Bの光照射による赤外吸収及び紫外吸収の経時変化 (実験温度: 70°C)

った。L-1によるカルボニル基の変化は二つの領域にわけられる。第1は照射時間とともに変化速度(dR/dt)が減少する領域であり、第2は再び dR/dt が増加する領域である。

図9.のカルボニル基の変化より求めた dR/dt のファレニウスプロットを図11.に示す。 $\ln(dR/dt)$ と $1/T$ の間に良好な直線関係が成立し、このよう(勾)配よりカルボニル基増加の活性化エネルギー $E_{C=O}$ を求めた。L-1の場合、 $E_{C=O}$ の値として、初期速度 $(dR/dt)_{R=0}$ から11.8 kcal/molを、再び増加を示す領域の $(R_t - R_0)_{C=O} = 4$ の点における

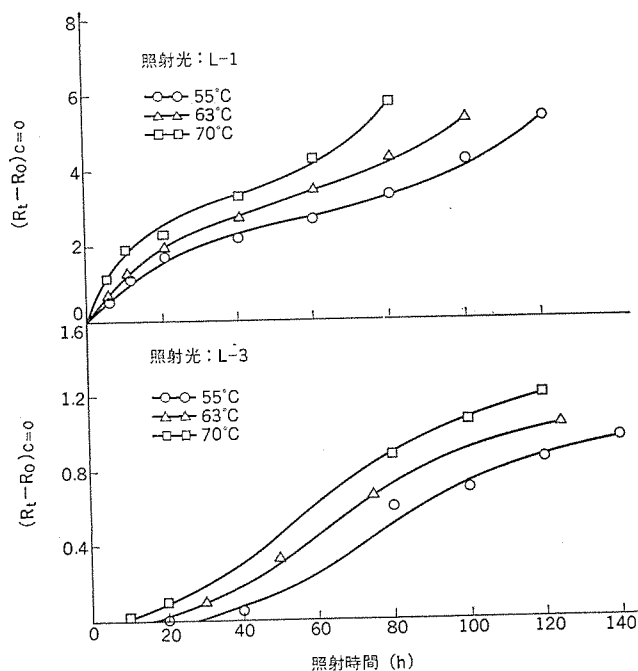


図 9. 試料Aのカルボニル基 ($1,730\text{ cm}^{-1}$) 変化の温度依存性

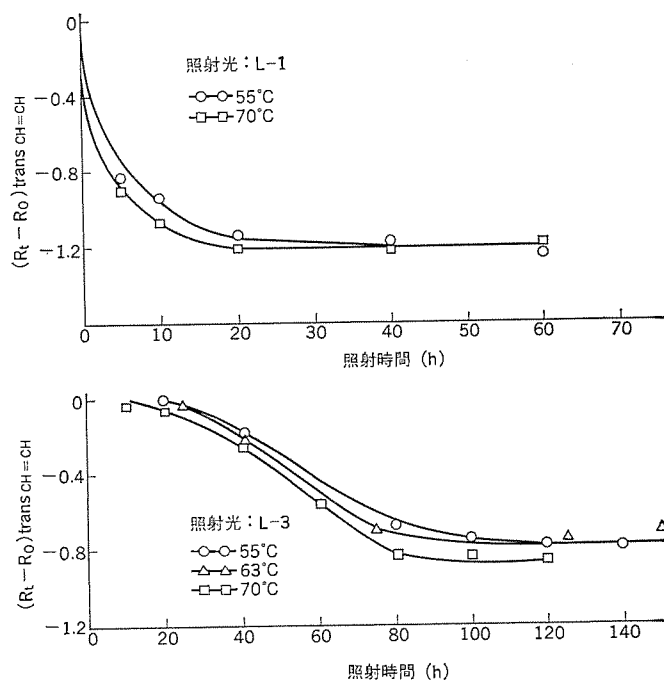
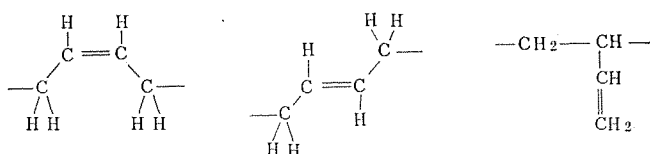


図 10. 試料Aのトランス-1, 4-不飽和基 (967 cm^{-1}) 変化の温度依存性

変化速度 $(dR/dt)_{R=4}$ から 6.0 kcal/mol を得た。後者の値はポリスチレンの光劣化の活性化エネルギーとして、青木ら⁽¹¹⁾が赤外吸収のカルボニル基の変化から求めた 5.2 kcal/mol 及び Grassie ら⁽¹²⁾によって得られた 6.0 kcal/mol の値と一致した。L-3 の場合に $E_{C=O}$ として、L-1 における初期速度から得た値とほぼ同じ 13.2 kcal/mol を得た。これらの事実は次のようなことを示している。すなわち、L-1 照射ではポリブタジエン部分とポリスチレン部分の両方が劣化するが、ポリスチレン部分に比べポリブタジエン部分の劣化速度がかなり大きく、最初はポリブタジエン部分の劣化が支配的である。しかし、ポリブタジエン部分が消失した後はポリスチレン部分の劣化が支配的となる。これに対して、L-3 の場合はポリブタジエン部分のみが劣化する。

3.3 劣化機構

試料AはL-1, L-2, L-3, L-4 のすべての光照射においてポリブタジエン部分の劣化が認められた。ポリブタジエンは、次に示す3種類の不飽和基構造があるため、熱や光により酸化劣化を受けやすい⁽⁶⁾。



ポリブタジエンの酸化劣化はヒドロペルオキシドの生成を伴う自動酸化反応によって連鎖的に進行し、カルボニル基や水酸基を含有する劣化物を生じる。その反応過程の概略は式(1)~(8)の一般式で表される。

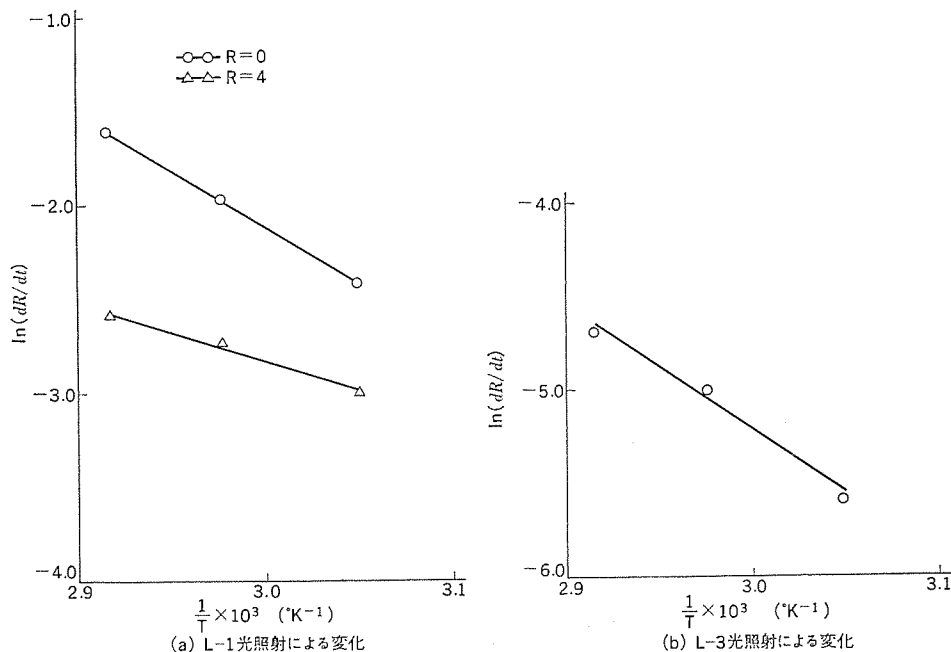
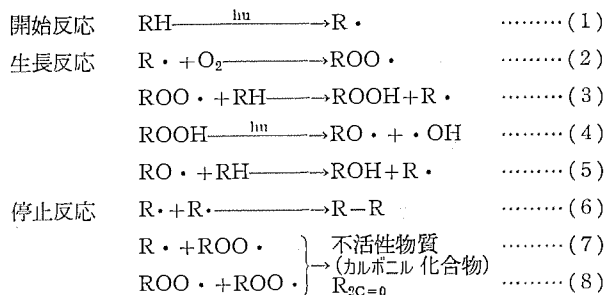


図 11. 試料Aのカルボニル基変化速度のアウレウスプロット

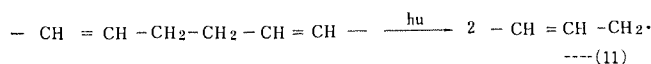


ポリブタジエンの光酸化劣化の開始反応は、不飽和基のβ位にあるC-H結合の解離及びC-C結合の切断⁽⁶⁾とされている。

1, 2-構造

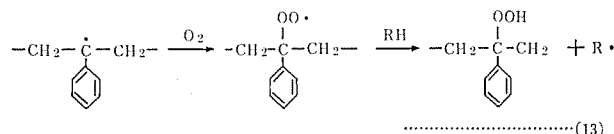
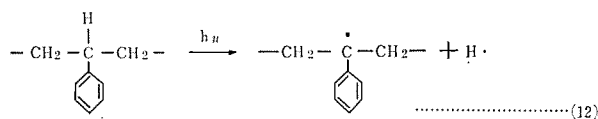


シス及びトランス-1, 4-構造

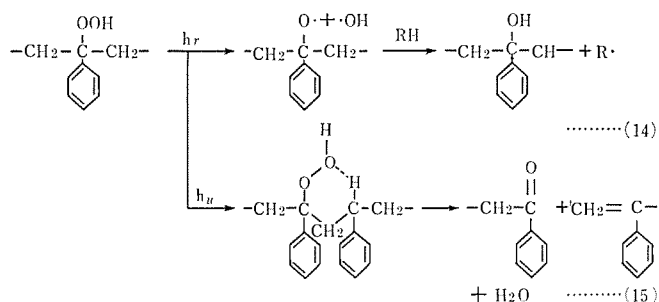


380 nm の紫外線による PE の光酸化では、その中にわずかに存在する 2 重結合の β 位の C-H 結合が攻撃されると報告されており⁽¹³⁾、式 (10) の反応は長波長の紫外線によっても可能である。1, 2-構造の不飽和基の β 位の C-H 結合は 3 級炭素の結合であり、1, 4-構造のそれに比べ解離しやすく、式 (9) の反応は式 (10) の反応より起こりやすい。式 (11) の反応を生じる限界波長は 350 nm であり⁽⁸⁾、これより長波長の光では起こらない。したがって、L-1, L-2 の光照射では、式 (9), (10), (11) のすべての開始反応が可能であるが、L-3, L-4 の場合は式 (9) と式 (10) の反応だけが起こり、しかも長波長の光照射では式 (9) の開始反応が優勢になると思われる。

L-1 の光照射では、カルボニル基や水酸基の生成量が非常に大きく、ポリブタジエン部分の劣化だけでなく、ポリスチレン部分も劣化することを示した。ポリスチレン部分の劣化反応は次のように考えられる⁽¹¹⁾⁽¹⁴⁾。まず吸収した光のエネルギーにより 3 級 C-H 結合を解離し、それに引き続く酸化反応によりヒドロペルオキシドを生成する。



ヒドロペルオキシドは分解して水酸基の生成、又は六員環の遷移状態をとり分解してフェニルケトンと不飽和基を生成する。



試料 A 及び B の両フィルムとも、L-1 の照射により強く着色し、240 nm と 340 nm の紫外吸収が増加し、更に $1,685\text{ cm}^{-1}$ 及び $1,582\text{ cm}^{-1}$ の赤外吸収が増加したが、これは式 (15) の反応により、フェニルケトンやフェニル基と共役する 2 重結合を生成したためと思われる⁽⁹⁾⁽¹⁵⁾。

L-1 とそれ以外の光照射に、劣化機構の大きな違いがあることが分かった。更に L-2, L-3, L-4 の各光照射の間にも劣化量の違いが認められたが、これは光強度の違いだけでなく、波長によりポリブタジエン劣化の開始反応が異なるためであろう。

4. む す び

照明器具に用いられる耐衝撃性 PS の劣化に及ぼす波長の効果を赤外吸収スペクトル及び紫外吸収スペクトルの測定から調べた。光照射により、不飽和基の減少に伴いカルボニル基や水酸基を生成し、劣化が主にポリブタジエン部分に起きていることが分かった。短波長の光ほど劣化速度、劣化量が大きく、波長により劣化機構が異なった。照射波長が $\lambda > 275\text{ nm}$ である L-1 では、フェニル基と共役する 2 重結合やフェニルケトン基の生成が認められ、ポリブタジエン部分に加え、ポリスチレン部分も劣化することが明らかになった。

今後は、劣化の光強度依存性や劣化防止剤の効果についても明らかにする。これらの結果がプラスチック材料の照明器具への適用限界、更に、照明器具用プラスチックのための信頼性の高い促進劣化試験法を得る参考になれば幸いである。

参 考 文 献

- (1) 栗原：プラスチックの劣化，日刊工業新聞社（昭 45）
- (2) 電気学会：高分子材料の劣化，コロナ社（昭 33）
- (3) M. M. Neiman：高分子の劣化，産業図書（昭 41）
- (4) R. C. Hirt：Mod. Plastics, 44, No. 8, 56 (1967)
- (5) 中西：赤外吸収スペクトル-定性と演習-，南江堂（昭 35）
- (6) S. W. Beavan, D. Phillips：Eur. Polymer J., 10, 539 (1974)
- (7) J. L. Binder：J. Polymer Sci. A, 1, 47 (1963)
- (8) J. Shimada：J. Appl. Polymer Sci., 12, 671 (1968)
- (9) 広田：紫外可視吸収スペクトルの解釈，共立出版（昭 40）
- (10) M. J. Reiney, M. Tryon, B. G. Achhammer：J. Res. Nat. Stand., 51, 155 (1953)
- (11) 青木，吉田，鈴木：材料，21, No. 223, 310 (昭 47)
- (12) N. Grassie, N. A. Weir：J. Appl. Polymer Sci., 9, 987 (1965)
- (13) 松田，栗原：高分子化学，22, 610 (昭 40)
- (14) N. Grassie, N. A. Weir：J. Appl. Polymer Sci., 9, 999 (1965)
- (15) N. Grassie, N. A. Weir：J. Appl. Polymer Sci., 9, 975 (1965)

無接点リレー《メルログ》

青木正夫*・金子正雄*・中村 隆*

1. ま え が き

最近のシーケンス制御は、規模の大形化、制御内容の複雑・高度・高速化などの傾向にあり、これらを実現するハードウェアには、上位にミニコンやプログラマブルシーケンスコントローラ、中位にピンボード式やカム式のシーケンスコントローラ、下位にICや有接点リレーがあつて、ハードウェアの階層化が進んでいる。

大規模な制御にはミニコンやプログラマブルシーケンスコントローラが適するが、中・小規模の制御では最適なハードウェアの選択に困るのが実状である。ピンボード式やカム式では機能不足や規模がおさえられ、ICでは機能は十分であるが、高度な設計と、プリント基板や性能の高い電源が必要で、規模が小さくなるほど割高になってくる。また、有接点リレーは安価であるが寿命、信頼性、応答性が十分でない場合がある。

一方、制御装置のユーザ側では、信頼性が高く保守が容易で、また、メカ側では人件費の高騰に対処するため、配線作業や改造が容易で、経済的なハードウェアを要求している。

このような背景を基に、中・小規模のシーケンス制御用に適する経済的な制御素子として、無接点リレー《メルログ》を開発した。《メルログ》はICに匹敵する機能を持ち、ノイズマージンが高く、リレーでは不可能であった高速性、高信頼性、長寿命を有している。また、一つのパッケージに複数の機能を収納し、出力の表示や電圧チェックができ、着脱がワンタッチで、配線がワイヤラッピングできるなど、保守性、作業性がよく、トータルとしての経済性の高い制御素子である。

したがって《メルログ》は、ピンボード式やカム式では機能と規模で不足する制御、ICでは高価になりすぎる制御、有接点リレーでは寿命、応答・信頼性が問題となる制御に適し、各種のシーケンス制御に広く応用できる。

表 1. 無接点リレー《メルログ》の仕様

項	目	仕 様
主 電 源	定 格 電 源 電 圧	DC 24 V
	許 容 電 圧 変 動 範 囲	-15~+10 %
	許 容 リ ッ プ ル	5 %以内
接 点 入 力 電 源	定 格 電 源 電 圧	DC 100 V
	許 容 電 圧 変 動 範 囲	-20~+15 %
	許 容 リ ッ プ ル	10 %以内
論 理 信 号	「H」レベ ル	9~24 V
	「L」レベ ル	0~2 V
入 出 力 数	基準入力数 (FAN IN)	1
	基準出力数 (FAN OUT)	8
使 用 周 囲 温 度 範 囲		-10~+65°C
使 用 周 囲 湿 度 範 囲		10~85 % RH
耐 振 動		2 G 16.7 サイクル/秒
耐 衝 撃		15 G (X, Y, Z 軸3方向)
耐 電 圧		AC 1,500 V 1分間又は AC 1,800 V 1秒間 (端子一括アース間)
絶 縁 抵 抗		20 MΩ 以上 (DC 500 V 絶縁計)

2. 仕 様

無接点リレー《メルログ》の仕様を表 1. に示す。

3. 特 長

3. 1 安定な動作

各素子の入力信号線から入来するノイズに対しては、ピーク値抑制回路とフィルタ回路を、また電源ラインから入来するノイズに対しては、コンデンサによる低インピーダンス化を図って、十分なノイズ対策を施しており、素子の入出力信号線が強電回路の配線と近接しても誤動作はなく、安定な動作をする。また強電回路の誘導性負荷にもサージカ―は不要である。

論理信号レベルは、「H」9 V 以上、「L」2 V 以下であり、素子の入力信号の反転レベルは、中間値の 5.5 V 付近になっており、正負のノイズマージンを大きくとってある。

振動や衝撃に対しては、素子とコネクタのラッチ機構により完全にロックでき、十分に耐えられる。

3. 2 安いトータルコスト

シーケンスカウンタ、永久記憶、受動形論理素子など、高機能でユニークな素子を持ち、回路が簡略化できる。また、最も多く使用する基本論理素子は、3回路・3入力としているが、3入力素子を使用すれば実回路の 80 %は入力端子の増結が不要であるので、この3回路・3入力素子は最も効率がよく経済的である。更に、出力接続数は、すべての素子が8個であり、回路設計の容易化と、素子数の低減ができる。電源に DC 24 V 1電源方式の採用により、電源装置が安価になるとともに、出力に接続する負荷にははん(汎)用の機器が使用できる。制御装置の生産性については、ダブルポスト形コネクタ、ラッピングポスト形コネクタを使用することにより、従来のはんだ付け配線に比べ、配線時間が大幅に低減できる。

3. 3 簡単な保守

入・出力素子及びシーケンスカウンタ、タイマ、フリッカなどの素子には、ケースの前面に発光ダイオードをつけており、動作内容が目視できる。また、チェックピン方式の素子は、テストによる電圧チェックが行えらるとともに、目視で確認したいときは前面からチェックユニットを差し込んで、発光ダイオードでチェックできる。各素子はコネクタそう(挿)入方式で、着脱は片手によりワンタッチで行うことができる。また、時限素子の時限調整は、前面のつまみにより容易に調整できる。

4. 用 途

工作機械、産業機械などの一般工業用制御装置に広く使用できるが、印刷機や繊維機械のように動作ひん度が高い場合、製鉄、化学などのプラントやコンピュータの周辺制御装置のように高信頼性が要求される場合、事務機のように騒音が敬遠される場合、ガス工場やゴム工場などのように火花による危険がある場合等には最適である。

5. 構造・取付け・配線

5.1 構造

素子本体は、図 1. に示すように、両側にロック用の腕をもったプラスチックケース内に、IC、シリコントランジスタ、ダイオードなどの半導体部品により、回路を構成したプリント基板を内蔵し、プリント基板の一端を専用のコネクタに挿入できるようにした構造である。また、ケースの前面には、回路の出力信号がチェックできるチェック窓や、時限素子の時限調整用のつまみを設けてある。

ケースには、SタイプとDタイプの2種類があり、Dタイプの幅寸法がSタイプの2倍になる以外、両者は同一寸法である。

コネクタは、図 2. に示すように、配線ポスト数(14本又は28本)や、配線方式(ラッピング又ははんだ付け)などにより6種類あるが、素子を挿入しロックする構造や寸法はすべて同一である。

5.2 取付け

取付け方法には2種類あり、一般の環境で使用する場合は、取付けパネルにコネクタを取付け、素子を挿入して使用するが、クリーンなどで非常に振動や衝撃が激しい場合は、取付け板と固定ねじで素子を完全に固定する。素子の挿入は、素子の前面を押してコネクタに挿入するだけで自然にロックが掛かり、取外しは、素子の両側の腕を内側におさえてロックを外して引き抜けばよい。

5.3 配線

配線は、取付けパネルの裏面から行う裏面配線方式である。配線ポスト数は14本又は28本であり、1A、1B、14A、14Bを電源ポストとして決めてあり、電源ポストへの配線は、横に直線的に配線すれば簡単にできる。

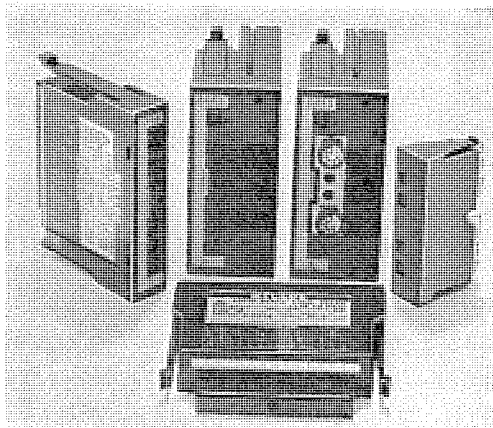


図 1. 《メルログ》素子とチェックユニット

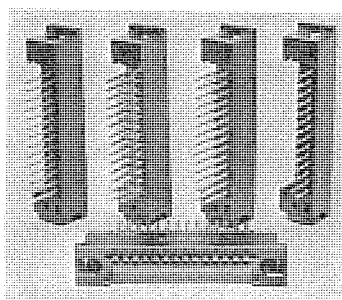


図 2. 《メルログ》コネクタ

6. 機種一覧

表 2. に素子本体、表 3. にコネクタ、表 4. に付属機器の一覧表を、また図 3., 4. に代表的な付属機器の外観写真を示す。

表 2. 《メルログ》素子一覧

名 称	形 名	回 路 数
受動形論理和	LR-PO 33	3
受動形論理積	LR-PA 33	3
能動形論理積	LR-AA 33	3
否定論理和	LR-NR 24	4
否定増幅	LR-NA 13	3
記憶	LR-FF 32	2
永久記憶	LR-RM 42	2
永久記憶用ゲート	LR-RG 11	1
オンディレタイマ	LR-TN 12-1, 6, 60	2
オフディレタイマ	LR-TF 12-1, 6, 60	2
フリッカ	LR-FL 11-1, 6	1
シーケンスカウンタ	LR-SQ 51	1
バイナリカウンタ	LR-BC 31	1
ワンショット	LR-MM 22	2
入力インタフェース	LR-IF 14	4
表示ユニット	LR-DR 16	6

表 3. コネクタ一覧

配線方式	配線ポスト配列	形 名	ポスト数
ワイヤラッピング 配線用	1列 シングルポスト	LR-14 S-W	14
	2列 シングルポスト	LR-28 D-W	28
	2列 ダブルポスト	LR-28 DC-W	28
はんだ付け 配線用	1列 シングルポスト	LR-14 S-S	14
	2列 シングルポスト	LR-28 D-S	28
	2列 ダブルポスト	LR-28 DC-S	28

表 4. 付属機器一覧

名 称	形 名	仕 様
チェックユニット	LR-CH	・出力信号がチェックピン式である素子の頭部からそう入し、出力信号を発光ダイオードによりチェックする
取 付 け 板	LR-MBS	・振動・衝撃が特に激しい場合に、コネクタと取付けパネル間に取付けて素子をねじにより固定する
固 定 ね じ	LR-SC	・LR-MBS 取付け板に素子をねじ止めするときに使用する
電 源 装 置	LR-PS 1	入力電源 AC 100, 110V 50/60 Hz AC 200, 220V 50/60 Hz 保護方式 DC 100V, DC 24V とヒューズ溶断 出力容量 DC 100V 0.15A DC 24V 1A DC 100V 0.3A DC 24V 2A DC 100V 0.5A DC 24V 4A
	LR-PS 2	
	LR-PS 4	
メルログトレーナ	LR-TRN	・入力電源 AC 100 V 50/60 Hz ・入力信号電圧可変、繰り返し入力信号周波数可変 ・素子 12 個、出力リレー 1 個取付け可 ・操作用パッチコード各種付属
メルログチェッカ	LR-CHK	・入力電源 AC 100 V 50/60 Hz ・素子個々の動作の良否をチェックするもので、全種類の素子がチェックできる
ラッピング端子台	TE-2 W-3 TE-2 W-12 TE-2 WU-3 TE-2 WU-12	・素子取付けパネルと外部機器との中継用に使用する ・配線方式が裏面-表面式、表面-表面式の2種類と、配線点数3点、12点がある
中 継 コ ネ ク タ	LR-CON 14 LR-CON 28	・素子取付けパネル間及び外部機器との中継用に使用する ・配線本数 14本、28本

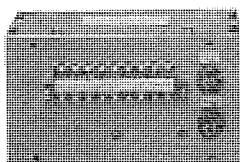


図 3. 電源装置の一例

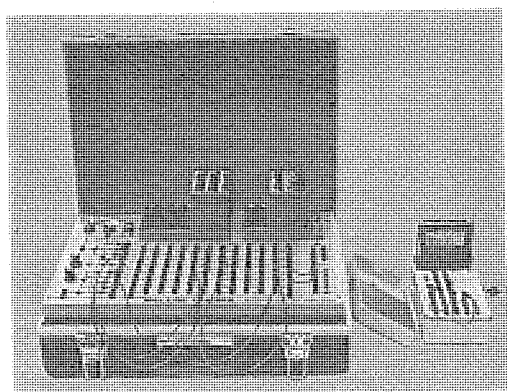


図 4. 《メルログ》トレーナと《メルログ》チェッカ

7. 《メルログ》各素子の機能

7.1 LR-PO 33 (受動形論理和)

基本的な受動形 3 入力論理和であり、三つの入力信号のうち一つ以上の入力信号が「H」のとき出力は「H」となり、すべての入力信号が「L」のときのみ出力は「L」となる。

受動形素子のため、前段の能動素子の出力接続負荷は、この LR-PO 33 の出力に接続される素子も負荷となる。

7.2 LR-PA 33 (受動形論理積)

受動形 3 入力論理積であり、3 入力信号のすべてが「H」のとき出力は「H」となり、一つ以上の入力信号が「L」のとき出力は「L」となる。

この素子の入力信号端子 (B), (C) は、「H」の電圧を印加したときと開放したときは、共にこれらの入力信号を「H」とし、0 V 電位のときのみ入力信号を「L」とするので、使用する際は注意が必要である。

7.3 LR-AA 33 (能動形論理積)

基本的な 3 入力論理積であり、機能的には、7.2 節の LR-PA 33 と同じである。ただし、入力信号端子が開放されたときは「L」入力信号とし、「H」電圧が印加されたときのみ「H」入力信号とする。

7.4 LR-NR 24 (否定論理和)

基本的な否定論理和になっており、入力は 2 入力の論理和である。すなわち、一つ以上の入力信号が「H」のときに出力は「L」となり、すべての入力信号が「L」のときに出力は「H」となる。

7.5 LR-FF 32 (記憶)

基本的な記憶 (フリップフロップ) 素子であり、入力端子はセット入力 1 端子とリセット入力 2 端子を、出力端子は Q 出力と \bar{Q} 出力の 2 端子を備えている。この素子はリセット優先回路としてあり、セット入力信号とリセット入力信号が同時に「H」になっても、リセット状態の出力信号 (Q 出力が「L」、 \bar{Q} 出力が「H」) となる。更に、電源の投入により強制的に出力信号をリセット状態とするので、電源リセットを設ける必要がない。

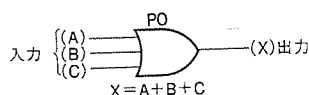


図 5. LR-PO 33 のシンボル

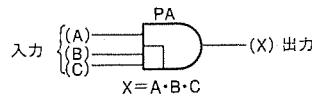


図 6. LR-PA 33 のシンボル

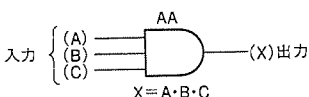


図 7. LR-AA 33 のシンボル

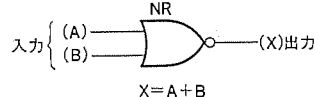


図 8. LR-NR 24 のシンボル

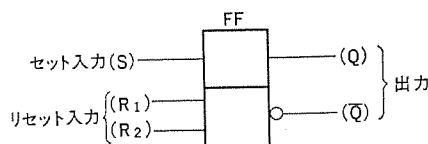
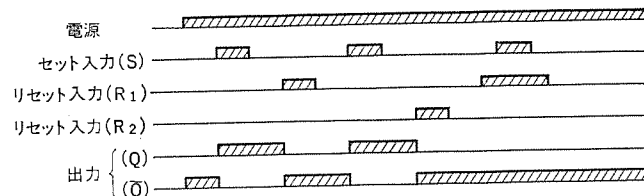


図 9. LR-FF 32 のシンボルとタイミングチャート

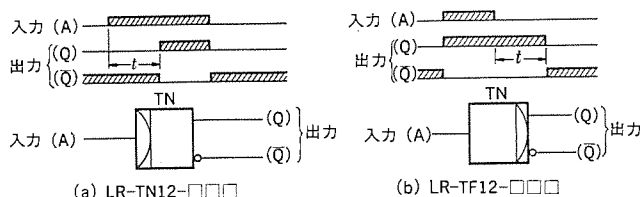


図 10. LR-TN 12, LR-TF 12 のシンボルとタイミングチャート

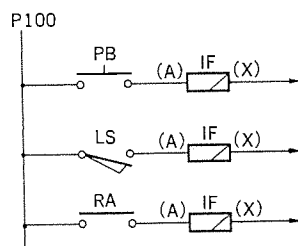


図 11. LR-IF 14 のシンボルと使用回路例

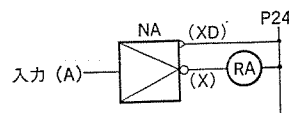


図 12. LR-NA 13 のシンボルと使用回路例

7.6 LR-TN 12, LR-TF 12 (タイマ)

LR-TN 12 が オンディレ タイマ, LR-TF 12 が オフディレ タイマであり、時限調整用 ボリューム と コンデンサ を内蔵した基本的な タイマ である。出力信号端子は、Q 出力と \bar{Q} 出力がとり出せる。時限 t には 3 種類 (0.1 ~ 1 秒, 0.2 ~ 6 秒, 2 ~ 60 秒) がある。

7.7 LR-IF 14 (入力インタフェース)

入力信号用の操作スイッチ、リミットスイッチ、リレー等、接点信号の接触の信頼性を向上させるために、接点間電圧を DC 100 V に高めて使用し、その接点入力信号を《メルログ》の信号電圧の DC 24 V に変換する、非絶縁形のインタフェースである。図 11. のように接続して使用し、接点入力 メイク すると素子の出力が「H」となる。

7.8 LR-NA 13 (否定増幅)

出力リレーなどの負荷を駆動する否定増幅素子で、接続できる負荷容量は、DC 24 V 以下で 130 mA 以下である。この素子には、誘導負荷のコイル電流をシャ断したときに発生する、スパイク電圧を除去するためのダイオードが内蔵されており、図 12. のように、XD 端子

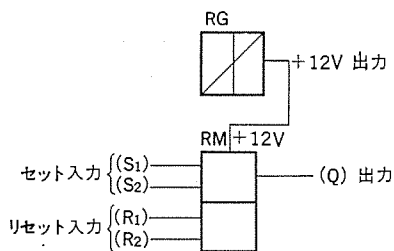


図 13. LR-RM 42, LR-RG 11 のシンボルと使用回路例

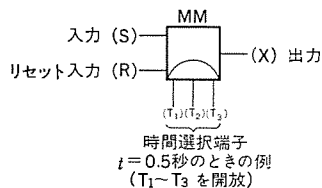
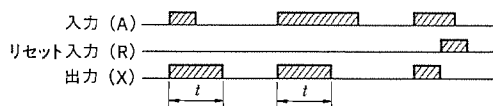


図 14. LR-MM 22 のシンボルとタイミングチャート

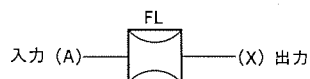
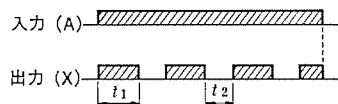


図 15. LR-FL 11 のシンボルとタイミングチャート

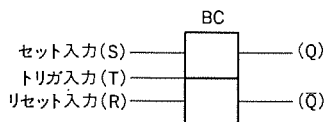
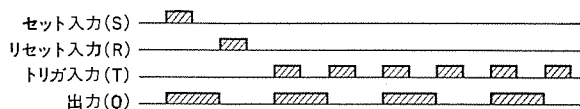


図 16. LR-BC 31 のシンボルとタイミングチャート

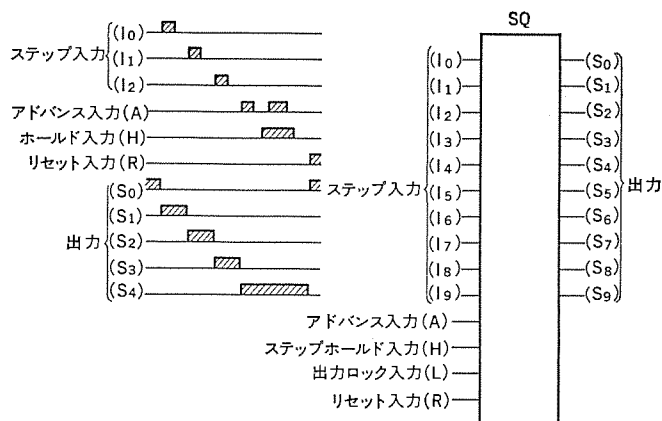


図 17. LR-SQ 51 のシンボルとタイミングチャート

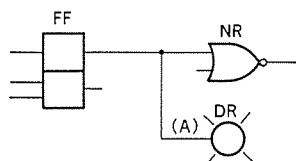


図 18. LR-DR 16 のシンボルと使用回路例

をコイル電源に接続して使用する。

7. 9 LR-RM 42 (永久記憶)

LR-FF 32 の記憶機能に、次の機能を追加したものである。動作中に電源が何かの原因で停電しても、復電したときにこの素子の出力信号は停電前の出力状態と一致する。この素子の電源は、DC 24 V の電源のほかに、必ず LR-RG 11 の出力電圧 (DC 12 V) を使用し、図 13. のように接続する。

7. 10 LR-RG 11 (永久記憶用ゲート)

この素子は、電源電圧 DC 24 V を検出するとともに、一定時間遅らせて、出力に DC 12 V の定電圧を出す素子で、図 13. に示したように、LR-RM 42 のゲートとして使用する。また、近接スイッチや光電スイッチなどの DC 12 V 電源としても使用できる。

7. 11 LR-MM 22 (ワンショット)

この素子は、図 14. のタイミングチャートに示すように、入力「H」になったとき、ある一定時間だけ出力が「H」となる。接続方法により 3 種類 (0.5, 0.2, 0.02 秒) の固定した時限が選択でき、またリセット入力が「H」になると出力は強制的に「L」になる。

7. 12 LR-FL 11 (フリッカ)

この素子は、図 15. のタイミングチャートのように入力が「H」のとき出力は「H」と「L」の信号を繰り返し出力する。この「H」(t_1)、「L」(t_2)の時間はおののづまみにより調整でき、時限には 2 種類 (0.1~1 秒, 0.2~6 秒) がある。

7. 13 LR-BC 31 (バイナリカウンタ)

この素子は、図 16. のタイミングチャートのように入力信号を 1/2 の周波数にする、いわゆる 2 進カウンタである。入力信号には、トリガ入力のほかに、セット入力とリセット入力を備えている。電源投入時には、出力はリセット状態になり、セット入力とリセット入力が同時に「H」になったときはリセット入力を優先して、出力をリセット状態にする。

7. 14 LR-SQ 51 (シーケンスカウンタ)

この素子は、10 進の回転スイッチを収納した 10 進リングカウンタであり、入力信号は次のようである。

- (1) ステップ条件入力 ($I_0 \sim I_9$) ……おののづまのステップの次ステップへの歩進入力
- (2) アドバンス入力 (A) ……1 ステップ歩進入力
- (3) ホールド入力 (H) ……いかなる入力信号が「H」になっても歩進をホールドさせる。ただし、リセット入力が「H」になったときはホールドしない。
- (4) リセット入力 (R) ……いかなるステップにあっても、0 ステップにリセットさせる入力で、この入力が最優先する。また、出力端子 ($S_0 \sim S_9$) は、各ステップごとに出力をとり出せるようにしてある。概略動作は図 17. のタイミングチャートに示してあるが、順序動作やカウンタ動作をさせるなど、幅広い応用動作に使用できる。

7. 15 LR-DR 16 (表示ユニット)

この素子は、回路信号を光によって確認するために、発光ダイオードとその増幅部を収納しており、図 18. のように接続して使用する。

8. 応 用 例

無接点リレー《メルログ》は、既に、中・小規模のクリーンや化学工業用の制御装置に数多くの素子が実用されており、図 9. にクリーン用制御盤に実用した一例を示す。

当然ながらシーケンスカウンタ (LR-SQ 51) を使用すると、シーケンス回

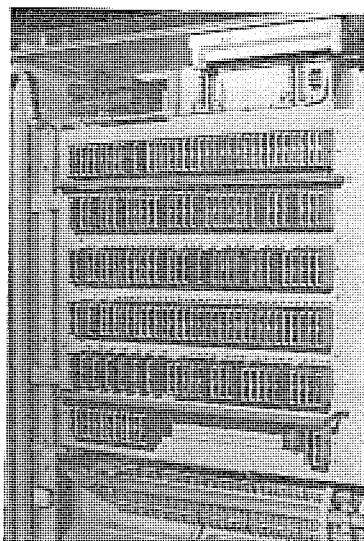


図 19. クレーン用制御盤

路が非常に簡単になる。具体例として、図 20. (a) に自動切削制御回路を、図 20. (b) にそのタイミングチャートを示す。

この回路の制御仕様は、タイミングチャートに示すように順序動作であり、自動切削の1サイクルは、自動始動押しボタンスイッチにより始動し、加工されたワークの次工程への落下確認で終了する。シーケンスカウンタ中心の回路設計により、複雑な制御動作も簡単にできるうえ、停電しても停電前のステップを記憶しているので好都合である。

近接スイッチや光电スイッチの電源には、永久記憶ゲート(LR-RG 11)を使用し、それらの出力信号は直接、素子の入力信号として接続できる。

一方、電磁開閉器、電磁弁、クラッチなどの強電回路の誘導性負荷にサージキラーは不要で、制御盤内の各制御部品も、サージのために特に配置を規制する必要はない。

有接点リレー、無接点リレーに限らず、各種の制御機器によって回路を設計したとき、出力負荷であるモータ、電磁弁、クラッチなどを常に安定に確実に制御するには、フェイルセーフ、異常保護、バックアップ回路などについて、十分配慮する必要があることは言うまでもない。

9. む す び

《メルログ》は、有接点リレーとICの長所をとり入れたもので、近年特に注目されている生産の省力化、省エネルギー化、無公害(火花、騒音、雑音)化にも十分対応でき、ユーザにもメーカにも多くのメリットをもたらす、経済性の高いシーケンス制御の主要素子であるので、各分野で積極的に使用されるものと期待できる。

今後とも、ユーザの立場に立ち、より高い信頼性や経済性を追求し、素子や周辺装置の機能の拡充に努力していく所存である。

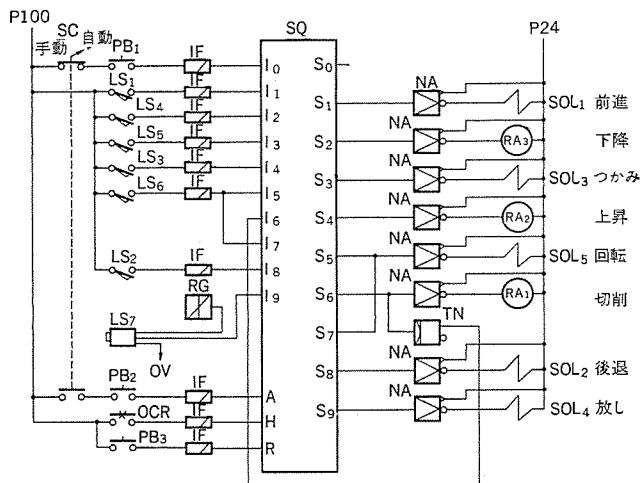
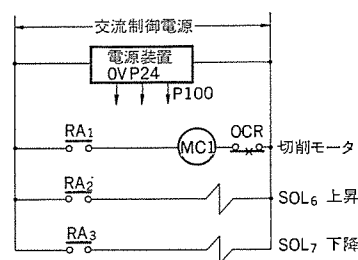


図 20. (a) 自動切削制御回路(例)

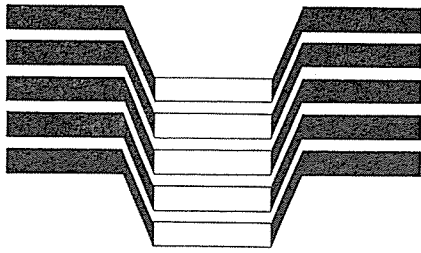
ステップ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
前進	PB ₁									
後退							LS ₆			
上昇			LS ₅							
下降		LS ₁								
つかみ			LS ₄							
放し								LS ₂		
回転				LS ₃		TN				
切削					LS ₆					
原位置									LS ₇	

注) 動作線の前の文字はそのステップの入力信号を示す。

入力信号一覧

PB ₁ : 自動始動押しボタンスイッチ	LS ₁ : ツール前進限リミットスイッチ
PB ₂ : 手動ステップ歩進押しボタンスイッチ	LS ₂ : ツール後退限 "
PB ₃ : リセット押しボタンスイッチ	LS ₃ : ツール上昇限 "
OCR : 切削モータ過電流リレー	LS ₄ : ツール下降限 "
SC : 自動-手動切換スイッチ	LS ₅ : ツールつかみ完 "
	LS ₆ : ツール回転完 "
	LS ₇ : ワーク落下完近接スイッチ

図 20. (b) (a) の入力信号一覧とタイミングチャート



NEWS FLASH

55,000kW高炉送風機用同期電動機完成

当社ではこのほど、新日本製鉄(株)八幡製鉄所向け 高炉送風機駆動用55,000kW 2極同期電動機を完成した。同製鉄所には昭和46年、当時世界最大級の60,000kW 2極同期電動機2台が1号高炉送風機用として納入され現在好調に運転されているが、今回2号高炉送風機用として製作された本機は、これら既納機と同様、特に振動・騒音対策には十分な考慮が払われている。

振動対策としては軸受周りの剛性の向上をねらって、水素冷却機なみの堅固なブラケット構造を採用し、また騒音対策としては、防音カバーにガラス繊維からなる吸音材を内装し、カバー自体は防振ゴムを介

して基礎台板に締付けられる構造となっている。

■ 仕 様

形式： 円筒界磁全閉内冷形 空気冷却同期電動機

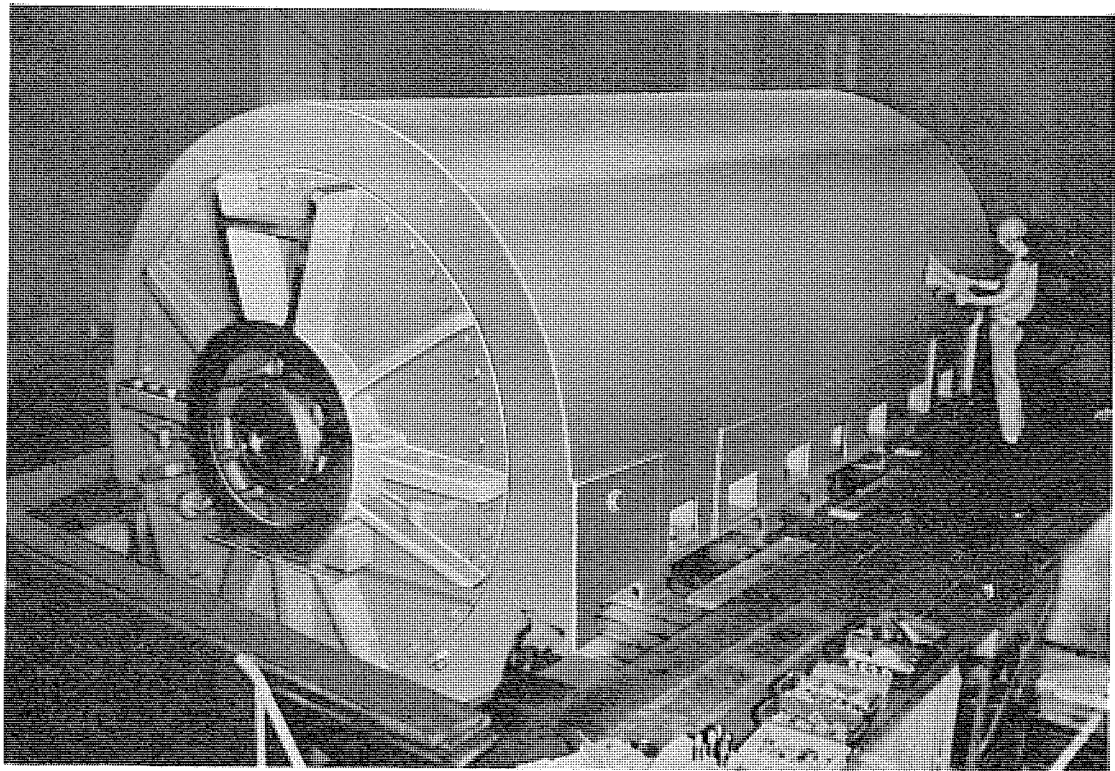
出力： 55,000 kW

電源： 11,000 V 60 Hz

回転数： 2極 3,600 rpm

力 率： 0.72進み

励 磁： ブラシレス方式



工場組立ロータそう入前の同期電動機固定子（手前台形の通風穴が見えるのが励磁機側）

登録番号	名 称	発 明 者	登録番号	名 称	発 明 者
746201	水銀蒸気放電灯	{ 竹田 俊幸・伊藤 弘 土橋 理博・若林 正雄	746224	内燃機関点火装置	高橋 一智
746202	アライナー装置	安東 滋	746225	リニア電機	岸本 健・小倉 新三
746203	加振機	森光 幸次	746226	磁電変換半導体装置	藤川恭一郎・高宮 三郎
746204	限流装置	和田 勇一・松浦 清	746227	エレベータの扉制御装置	丸橋 敏
746205	電気回路保護装置	{ 伊藤 利朗・宮本 紀男 和田 勇一・森貞 次郎	746228	キナゾン環を含有するポリウレタン 弾性体の製造法	西崎俊一郎・森脇 紀元
746206	直流高速度遮断装置	大野 栄一・光岡 宏	746229	シュー形ブレーキ	三 富 孜・辻 昭 紀
746207	限流開閉装置	渡辺 睦夫	747652	不純物拡散源の製造方法	{ 行本 善則・大崎 三郎 中村源四郎
746208	呼出応動装置	壺井 芳昭	748054	計算尺	田中 修・堀江 和夫
746209	限流開閉装置	渡辺 睦夫	748055	腐食防止装置	{ 光本 誠一・吉沢 馨 青木 政勝・小沢 建樹
746210	電気車制御方式	芦谷 正裕・赤松 昌彦	748056	ビス(アミノアリアルキナゾン)誘導体 の製造法	{ 西崎俊一郎・江藤 昌平 不可三 晃・榎本 順三
746211	可溶装置	{ 太田 忍・真鍋勝之 岩崎 行夫	748057	発電機制御装置	荒金堅次郎
746212	複合超電導体の製造方法および 装置	橋本 康男・小島 英則	748058	電気絶縁塗料	児玉 峯一
746213	電気式動力車駆動装置	平尾 新三	748059	電気絶縁塗料	児玉 峯一
746214	限流装置	宮本 紀男・森貞 次郎	748060	共重合体の製造方法	西崎俊一郎・江藤 昌平
746215	限流装置	杉尾 憲一	748735	高周波酸化物磁心	{ 中村 弘・鈴木 滋 吉田 弘
746216	限流装置	杉尾 憲一	748736	変換回路	{ 壺井 芳昭・笹尾 勇夫 梅田 義明
746217	開閉装置	杉尾 憲一	748737	スタッカー・リクレーマーの遠隔自動 運転制御装置	{ 大塚信一郎・佐竹 幸男 松本 順男
746218	電気車制御方式	芦谷 正裕	750002	圧縮ガスしゃ断器	山内 高雄
746219	高速回転軸用非常軸受	平野 一郎・松倉 欣孝	750003	ガスしゃ断器	山内 高雄
746220	直流電動機試験装置	{ 大野 栄一・赤松 昌彦 中堀 一郎	750004	長時限電圧記憶装置	三上 一郎
746221	半導体装置の製造方法及びその 装置	阿部 東彦・奈良愛一郎	750005	電解加工装置	斎藤 長男・久慈 陽一
746222	計時装置	志賀 正明・西 健一			
746223	M I S 型可変容量半導体装置	河津 哲			

〈次号予定〉三菱電機技報 Vol.50 No.3船用電機品特集

特集論文

- ①CFC 形船用交流発電機
- ②最近の船用補機電動機と制御装置
- ③船舶における多重伝送制御システム
- ④マイクロプロセッサ応用システム (MUS-10 三菱船用万能
計算表示装置)
- ⑤最近の船用配電盤
- ⑥最近の船舶における電動力応用

普通論文

- ⑦誘電正接による実働変圧器絶縁油管理
- ⑧ストレートシーマ (二つ折り装置付き自動縫製機)
- ⑨新幹線列車無線地上系設備
- ⑩電子線照射装置《ダイヤモンド》DP-1000

三菱電機技報編集委員				三菱電機技報 50 巻 2 号		昭和 51 年 2 月 22 日 印刷 昭和 51 年 2 月 25 日 発行	
委員長	松岡 治	常任委員	吉山 裕二	定価	1 部 300 円 (送料別) 無断転載を禁ず		
副委員長	神崎 遼	委 員	飯田 春吉	編集兼発行人	松岡 治		
"	武藤 正	"	熊本 永	印刷者	高橋 武夫		
常任委員	阿部 修	"	久保 博司	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		
"	宇佐見重夫	"	祖父江晴秋	発行所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 1 番 2 号 (〒 100) 菱電エンジニアリング株式会社内		
"	北川 和人	"	竹田 俊幸		「三菱電機技報社」Tel. (03) 218 局 2494		
"	清田 浩	"	橋爪 基	発売元	東京都千代田区神田錦町 3 丁目 1 番地 (〒 100) 株式会社 オーム社書店		
"	日野 雅行	"	吉田 太郎		Tel. (03) 231 局 0912, 振替口座 東京 20018		
"	福家 章	"	渡辺 茂				
"	本間 吉夫		(以上 50 音順)				
"	迎 久雄						

NEWSFLASH



オーム技術賞 受賞に輝く

昭和50年11月財団法人電気科学技術奨励会より技術開発及びその実用化の優秀性が認められ、当社は次の3件が第23回オーム技術賞を受賞した。

電着絶縁電線の製造方法

電着絶縁(MEDIS)電線は、自動車工業界などで防食用、装飾用として実用化されている電着塗装法を、世界で初めてエナメル線の製造に適用したものであって、当社でその基本プロセスを開発し、大日本電線、第一電工と共同で工業化に成功したものである。このプロセスは、水分散ワニス中のコロイド樹脂粒子を導体上に析出させた後、特殊な処理により樹脂粒子を

相互融着させ、連続皮膜を形成させる全くユニークな方法であり、次のような特長がある。

- (1) 一回塗布、一回焼付のため電力費が低減される
 - (2) 水分散ワニスを用いるため大気汚染が少ない
 - (3) 偏肉がなくピンホールの少ない電線が得られる
- なお、現在は汎用電動機等の巻線に適用されている。

オーム技術賞

昭和50年11月

財団法人電気科学技術奨励会

電車総合検査システム

このコンピュータ応用の電車総合試験システムは、最近の鉄道利用者増大に答えるため車両保守部門での検査作業の能率化、標準化、検査精度の向上、データ管理の合理化等を図る目的で帝都高速度交通営団と当社が共同で開発、実用化したものである。システムはMELCOM350-5F形計算機を中心として構成され、10両編成の電車(千代田線車両)を対象として832種類、4,108項目の試験を処理できる能力があり次の特長がある。

- (1) 周辺機器の活用により計算機と人間の話し言葉の対応が行える
- (2) 車両の不良箇所を指摘する試験プログラム

- (3) 機器は高信頼度設計と共にセルフチェック可能
- (4) システム側の不良による車両損傷防止のフェイルセーフの採用



中央操作室



車両検査中



運転室検査中

集束ビーム給電 カセグレンアンテナ

衛星通信地球局アンテナの分野において、当社はすでに高利得低雑音特性を有するアンテナを製作し、諸外国に納入しているが、保守運用の便を図るとともに、送受信装置との接続部における損失を大幅に減少し得るアンテナとして、世界に先駆けて集束ビーム給電カセグレンアンテナの開発及び実用化を行った。その

性能の優秀さ及び運用の便利さなどから、衛星通信地球局アンテナの一つの標準形式として取上げられている。写真は、エクアドル国に納入されたアンテナの外観を示す。アンテナの能率は約70~80%、雑音温度は仰角5°で約31°Kである。



エクアドル国納めアンテナ