



昭和45年第44卷第5号



目 次

)

)

《普通論文》————————————————————————————————————	
新燃烧方式·······伊藤利朗·野間口有·柘植 惠···	599
ZnSeとGaSeのElectro-Reflectance浜川圭弘·池田健志·鈴木義彦·伊吹順章·小宮啓義·木村 寛…	604
イオン結合を含む高分子固体の力学的性質	613
絶縁油中のいおう化合物の形態と銅に対する腐食性 今 村 孝・横 山 一 男・石 橋 勝・白井万次郎…	618
新しい耐熱材料ポリアミドイミド	622
IC 化DA 形速度変換器	626
最近の交流き電線保護継電器	631
新形大容量 SF6 ガスしゃ断器 SFH シリーズ富永正太郎・森 岡 昭二・大 野 玲・山 内 高 雄…	637
スキンパスミル用自動化装置	645
鉄網ブロセスラインのサイリスタレオナード	655
MELCOM-350/30 オンラインシミュレータ有田不二男・井 上 信 義・首 藤 勝・居原田邦男…	664
MOS Trのチャネル特性	670
りん拡散によるシリコンの格子欠陥発生	675
高出力モノリシック IC	682
高速スイッチングサイリスタの高周波応用 岡 久雄・飯田隆彦・岩本英雄・石堂道治…	692
テレビチューナ用ダイオード	697
リニア IC の最適集積度についての考察石 井 悠…	702
《技術講座》	
最近の磁気記憶装置	709
《新製品紹介》	718
MISA 溶接専用溶接機・取付,取扱いが簡単な新形はん用油しゃだん器・新形高圧用過電流継電器・超ミニサイズ新形断路器	
《ニュースフラッシュ》	721
高圧サイリスタ AC 制御装置完成・限流形選雷器完成・阪神電鉄納め MAU 13 H 形空調装置完成・マレーシア通信省向け衛星通信 地上局完成	
《特許と新案》	707

教羅用すべり台・冷房機の温度調節装置・半導体装置・半導体集積回路用ダイオードおよびその製造方法

1	1	5	1	ŀ	>	…産業用大形電子計算機 MELCOM-7000 シリーズの販売開	1.64
---	---	---	---	---	---	----------------------------------	------

表紙 1 DM-5000 形 放電加工機

当社では、今度自動車ボデー、ドアー、ボンネットなどの、プレス金型、大形 プラスチック型、鍛造型などの加工を主目的とした世界でも最大級にランクされ る DM-5000 形放電加工機を完成し、三菱重工業名古屋自動車製作所へ納入した。 本機は、長さ2,500×幅1,900×高さ850 mm までの被加工物が加工でき、電極 最大重量10トンを取付けてもきわめて円滑,安定な加工ができ,加工条件切換 のプログラムコントロール方式, 電極位置を 0.01 mm 単位で, インチングさせる ことが可能など多くの特長をもち、さらに安全対策も十分考慮されている。 電源はトランジスタ電源を4台使用し、マルチリード、パワーアップ方式が自 由に選択でき、その加工特性は、当社が長年にわたり研究、開発した電鋳電極の 併用によって、十分満足できる結果が得られ、大形金型製作分野に与える影響は きわめて大きい。 表紙 2 三菱チリングユニット 表紙 3 三菱パッケージエアコン



三菱電機株式会社

表紙 4 日本万国博覧会一三菱未来館第3室(日本の海)

Vol. 44 No. 5 MAY 1970 MITSUBISHI DENKI GIHO



CONTENTS

TECHNICAL PAPERS
New Compact Combustion System (MICS)
Electro-Reflectance of ZnSe and GaSe Crystals
Mechanical Properties of Solid Polymer Salts
Types of Sulfur Compounds in Insulating Oil for Transformer and Their Corrosive Effect on Copper
T. Imamura · K. Yokoyama · M. Ishibashi · M. Shirai · 618
Novel Thermostable Insulation Material Polyamide-imideS. Nishizaki · A. Fukami · K. Hirota622
Type DA Pulse-to-Analog Voltage Converters using Integrated CircuitsM. Hasegawa626
Protective Relays for AC Train Feeders
New High Capacity SF ₆ gas Circuit Breakers Type SFH Series
S. Tominaga · S. Morinaga · A. Ono · T. Yamauchi ···637
New Automatic Control Techniques for Skin Pass MillsY. Saito - H. Yamashita - T. Hayashi - N. Ôno645
Thyristor Leonard Systems for Strip Processing LineT. Hyodo . T. Ômichi . S. Takeuchi . T. Senba 655
MELCOM-350/30 On-line Debugging/Simulation Programming SystemF. Arita . N. Inoue . M. Sudo . K. Iharada664
Channel Characteristics of MOS TrS. Kawazu · A. Yasuoka670
Generation Mechanism of Dislocation in Silicon induced by Phosphorous DiffusionY. Yukimoto . G. Nakamura675
High Power Monolithic IC
Some Considerations on Linear Circuit Integration
Varactor Diodes for TV Tuners
High Frequency Application of Fast Switching ThyristorsH. Oka . T. Iida . H. Iwamoto . N. Ishidoo697
TECHNICAL LECTURE
Recent Magnetic Storage Unit (Part 3)-Its Control Methods and Error Handling
NEW PRODUCT 718
NEWS FLASH 721
PATENT AND UTILITY MODEL 707
HIGH LIGHT

COVER :

1. Type DM-5000 Electric Discharge Machining Apparatus

A type DM-5000 electric discharge machining apparatus ranking with the top class in the world has been completed by the Company and delivered to the Nagoya automobile manufacturing plant of the Mitsubishi Heavy Industries, Ltd. It has been built with an aim of chiefly machining the molds for metal press, plastic and forging. The device is good for working on objects up to a size of 2,500 mm long, 1,900 mm wide and 500 mm high. It has many distinctive features such as to be equipped with an electrode of 10 tons at the maximum and to operate smoothly and steadily, permitting the program control for changing over the machining condition and enabling the electrode to inch at the unit of 0.01 mm, with safety fully taken into account. Operating with four transistor power supply, it is capable of free selection of a multi-load system and power up system. With its machining characteristics, fully satisfactory results are available by a joint use of electro-forming electrodes developed by many years study of the Company. The device will contribute greatly to the field of manufacturing large metal molds.

2. Mitsubishi Chilling Unit

- 3. Mitsubishi Package Air Conditioners
- 4. EXPO '70-Mitubishi Pavillion, Room No. 3 (The Sea of Japan)

HIGH-LIGHT

産業用大形電子計算機 MELCOM-7000 シリーズの販売開始



三菱電機では昨年10月米国の電算機 メーカー "XDS" 社と産業用の電子計算機の技術提携を結び当社鎌倉製作所において, その主力機種である "SIGMA-7" および "SIGMA-5" 形電子計算機の国産化を進めていたが、このたび大形機 "MELCOM-7700" および中形機 "MELCOM-7500" 形電子計算機より構成される産業用 MELCOM-7000 シリーズ として 販売を開始す ることになりました。

MELCOM-7000 システム シリーズ は 4 次元多重処理, すなわち次の 4 種類の処理を同時に併行して実行できる画期的な計算 機であります。

(1) 入出力動作の同時処理を伴った バッチ 処理。

(2) 応答時間の迅速性を第一義とする リアルタイム 処理。

(3) 多数 ユーザーの同時使用を目的とする タイム シエアリング。

(4) 遠隔端末装置による リモート バッチ 処理。

さらに タイムシエアリング 端末から パッチ 業務を行なう ターミナル パッチ 処理などの4種類の処理の相互交流も自由に行なうことができます。

4次元多重処理を可能とした ハード, ソフト 面の特長は次の通りです。

(1) 新しい システム 設計を採用していること。すなわち,従来の大形電算機 システムで,問題となっていた オーバーヘッド ソフトウェアの消費時間を短縮するため,アドレス 写像機構,超高速磁気 ディスクを採用するなど全く新しい ハードウェア 設計を行ない,

各種 モニター もそれを基盤として作成されているので第3世代の電算機の数倍の スループットを持っています。

(2) 超高速 システムディスク, IC メモリ, メモリ バンク, マルチ パス による マルチ プロセッサ 方式などの新しい ハードウェア 技術を採用, 殊に毎秒 32,000 キロビット という従来の大形機の 10 倍におよぶ転送速度の超高速 チャネル をもつなど新しい ハードウェア 技術を採 用したため,入出力動作と内部処理との高度の バランス をとれるようになっています。

(3) アセンブラ5種, FORTRAN7種, ALGOL, COBOL 65, BASIC 2種など, パッチ用言語やタイムシャリング用言語がそれぞれの目的別に豊富に揃っているうえ各言語仕様が国際標準の フルスペシフィケーションを満足する大きな規模をもっています。

(4) モニタ(オペレーティング システム)が6種類,目的別に作成されていて,オーバーヘッド フログラム が必要以上の記憶領域や処理時間をとらないよう考慮されています。

MELCOM-7000 システムシリーズ は以上の特長を生かして産業用の電子計算機として 生産の実時間管理をはじめとして 航空 交通管制の自動化,貨車操作場の自動化,電力系統などの データ 収集と リアルタイム 処理,原子力 プラントの解析制御 リアルタイム 処理,鉄網プラントの総合管理,および水系,交通,公害,倉庫港湾荷役管理などの広い分野での需要が期待されます。

MELCOM-7000 システムシリーズの量産第1号機は46年春出荷の予定であり、価格は7500形で約1億円から3億円,7700 形で約2.5億円から12億円程度であり、このシリーズで5年間に300億円程度の売上を計画しています。(詳細は次号特集論 文に掲載予定)

「三菱電機技報」アブストラクト

UDC 536, 46: 621, 6 新燃烧方式 〈MICS〉

伊藤利朗·野間口 有·柘植 恵

三菱電機技報 Vol. 44. No. 5.P599~603

本文は、中央研究所で開発した。新しいコンパクトな燃焼方式に関するもの である。この燃焼方式は、燃焼ガスなどで室内をよこさない、衛生的で安全な 燃焼器をつくろうという意図のもとに研究を重ねたもので、その結果、コンパ **クトで、低騒音しかも空気過剰率の小さな熱交換のやりやすい燃焼器の構成が** 容易になった。

本文では、燃料と空気の細分割供給法、熱触媒の働きの意味などについて簡 単にまとめる。

	O O
UDC 621.386(546 47:546.23+546.681:546.23) ZnSeとGaSeのElectro-Reflectance 浜川圭弘・池田健志・鈴木義彦・伊吹順章・小宮啓義・木村 寛 三菱電機技報 Vol. 44. No. 5・P604~612	UDC 621.374.3 IC化DA形速度変換器 長谷川 雅言 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P626~6
Electro-reflectanceの実験をZnSeとGaSeについて室温と低温で行なったの で、得られた結果のうち吸収端近傍のスペクトルを報告する。 われわれの測定法の特長は、電界を印加する方法として、試料結晶とSnO2 透明電導験の間にできる界面障壁を利用する乾式法を採用している点にある。 これらのスペクトルの解析から、90°KのZnSeに対して、基礎吸収端エネルギ ーをg=2,809eV, exciton の束縛エネルギー ($\varepsilon_{g} - \varepsilon_{ex1}$) = 21meV, exciton の 第一勝起準位エネルギー ($\varepsilon_{ex2} - \varepsilon_{ex1}$) = 16meV が得られた。 一方GaSe においては同 23meV, $\varepsilon_{ex2} - \varepsilon_{ex1}$)=17 E く 90°Kで、 $\varepsilon_{g} = 2,124eV, (\varepsilon_{g} - \varepsilon_{ex1}) =$ meV という値を得た。	広範囲にわたる精密な回転体の速度制御(回転数 検出装置は,系の精度を決める重要な要素の一つて 出装置としては永久磁石形直流発電機(以下指速系 るが定期的なブラッシの取換え等種々の解決すべき に紹介するDA形速度変換器は最近著しい進歩を逃 の半導体応用の電子回路で速度信号(バルス)を7 検出装置で速度範囲1:10にわたり0.1%の精度を 一方装置の半導体化により り長期間安定し の間隔を大幅に広げること
 UDC 678.07:539.2/5 イオン結合を含む高分子固体の力学的性質 柴山恭一・地大英毅 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P613~617 イオン結合を含む高分子固体について共有結合とイオン結合が共存する場合 	UDC 621.316.925:621.332.21 最近の交流き電線保護継電器 北浦孝一・高田信治・前田耕二・津川和夫 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P631~65 最近の交流ぎ電線保護機電器の問題点として、次

の力学的な性質に現われる特異性を調べることおよびイオン結合と共有結合に よる架橋との相異点を明らかにすることを目的として、メチルメタクリレート メタクリル酸およびメチルメタクリレート・メタクリル酸・エチレングリコー ルジメタクリレート共重合体の金属塩について研究した。その結果、塩結合を 含む高分子はtan &の周波数依存性の異常挙動が見出され、また塩結合は主分 散以下の温度では共有結合による架橋と同等の効果を示すが、主分散以上の温 度では熱的に漸次解離する ことが示された。

UDC 620.1:547.912:661.719 絶縁油中のイオウ化含物の形態と銅に対する腐食性 白井万次郎・石橋 勝・今村 孝・横山一男 三菱電機技報 Vol. 44. No. 5.P618~621

トランスなどに使用される絶縁油中には、0.5%前後のイオウを含有し、これ らイオウは内部の銅などを腐食するが、全イオウ量に比例して腐食が起るとは かぎらず、その化合物の形態により腐食性が著しく異なることが知られている。 本報告は市販絶縁油中のイオウの主要形態,1)サルファイド類,2)ジサルフ アイド類,3)メルカプタン類,4)チオフェン類,5)元素イオウの各形態別の含 有量を明らかにすると同時に、新しい腐食試験器で、100°C~250°Cにおける種 々のイオウ化合物に対する腐食性を明らかにした。

UDC 021.316.57.064.242 新形大容量SF。ガスしゃ断器 SFHシリーズ 富永正太郎・森岡昭二・大野 玲・山内高雄 三菱電機技報 Vol. 44. No. 5 · P637~644

しゃ断電流40~50kAを対象とする大容量SFH形ガスしゃ断器は72kVから550 kVまでの全定格をカバーするシリーズが完成した。

SFH形ガスしゃ断器は、多くの実績のあるSF形ガスしゃ断器をもとにした二 重圧力式ガスしゃ断器であり、すぐれたしゃ断性能と高い信頼性を有している このしゃ断器の定格、構造、試験結果および特長について紹介している。

新らしい組成を有するポリアミドイミドワニス、およびこれから製造した リアミドイミド電線を開発し、それらの特性について他の耐熱性樹脂(ボリ ミド、ポリアミドイミド)と比較した。開発したポリアミドイミドは、加熱 量減少率、機械的特性、電気的特性から評価すると、ほぼポリイミドに近い 熱性を示している。電線の特性からみると、熱軟化、熱衝撃、耐劣化性、耐 耗性、過電流試験、耐溶剤性に特長があり、総体的な特性から評価すると、 リイミドに近いもので、他のアミドイミドよりもはるかにすぐれている。

30

(制御)を行なう場合の速 である。従来これらの速度 発電機)が広く使用されてい き問題が残されている。こ、 をげたトランジスタ、IC: アナログ電圧に変換する速! 有するものである。

> た性能を保つとともに保 られる。

36

次の2点がある。 (1)継電器入力電圧 電流波形が継電器の動作特性に与える影響 (2)オート トランスき電回路における励磁突入電流が、継電器の動作特性に

与える影響

これらの点を考慮した理想的な継電器を完成したので、その概要を発表する ものである。

*このアプストラクトカードは、資料カード(A7または127mm)へ切りばり! アご利用いただけスサイブレナーマムロナー

1	一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一一	」アノストラクト
	UDC 621.771.2-523 スキンパスミル用自動化装置 斎藤 豊・山下弘雄・林 敏弘・大野宣男 三菱電機技報 Vol.44. No. 5・P645~654	UDC 548.4:548.526:546.28 リン拡散によるシリコンの格子欠陥発生 行本善則・中村源四郎 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P675~681
	 製鉄圧延工業での自動化は一段と高度化し、分塊ミル、プレートミル、タン デムミル等のプリセット制御やオンラインコンピューテングシステムも常識と なり、自動化の分野はプロセスライン、精製ライン、圧延処理ラインと進み、 さらにマーキング、スタンパーの自動化も着々実行されつつあって、その進歩 はめざましい。 本論文では、スキンパスミルを例にとって、最新の自動化装置を紹介してい、 る。これら自動化装置は各種ラインの性格に応じて適宜取拾選択して用いれば、 自動化の実を挙げるのに十 分なものばかりである。 	リン拡散においてはシリコン原子と不純物原子の共有結合半径の差に寄因した応力による転位線だけでなく、不活性なリン原子による析出物、転位網が線察される。ここではシリコンと酸化膜界面に局在する異常な高濃度リンによる 種々な折出物の観察結果とその析出物の熱処理による転位ループ、転位網への 変化の過程を追跡した結果を報告する。この結果は一般の拡散における転位線 発生機構の原因の究明にも応用できると思われる。この転位網の発生する過程 の考察や折出物、転位ループの他の不純物との相互作用の究明から電気的特徴 への影響を追及する足がか りが得られた。
	UDC 669.161.18:621.313.2.077.3:621.77 鉄鋼プロセスラインのサイリスタレオナード 兵頭太郎・大道 隆・竹内三郎・銭場 敬 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P655~663	UDC 621.38.049.7-181.4:621.375 高出カモノリシック IC 中野隆生・早水弘一・堀場康孝 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P682~691
	鉄鋼プロセスラインの分野におけるサイリスタレオナード化の傾向は、比較 的遅れていたが、その理由は主としてそのプロセスにおいて、高度な制御性が 要求されなかったためである。しかし、近年の鉄鋼界の著るしい進歩により、 プロセスの大容量化にともなって高速化し、ここに高度な制御性を要求される ようになり、サイリスタレオナード化が進んできた。 本文ではサイリスタレオナード装置の理論を紹介し、鉄鋼プロセスラインの サイリスタレオナード化における問題点を説明する。	ICの高出力化にあたっては2通りの行き方があり、一つはIC構造トラン ジスタの欠点をカバーし、IC本位に回路を構成し、ICからの出力の最大化 をねらうものであり、他はシステムを優先し置換さるべき回路を明確に設定し ブラックボックスとしてシステムの他の部分との整合をはかる行き方である。 前者はIC本位にシステムを構成する余裕のある工業機器、軍用機器には受み れられても民生機器のように回路構成自体に冗長度の少ない場合採用されること がむずかしい。三菱M5102は、後者の考え方に立脚し、現時点での技術の上間 を経済性のわく内で追及し 計手順および開発上の諸問 知られてもべる。
	UDC 681.142.01:007.3 MELCOM-350/30 オンライン シミュレータ 有田不二男・井上信義・首藤 勝・居原田邦男 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P664~669	UDC 621.375.018.756:621.314.63.07:546.28 高速スイッチングサイリスタの高周波応用 岡 久雄・飯田隆彦・岩本英雄・石堂道治 三菱電機技報 Vol.44.No.5・P692~696
	制御用計算機MELCOM-350/30 用オンライン プログラムデバギング進シミ ユレーション システムについてその機能と構成を紹介する。 これは諸種のアプリケーションプログラムの開発を,実際にプラント制御動 作を実行している計算機上で制御動作と併行して実施すること,計算機と制御 対象プラントを接続する前の状態でそのプラント制御動作の模擬テストを行な うことなどを可能にするものである。これを用いてプラント設置現地でのプロ グラムの迅速な開発や,プラント設置前に別の計算センタにおいて制御用プロ グラムの早期開発を行なう ことができる。	大電力高速スイッチングサイリスタの高周波応用に当っては、そのゲート電 極構造,過渡順電圧降下特性および熱抵抗の変化が問題となる。これらの過渡 特性を実測し、それを数式で表わすことができた。さらに高周波電流定格およ びその電力損失を,正弦波電流と方形波電流について電子計算機を用いて求め ることができた。一方実際に高周波電流を試料に流して温度上昇および損失を 実測し、計算値と比較したところ比較的合うことが判明した。サイリスタの過 渡特性および過渡的な熱の問題について、今後さらに検討する必要がある。
د الما الله من الله منه منه الله الله الله الله الله الله الله ال	UDC 621.382.3.012 MOS Trのチャネル特性 河津 哲・安岡晶彦 三菱電機技報 Vol. 44. No. 5・P670~674	UDC 621.382.2:621.375.029.5 テレビチューナ用ダイオード 中村邦宏・西面宗男・玉利邦喜 三菱雪櫟技報 Vol 44 No 5:P697~701
. " And " way " while the form from the four last " have been supported by the four state and the four state and	P-Channel のMOS Trであると同時に,数MH。で測定し得るGate Contr- olled Diodeと, Channel 中の電位を測定しうるMOS Trを用いて, MOS Trのしきい(関)電圧および飽和点をBack Gate Bias時まで測定し,C-V特性 と対比した結果,しきい電圧におけるSource近傍の正孔のquasi Fermi potential よりのBandの曲りYo-(Eg/2+Ug)は,Back Gate Biasに依存しない。飽和点に おいては,Drainの正孔のquasi Fermi potentialから見たDrain近傍のBandの 曲りは,Yo-(Eg/2+Ug)に等しいという仮定から導かれた理論で実験値からよ く説明しうることがわかっ た。また,表面単位には2種類あり,しき い電圧・飽和点を求めると	ース・E1X3X4X VOL ++. NO. 5・FOSI~ (01 テレビチューナ用ダイオードを開発し、一部量産化したので、ここに製造方 法、特性についてそのあらましを紹介する。 テレビチューナ用ダイオードの特長は、超段階接合方式を採用しているので、 従来の拡散接合形ダイオードと比べて、容量の対電圧変化の比率が大きく、広 い範囲の周波数を制御できること、Q-FACTORが大きいため、選択度がきわ めてすぐれていることなどである。使用用途として、テレビ、FMチューナの 周波数制御、局部発振回路の周波数制御、と電子同調など多くの用途を有して いる。



UDC 536. 46 : 621-6

新燃焼方式(MICS)

伊藤利朗*•野間口 有**•柘植 恵***

A New Combustion System (MICS)

Central Research Laboratory

Toshio ITO · Tamotsu NOMAGUCHI Nakatsugawa Works Satoshi TSUGE

A new compact combustion system has been developed and named MICS(Mitsubishi Inner Combustion System) as a result of study in the Central Research Laboratory. The research was originated with an aim of constructing a combustion system which has no effect of contaminating the room air with exhaust gas to insure sanitation and safety. Study was made on the plasma of the MHD generation, fluid dynamics and gas reaction theory so as to make the full use of related technique. It has been successful to confine the combustion in a canned section to make it of low noise, small rate of surplus air and easy heat exchange.

This article describes a method supplying the fuel and air devided into fine particles and also the meaning of the action of the thermal catalyzer.

1. まえがき

われわれは、日常生活において、多くの熱源を使用しているが、 その中で最も大きいのは燃焼の エネルギーである。しかしながら、燃 焼 エネルギーの利用のしかたは、旧態依然としており、利用し終わっ た燃焼 ガス はそのままわれわれの住んでいる室内に残り、われわれ の健康を少なからずむしばんでいるという現象が、高度に発達した 文明社会の中で、一般的風習として残っているのである。

当社中央研究所では、この問題に挑戦した。挑戦に際して、燃焼 部をできるだけ狭い空間に閉じ込めて、目的に応じた任意な形状の 燃焼器をつくれるようにすること、利用しつくした燃焼 ガス は屋外 大気中に簡単に放出できるようにすること、また、一般家庭で使用 できるために燃焼用空気の供給は、数 mmAq~100mmAq の送風圧 をもつづロワで十分であること、などを目標とした。

筆者らは、このような燃焼方式を、MICS(Mitsubishi Inner Combustion System の略称)と名づけ、MHD 発電などの プラズマ の研 究,流体力学,気体反応論などの関連技術を フル に活用して解決を めざした。

その結果, 燃焼部の"かん詰め化"に成功した。本文はその開発 の報告である。燃焼をこのように密閉率の高い燃焼器の中で, すみ やかにしかも安定に進行させるためには, 燃焼と空気との混合をよ くすること, 燃焼の連鎖反応をおし進める活性分子 (radical) が, 燃焼室の壁や冷い空気の流れなどに触れて破壊されるのを防ぐこと, という二点がとくに重要であることが確認され, 次のような基本的 な技術革新をおこなってこれらの問題点を解決した。

(1) 燃焼 ガスと空気の燃焼室への供給法について,分子拡散理 論を応用した細分割供給法の開発。

(2) 高温の固体表面の熱触媒作用を利用した燃焼反応の促進お よび安定化。

本文では、これらの点について理論的・実験的考察の結果につい て簡単に報告する。2章では、MICSの概要についてのべ、混合室、 熱触媒の働きについて基本的概念を説明する。3章では、MICSの 燃焼特性に関して、燃焼負荷率、燃焼温度、熱触媒の温度と耐熱な どについて論評する。4章では、温風暖房機などへのMICSの応用 の可能性について簡単にのべる。

2. MICS の 概 要

本章では、MICS の構成についてのべ、さらに燃料、空気の細分 割供給法、高温熱触媒と混合 ガスとの相互作用についての基本的概 念について説明する。

2.1 MICS の構成

図 2.1 に燃焼器の構造を示す。ガス燃料は、調圧器を経て投入され、燃焼用空気は、1 章でのべたように、数 mmAq からせいぜい 100 mmAq の送風圧を有する ブロワ で供給される。熱触媒は図 2.2 に示すような構造である。

燃焼は、燃料投入パイプの先端に フレーム が定着 (anchorage) され た状態ではじまり、持続しつつ熱触媒に当たり、ここでほとんど燃 焼し終わる。このような MICS の燃焼のしかたを、従来の触媒応用 の燃焼装置、たとえば「触媒部分で燃焼が立上り、その表面の空間



で完結するような燃焼器」における燃焼反応と比べてみると, MICS の場合は、従来の触媒応用の燃焼器において バックファイア が起こった ときと同じ現象である。すなわち, MICS は バックファイア を積極的に 行なわせながらも、燃焼の心が安定であること、耐熱性・耐熱衝撃 性につよい熱触媒が使用されていること、などの理由によって、 バ ックファイア に起因する騒音の発生、触媒の変形・変質などの問題をす べて解決した方式であるといえる。

この MICS の特長を列挙すると,

(1) 燃焼部を閉じ込めたために,目的に応じて任意性に富む構成ができる。

(2) 燃焼負荷率が高いので, コンパクトな燃焼器ができ, しかも 低騒音である。

(3) 空気過剰率を小さくすることができるので,燃焼 ガスの質 量流量が小さく, エンタルピーが大きい。したがって効率の高い熱交換 器をつくることができる。

(4) 市販の ガス 燃料・都市 ガス・ LP ガス・天然 ガス などに対し て,ュニパーサル バーナ にできる。

となる。

次節では、MICS を可能ならしめた、混合室と熱触媒の働きについて簡単に論評を加えることにする。

2.2 混合室

混合室は、図2.1 に示すように、燃料投入用の細いパイプと空気 をこまかく分割して投入するための混合板から構成されている。

燃焼のむずかしさは、空気と燃料の混合のむずかしさにあるといってよいくらい混合は燃焼における重要な因子である。燃焼空間内での局所的なすすの発生 (soot formation) などの混合の不完全さが 原因となる場合が多いのである。

混合室を構成するうえで重要なことは、燃料の成分および燃焼反 応の起こりやすさを十分は握することである。とくに、燃料によっ て空気との混合のしやすさが異なること、燃焼速度が異なることを 十分理解する必要がある。本節では、この二つの問題について簡単 に検討する。

まず、燃料成分によって、空気との混合のしやすさがどのように かわるか考察する。表2.1⁽¹⁾⁽²⁾に二成分系気相の拡散係数を示した が、これからも燃料を構成する成分によって混合の容易さが大きく 異なることがわかる。 もう少し具体的に言えば、H₂ 成分が非常に 多い現在の都市 f_{12} は、C₃H₈(j_{32})や C₄H₁₀(j_{32}) などを主成分 とする燃料に比較して、きわめて混合しやすいことが当然予想され る。したがって、水素を主成分とする燃料からはじまって j_{32} を 主成分とする燃料にいたるまでの、あらゆる f_{12} 燃料と空気との混 合の差を h_{1-} できるような、混合室を構成することは困難である

表	2.	1	混合気体	この	拡散係	数
Diffus	ion	. c	oefficient	of	mixed	gas

混 合 気 体	拡散係数 $D(cm^2/s)$
O2-H2	0.777
O2-N2	0.203
$N_2 - H_2$	0.763
N2-C4H10	0.096
Air—H2	0.611
Air—CH4	0.219
CO2-H2	0.665
CO ₂ -C ₃ H ₈	0.086

が,これを解決することが ユニバーサル バーナ をつくるためには少なく とも必要である。

では, 混合が拡散現象のみでおこなわれると仮定して, 混合の問 題をもう少し詳しく考えてみよう。

拡散方程式より,混合のための時定数 (time constant) ともいう べき量が定義でき,

と表現できる。ここでτは時定数,Dは空気中における燃料成分の 拡散係数,Xは混合室のもつ特性長さで,MICSの場合,燃料投入 用パイプと混合板の空気投入用穴との間の距離と考えてよい。

式 (2.1)の両辺に, 空気と燃料との混合 ガスの流速 U をかけると、

 $U\tau = UX^2/D$ (2.2)

上式の左辺は混合が十分におこなわれるための距離に相当する。この距離を L とすると,式(2.2)より

L/X = UX/D(2.3)

となる。上式の左辺は上述の X に対する混合距離 L の比,すなわ ち混合の良さを表わす数,右辺は レイノルズ 数である。

式 (2.3) は, 混合を良くすることが混合室の レイノルズ 数を小さく することと等価であることを意味している。

空気一水素,空気一LP f_{J_X} に対する Dの値をそれぞれ D_H および D_P とすると,表 2.1から $D_H/D_P \approx 10$ と予想される。その結果,式 (2.3) より,

 $(L/X)_{H}/(L/X)_{P} = (UX/D_{H})/(UX/D_{P}) \approx 10^{-1}$ ………(2.4) となる。したがって、水素を主成分とする燃料と ブタン や プロパン を 主成分とする燃料では、 混合距離は 約 10 倍異なることがわかる。 MICS 方式では、細分割供給法によって、 レイノルズ 数を極力小さく し、上の 10 倍の差がまったく問題にならないように混合室が 設計 されている。

さらに注意すべき事項は、さきにのべたように、燃焼の開始点 (心)を燃料投入用パイラの先端に定着させることである。図2.4 は内径1イッチのパイラ内での各成分の燃焼速度の比較を示す一例で ある⁽³⁾が、この心の定着を実現するには燃料投入の速度は図2.4



図 2.3 熱触媒表面の電子顕微鏡写真 Electron microsopic photograph of catalyzer.



図 2.4 1 イッチ 管中の混合 ガス の燃焼速度⁽³⁾ Flame speeds of gas-air mixtures in a one inch diameter glass-tube.



(a) Anchorageの状態

(b)Liftの状態



に示す値より小さくする必要がある。すなわち,燃料投入の速度が 燃焼速度より大きくなると,図2.5に示すように燃焼が定着の状 態から浮き上がり(lift)の状態に移行して,安定で静粛な燃焼が実 現されなくなるわけである。例を水素を主成分とする燃料と プロパン を主成分とする燃料とにとって説明すると,結論からさきにいえば, 水素燃料のほうが定着の状態を実現するのかはるかに容易である。 というのは プロパン や ブタン などの炭化水素燃料では,燃焼空間に投 入されてから,ふく(輻)射あるいは分子相互間の衝突によって,分 解(cracking)されて活性分子を生じ,安定な燃焼が開始するまでの 誘導期間(Induction period)が,水素に比べて非常に大きい。この ため図2.4に示すように燃焼速度が小さく,浮き上がり状態への 移行が容易におこってしまうのである。MICS 方式における燃料投 入速度は以上の点も考慮して決められている。

2.3 熱触媒の働き

広範な条件で安定・静粛に燃焼する,密閉率の高い燃焼装置を構 成するためには,燃焼を促進・安定化する働きをもつ熱触媒を使用 するのが望ましい。とくに、家庭用などのたかだか数万 kcal/h 入力の燃焼器では、工業などの大形 パーナ に比べてこの傾向がつよい。

M. Destrian⁽⁴⁾ によれば, 触媒燃焼の場合の活性化 $_{x \neq u \neq -}$ は, 空間燃焼での活性化 $_{x \neq u \neq -}$ より 40 kcal/h 程度小さいとされてい るが, 燃焼の活性化 $_{x \neq u \neq -}$ がおよそ数十ないし 100 kcal/h の $_{x -}$ g - であることを考慮すると, 触媒の燃焼活性化への効果はきわめ て大きいといえる。

従来からこの点が考慮されて、触媒を応用した燃焼法が数多く提 案されているが、従来の方法では酸化還元および高温ふんい気の中 での触媒物質の寿命が十分でないことが指摘されている。そのため、 触媒は燃焼空間の周囲において、異常な温度上昇、急激な加熱・冷 却がおこらないように配慮する必要があり、これが従来の方法の実 用化の障害となっていた。これに対して MICSでは、純粋に化学的 意での触媒効果は小さいが、耐熱・耐熱衝撃性にすぐれた物質を燃 焼空間の真中におくことによって、熱触媒としての働きを示すよう にくふうされており、これが MICS の特長の一つとなっている。

図 2.2 は熱触媒の一例である。 材質は上にのべたような理由か ら F_{ll} = $f(Al_2O_3)$ を主体としたものである。素地は特殊な製法によ ってきわめて多孔質なものとし、耐熱衝撃性を向上させている。熱 触媒の材質、製造法の選定は、数多くの種類・方法について検討し た結果決定したもので、数千時間以上の使用でも、変形変質はみら れていない (図 2.3 参照)。

形状および燃焼室内での設置位置は,熱触媒に期待する触媒効果, 耐熱性,燃焼ガスと熱触媒との間の熱交換量,熱触媒部に許される 圧力損失の大きさなどの観点から,総合的に決める必要がある。

図に示す熱触媒は1,200℃~1,600℃の高温状態になり、安定した 燃焼反応をおこなわせるが、このような熱触媒効果のほかに、混合 をさらに良くする効果、燃焼室を熱的に安定にする効果がある。と くに一般家庭で使用するような燃焼器の場合、燃料の一時的な スト ップ、外風による空気供給圧の一時的な変動などの、予期し得ない ような事態が発生することが考えられるので、燃焼室が熱的に安定 に保たれていることは重要なことである。

熱触媒のもう一つの効果として、ふく射源としての働きがある。 燃焼 ガスと熱触媒との間の熱交換はきわめて大きいので、熱触媒は 非常に高温になっている。熱触媒の熱収支は、熱触媒からの熱の逃 散をふく射によるだけと仮定すれば、次式で表現される、

 $k \cdot m \cdot \{h(T_g) - h(T_c)\} = \sigma \cdot A \cdot F \cdot \varepsilon(T_c^4 - T_w^4)$ ……(2.5) ここで、 σ は Stefan-Boltzman 定数、A は熱触媒の有効ふく射面積、 ε は熱触媒のふく射能、F は形状係数、k は燃焼 ガス と熱触媒の間 の熱伝達係数、 $h(T_g)$ 、 $h(T_c)$ は、燃焼 ガス 温度 T_g および燃焼 ガ ス 温度 T_c における燃焼 ガスの $I_{UOPU} U$ -、m は燃焼 ガスの質量流量 である。 T_w は燃焼器壁の温度。

k は触媒効果を考慮すると、流体力学的に期待される値よりも大きい⁽⁵⁾ことが予想されるが、実際筆者らは実験と理論的計算との対比より、流体力学的に期待される値よりもかなり大きく1に近いことを確認している。

式 (2.5)の左辺は, 燃焼 ガス から熱触媒への熱伝達, 右辺は熱触 媒から燃焼器壁へのふく射による熱伝達の大きさをあらわす。

光高温計による実際の測定では、1,200℃~1,600℃の温度を通常 使用範囲で示している。したがって式(2.1)が示しているいるよう に、熱触媒は燃焼のための触媒効果を果しつつ、燃焼 ガスの エネレギ - を積極的に燃焼空間外へ放出する働きを兼ねているといえるので ある。たとえば、熱触媒表面から燃焼器壁へのふく射による熱伝達 は、アルミナのふく射能を約0.5としたとき、一平方セッチ当たり 13 kcal/h~40 kcal/h になることが式 (2.1)の右辺から予想され、この 熱触媒が熱交換媒体として有効に作用することを示唆している。

以上,本章では,MICS の構成につづいて,混合室,熱触媒の働きについて説明したが,本章の2.1節でのべたようないろいろな特長を,この混合室と熱触媒とを組み合わせることによって発揮しているのである。

3. 燃焼特性

本章では、MICS の燃焼特性についてのべる。在来の機器と比較 して大きな相異点は、一般家庭で使用されるような燃焼器としては 負荷率が大きいこと、したがって当然のことながら平均的な燃焼ガ ス温度が高いこと、熱触媒の温度が高いこと、などがあげられる。 以下、これらの点について順を追って検討していくことにする。

3.1 空気·燃料混合比

理論的に必要な空気量と実際に必要な空気量との比を空気過剰率 と定義するならば, 空気過剰率1.0以上のかなり広い範囲で完全燃 焼する。空気過剰率の範囲は, 燃料によって若干ことなるが, 過剰 率1.1~1.8にとっておけば, 一般の市販の燃料に対しては十分であ る。この空気過剰率の範囲は, 工業用の大形 バーナ とほとんど同じ であり, 小形ながら燃焼がよくおこなわれていることを示している。

3.2 燃焼負荷率

燃焼負荷率 Lは, 燃焼室容積を V, 圧力を p, 熱入力を W とするとき, 次式で定義される。

負荷率を大きくすることは,在来の機器でも燃料・空気の供給圧 をあげることによってある程度可能であるが,振動燃焼や不完全燃 焼をおこすことなく,安定で静かな燃焼を10⁷以上の負荷率のもと でおこなわせるのは困難視されていたことであった。

3.3 燃焼温度

一般に、燃焼 ガスの平均的な温度は次式で表現される。

ここで C_{pr} , C_{pp} は反応系,生成系の定圧比熱, T_0 は燃焼室に投入される反応系の温度,T は理論燃焼温度, $4H_{20}$ は 20°C(293°K)を基準としたときの真発熱量である。 $T_0 \approx 20^{\circ}$ C と仮定すると,左辺第1項は無視できる(この仮定は,燃焼用空気の予熱をおこなわないような燃焼器では正確に成立っている)。

 C_{pp} は統計力学的に求められる理論値を用いると、各混合比に対して、図 3.1 のように与えられる。 この C_{pp} の値を参考にして求められる理論燃焼温度は同図に点線で示してある。

MICS は空気過剰率が1.8以下で十分安定した燃焼をすることを 前にのべたが、このことと図3.1より、MICSでは、1,500°C以上 の理論温度が実現されていることになる。しかしながら、この理論 燃焼温度というのは、燃焼ガスからのふく射や対流による熱損失を 無視したものであり、実際に実現される燃焼温度はかなり低いのが 普通である。筆者らは スペクトル 線反転法⁽⁶⁾や熱電対法による燃焼ガ ス温度の測定を行なっているが、その結果では空気過剰率1.0 近く



CPL はガス温度 100°C 以下, CPH はガス温度 100°C 以上のとき燃料成分は次のよ

うに改走した。				** (*****
Τガス	CO_2 : 10.1 %	$O_2: 3.6\%$	CO: 3.4 %	H_2 : 40.3 %
	$CH_4:25.7\%$	N_2 : 10 %	C2 以上:6.9 %	6
0 ガス	CO2:3%	O2:4%	CO:6%	$H_2:43\%$
0	CH4 : 21 %	$N_2 : 10\%$	C2 以上:5%	
TH ガス	CO2:5%	$O_2: 2\%$	CO:7.5%	$H_2:40\%$
	CH4 : 22.5 %	N2:18%	C2 以上:5 %	

図 3.1 混合比と燃焼 ガス 比熱・温度との関係 Specific heats of combustion gas vs. mixing ratio.

のとき,平均温度 1,700℃ 程度の状態が実現されていることを確認 している。

燃焼空間内の平均的気体温度が,ふく射熱伝達(2.3節参照)の 存在下でこのように高温に保たれていることは,混合の良さ,燃焼 特性の良さを証明しているものといえる。

3.4 完全燃焼性

一般の家庭での応用を目的とするかぎり、人体に悪影響をおよぼ さないように完全燃焼することが重要である。MICS では排気を屋 外におこなうのが容易であるが、万一排気が室内に放出されても人 体に危険をおよぼさないように、排気中の CO の量を 50 ppm (1 ppm は、排気1 cc 中の CO 量が 100 万分の1 cc であることを示す) 以下におさえることはきわめて容易である。

また、NOx、SO2 などが排気中に含まれている量は、従来のもの と同程度であり、本質的な差はない。

4. 応用について

MICS について、その構成原理・特長などを簡単にのべてきたが、 最後に MICS 方式の応用についてのべる。

燃焼部を狭い空間に閉じ込めた結果,これまでのように燃焼室の 形にとらわれる必要がなくなり,目的に応じていろんな形状のガス 加熱器をつくることができるようになった。燃焼ガスの排気も,細 い π -ス(金属でなくてもよい)で任意の場所に排出することができ る。また,MICSでは,燃焼空気供給用のブロフを備えているが, このブロフの送風圧の許す範囲で,燃焼器に結合される熱交換器に も適当な圧力損失を許容するなら,熱交換器もきわめてコンパクトに できる。

このように, コンパクト性, 効率の高さ, 衛生性, 低騒音性を備え た MICS 方式は, 一般の家庭における温水器・温風暖房機などの熱 源に最適であると考えられる。とくに, 温風暖房機は昨年より長期

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

実用 テスト を行ない, その開発はほとんど完了している。この温風 暖房器は セントラルヒーティングの室内 ユニット と同じ機能を持ちながら, 中央の熱源が不用であるため, 据置工事などのめんどうな手間が非 常に少ない画期的なものである。これについては別の論文で詳述す る。

5. む す び

以上, MICS の構成原理・燃焼特性について報告したが,本報告 における概要を要約すると, MICS とは混合室と熱触媒のくみあわ せによって,燃焼器のかん詰め化といわれる コンパクト な ガス 燃焼を 可能ならしめた新しい燃焼方式である。筆者らはすでに MICS の基 礎研究を終え,現在各種の応用を検討中である。

なお, MICS の熱触媒を研究してくださった当研究所の林専門部

長をはじめとする セラミックス 研究 グループ のかたがたに謝意を表します。

参考文献

- (1) 放電 ハンドブック (電気学会) p.48
- (2) 化学工学便覧(化学工学協会)第3版 p.60
- (3) R. Cescotti : J of the Institute of Fuel, 77 (1968)
- (4) M. Destrian, H. Heleschewity : 11 th Symposium (International) on Combustion, p. 1,075.
- (5) J. K. Kilham, P. G. Dunham : 11 th Symposium (International) on Combustion, p. 899.
- (6) 野間口ら:電気四学会連大(昭44-4)

and a

UDC 621. 386 [546. 47 : 546. 23+546. 681 : 546. 23]

ZnSe \succeq GaSe σ Electro-Reflectance

浜川圭弘*・池田健志**・鈴木義彦** 伊吹順章⁺・小宮啓義⁺・木村 寛⁺⁺

Electro-Reflectance of ZnSe and GaSe Crystals

Osaka University Yoshihiro HAMAKAWA • Kenji IKEDA • Yoshihiko SUZUKI Mitsubishi Elect. Corp., Central Res. Laboratory Sumiaki IBUKI • Hiroyoshi KOMIYA • Hiroshi KIMURA

Electro-reflectance spectra of ZnSe and GaSe were measured at room temperature and low temperature. Of the results obtained, the spectra near the fundamental absorption edge are reported herein. In these measurements, the electric field was applied by using a dry method in which an interface barrier between a SnO₂ transparent electrode and the sample crystal was utilized. From the analysis of these spectra, the following parameters were obtained for ZnSe at 90°K : band gap energy $\varepsilon_g = 2.809 \text{ eV}$, exciton binding energy ($\varepsilon_g - \varepsilon_{ex1}$) =21 meV and energy of the first excited state of exciton ($\varepsilon_{ex2} - \varepsilon_{ex1}$) =16 meV. Similarly for GaSe at 90°K, were given $\varepsilon_g = 2.124 \text{ eV}$, ($\varepsilon_g - \varepsilon_{ex1}$) =23 meV and ($\varepsilon_{ex2} - \varepsilon_{ex1}$) =17 meV.

1. まえがき

最近における電子計算機技術と情報工学の急速な進歩にともなっ て、常に"より速く"、"より多く"の情報を処理する技術の開発が 要求され、これにこたえるものとしてオプトエレクトロニクスを取り入れ た光演算、光メモリー、固体画像変換など、新しい機構にもとづく情 報処理法に期待がかけられている。こうした状況にもとづいて半導 体感光素子、半導体レーザおよび発光ダイオードといった機能素子につ いても、その動作速度や波長範囲などそれぞれの機能に応じた特殊 な性能を備えた素子の開発が望まれている。

中でも発光素子については,現在 GaAs $_{(1-x)}P_x$ など主として III ーV族化合物を用いて赤外部から赤色部までの領域で動作する素子 がすでに開発され,実用に供されつつあるが,それより短かい可視 領域についてはまだ効率の良い発光素子が見つかっていない。われ われは従来より青緑色部に感度を有する II ーVI族半導体などの,禁 止帯幅の広い化合物半導体を用いた効率のよい新光電素子の開発を 目ざして研究を行なっているが^{(1)~(3)},これらの材料については, その電気的特性,発光波長とその強度等の制御に必要な情報である 不純物,および格子欠陥の準位を含めた電子帯構造の様子がいまだ に明確にされていない。

これを調べる方法の一つとして、材料の光学定数とその光波長依 存性を知ることが有効な手段であるのは周知のとおりである。最近 電子計算機の発達にともない、k・p 法、Pseudopotential 法、およ び Fourier 法など新しい電子帯構造の理論による詳しい計算が進み、 これらの結果から予想される微細構造と、より精度の高い実験デー タとの比較が望まれるようになってきた。

こうした要求に応ずる新しい実験的手段として,この2~3年微 分変調法と Lock-in 検出の技術を結びつけた精密な光学定数の測定 法が開発され,成果をあげている。すなわち変調のための perturbation として電場を用いて,いわゆる振動的 Franz-Keldysh 効果 による光学定数の変化を観測する electro-optical 効果⁽⁴⁾,力を加え る piezo-optical 効果⁽⁵⁾, また赤外 レ-ザ などによって 試料に 微小 な温度変化を繰返して与える temperature modulation⁽⁶⁾, 直接試料 にあてる光の波長を変調する λ -modulation⁽⁷⁾ などが試みられてい

る。

とのうちでも electro-optical 効果は,変調する電場の強さが容易 に制御できること,観測量についての理論的背景が明らかで,解析 結果から帯端の エネルギーのみでなく,帯端の形の種類や,遷移に関 与する エネルギー帯の還元有効質量など,他の方法に比べてより詳し い情報が得られるので,とくに半導体を中心にいろいろな研究が進 められている。

われわれはこの点に着目して最近 ZnSe および GaSe における electro-optical 効果を測定しているが、本報告では現在までに得ら れた結果のうちとくに吸収端近傍の スペクトル について述べる。この 測定技術は比較的新しいものであり、各種の改良がなされつつある が、われわれは電界の印加法として試料結晶と SnO2 透明電導膜と の間にできる界面障壁を利用する乾式法を開発し⁽⁸⁾、本研究でもこ の方法を採用している。

2. 理論的背景

半導体の各種の電子的性質は、いわゆる エネルギー 帯または エネルギ - 準位の構造と、そこにおける電子または正孔の分布をもとにして 理解されるが、この エネルギー 構造を記述する要素となるのは、電子 または正孔の エネルギー に、エネルギー帯の状態密度の ε 依存性、 およ び ε の運動量 (crystal momentum) k に対する依存性の三つであ る-

半導体に光をあてたとき、その photon $I + \mu t - \hbar \omega$ が二つの進位 の $I + \mu t -$ 間隔と一致すると光の吸収が起こるが、その吸収強度は 遷移に関係する二つの状態の状態密度、始状態の電子の分布密度、 およびその二つの状態間の遷移確率に比例する。したがって状態密 度が急激に変化する点 (critical point、たとえば伝導帯の下端など) の間の $I + \mu t -$ 間隔と $\hbar \omega$ が一致する波長で、光の吸収係数や反射 率にも急激な変化があらわれる。これが半導体の $I + \mu t -$ 構造を知 るうえで、光学定数の測定が重要な役割を果すゆえんであるが、紙数 にも限りがあるので、そのような一般的理論は他の $f + \lambda t^{(0)}$ を参照 していただくことにして、ここでは半導体の複素誘電率 $\epsilon = \epsilon_1 + i\epsilon_2$ が外部電場によってどのように変化するかということから述べるこ とにする*。

2.1 半導体の誘電率の電場による変化

Z

半導体に電場をかけると自由担体が場所的に移動して電流を生じ ることは当然であるが、同時にこの電場によって I + u = H = H = U密度自身が変化し、したがって光学定数が変わる。このような原因 による光学定数の電場変化は、最初 Franz と Keldysh によって理 論的に計算されたので、一般に Franz-Keldysh 効果⁽¹⁰⁾と呼ばれて いるが、その後 Callaway⁽¹¹⁾ や Aspnes⁽¹²⁾等によって拡張、一般化 された。もちろん一般化されたとはいっても、ここで興味があるの は主として母体の I + u = H = H = U上記の理論もこのような部分に限られている。

x, y, zの三軸に沿った方向の電子—正孔対の還元有効質量がそれぞれ m_x, m_y, m_z である結晶に、電場 $E(E_x, E_y, E_z)$ が印加された場合、誘電率の虚数部 $\epsilon_2(\omega, E)$ は次式で表わされる⁽¹²⁾。

ただし、 θ_i は対称軸 i=x, y, z について、

 $\theta_i^{3} = e^2 E_i^{2} / 2\hbar \mu_i \cdots (2.2)$ で定義される量で、 $\mu_i = |m_i|$ である。

また ε_i は電子—正孔対の i 方向の $x \neq u \neq -$ を表わし、 ε_i sgn (m_i) とあるのは m_i の符号にあわせて ε_i の符号をつけることを意味する。 Ai(x) は Airy 関数と呼ばれ次のような積分関数である⁽¹³⁾。

最後に ε_o は注目している critical point における二つの $_{z + \mu + -}$ 帯の $_{z + \mu + -}$ 間隔であり、 また B は E および $\hbar \omega$ に依存しない定数で ϵ_2 の絶対的な大きさを決める。

式 (2.1) は通常の E=0 の場合の直接遷移形帯間遷移における α の表式⁽¹⁴⁾に現われる双極子能率の行列要素 P_{if} を, 電場が存在する場合の Schrödinger 方程式の解を用いて書き直すことによって得られるものである。この式の積分は適当な近似を用いて積分範囲を決め, E=0 の場合の状態密度関数の形を考慮に入れて実行することができるが,その際式 (2.1) の被積分関数の形が m_i の符号によって変化することに注意する必要がある。 ところで半導体の Iネ μ [#]- 帯の critical point の形は, 普通 m_i の符号によって次の4種類に分類されている。

$\mathbf{M}_0 \mathcal{\mathbb{H}}: m_x, \ m_y, \ m_z > 0$	(ellipsoid)
$M_1 \oplus m_x, m_y > 0, m_z < 0$	(saddle point)
$M_2 \oplus m_x, m_y < 0, m_z > 0$	(saddle point)
$M_3 \oplus m_x, m_y, m_z < 0$	(ellipsoid)

したがって m_i の符号を決めて式 (2.1) の積分を実行するという ことは、 上記4種の critical point の形についてそれぞれ積分を実 行することを意味する。

われわれが行なう実際の electro-optical の効果の測定では、吸収 係数 α や反射率Rの電場による変化分のみをとらえて議論する場合 が多いので、ここで $\epsilon_2(\omega, E)$ の電場による変化分 $\Delta \epsilon_2(\omega, E)$ を次 のように定義しておく。

$$\varDelta \epsilon_1(\omega, E) \simeq \frac{1}{\pi \omega^2} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d\omega'}{\omega' - \omega} \omega'^2 \varDelta \epsilon_2(\omega, E) \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots (2.5)$$

ただしPは積分の主値である。 **ま**2.1 は以上に述べた 式 (2.1) の積分を実行して得られた $\epsilon_2(\omega, E)$,およびそれと式 (2.4), (2.5) を用いて計算した $\Delta \epsilon_2(\omega, E)$, $\Delta \epsilon_1(\omega, E)$ の結果を,四つの形の critical point についてそれぞれまとめたものである。なおこの表の $\epsilon_2(\omega, E)$ が E=0の極限では,帯端における通常の ϵ_2 の表式,た とえば M_0 形の場合,

 $\epsilon_{2}(\omega) = (B/\omega^{2})\hbar^{1/2}(\hbar\omega - \varepsilon_{g})^{1/2}u(\hbar\omega - \varepsilon_{g}) \cdots (2.6)$ と一致することはいうまでもない。ただしここでu(x)は unit step 関数で, $x \ge 0$ で1, x < 0で0である。

表 2.1 にある関数 $F(\eta)$ は第一種の electro-optical 関数と呼ば れるもので、次の式で定義される。

 $F(\eta) = [\operatorname{Ai}^{\prime 2}(\eta) - \eta \operatorname{Ai}^{2}(\eta)]$

$$-(-\eta)^{1/2}u(-\eta) \qquad (2.7)$$

もう一つの関数 $G(\eta)$ は第二種の electro-optical 関数と名付けら れており、B 種の Airy 関数 Bi(x) を含み、次式で表わされる。

 $G(\eta) = [\operatorname{Ai}'(\eta)\operatorname{Bi}'(\eta) - \eta\operatorname{Ai}(\eta)\operatorname{Bi}(\eta)]$

 $+\eta^{1/2}u(\eta)$ (2.8)

ここで Bi(x) は Ai(x)Bi(x) の積分表示が次のような形で定義される関数である。

Ai(x)Bi(x) = $\frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{ds}{\sqrt{s}} \sin\left(\frac{1}{12}s^3 + xs + \frac{\pi}{4}\right)$ (2.9)

また θ は式 (2.2) で定義された θ の絶対値に相当するもので,

表 2.1	M ₀ ~M ₃ 形帯端における	electro-optical 効果の
	スペクトル の理論式	
Summary	of theoretical results for	alastes section

Summary	of	theor	etical	resu	lts for	elec	tro-optical	spectra.
悲労の形		<i>a</i> n	Ac. (.	. E)	1	E	- /	

裕端の形 	η	$\Delta \epsilon_1(\omega, E)$	$\Delta \epsilon_2(\omega, E)$	$\epsilon_2(\omega, E)$
M_0	$rac{arepsilon_g - \hbar \omega}{\hbar heta}$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}G(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}F(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2} [\operatorname{Ai}'^2(\eta) - \eta \operatorname{Ai}^2(\eta)]$
M_1 parallel $ heta_z > heta_{xy}$	$\frac{\hbar\omega-\varepsilon_{g}}{\hbar^{\theta}}$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}G(\eta)$	$-\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}F(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2} \Big\{ [\eta \mathrm{Ai}^2(\eta) - \mathrm{Ai}'^2(\eta)] \Big\}$
				$+\left(\frac{\varepsilon_{z0}}{\hbar\theta}\right)^{1/2}\!\!\left\}\!\hbar\omega\!>\!\varepsilon_g\!-\!\varepsilon_{z0}$
M_1 transverse $\theta_{xy} > \theta_z$	$\frac{\varepsilon_{g}-\hbar\omega}{\hbar\theta}$	$-\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}F(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}G(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2} \Big\{ [\operatorname{Ai}'(\eta)\operatorname{Bi}'(\eta)$
			$-\eta \mathrm{Ai}(\eta)\mathrm{Bi}$	$(\eta)] + \left(\frac{\varepsilon_{z0}}{\hbar\theta}\right)^{1/2} \right\} \hbar\omega > \varepsilon_g - \varepsilon_{z0}$
M_2 parallel $ heta_z > heta_{xy}$	$rac{arepsilon_g - \hbar \omega}{\hbar heta}$	$-\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}G(\eta)$	$-\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}F(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2} \Big\{ [\eta \mathrm{Ai}^2(\eta) - \mathrm{Ai}'^2(\eta)] \\$
				$+ \left(\frac{\varepsilon_{z0}}{\hbar\theta}\right)^{1/2} \} \hbar\omega < \varepsilon_g + \varepsilon_{z0}$
M_2 transverse $ heta_{xy} {>} heta_z$	<u>ħω—ε</u> , ħθ	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}F(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}G(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2} \bigg\{ [\operatorname{Ai}'(\eta)\operatorname{Bi}'(\eta)$
			$-\eta { m Ai}(\eta) { m Bi}$	$(\eta)] + \left(\frac{\varepsilon_{z0}}{\hbar\theta}\right)^{1/2} \hbar\omega < \varepsilon_g + \varepsilon_{z0}$
M_3	<u>ħω-ε</u> , ħθ	$-\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}G(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2}F(\eta)$	$\frac{B\theta^{1/2}}{\omega^2} [\operatorname{Ai}'^2(\eta) - \eta \operatorname{Ai}^2(\eta)]$

* 物質の光学定数には本質的に二つの要素があるが、その一つは電磁波の位相に対する影響をあらわす量であり、もう一つは振幅に対する影響をあらわす量である。この二つの定数とし て、たとえば風折率 n と吸収係数 α というように、幾種類かの選び方があるが、ここでは現象論的により一般的な定数として複楽誘電率を選んだ。

1



図 2.1 第一種および第二種の electro-optical 関数 $F(\eta) \ge G(\eta)$ Electro-optical functions $F(\eta)$ and $G(\eta)$.





さて表 2.1 を見ればわかるように、electro-optical 効果で測定さ れる量 $\Delta \epsilon_1(\omega, E)$ または $\Delta \epsilon_2(\omega, E)$ の スⁿ フトル の形は、 すべて関 数 $F(\eta)$ または $G(\eta)$ で決定される。 そこでこの両関数の η 依存性 をあらかじめ知っておくと便利であるので、その形を図 2.1 (a)、 (b) に示した。これらの結果をもう少しわかりやすくするために、 閃亜鉛鉱形半導体の直接遷移形基礎吸収端で普通に出てくる M_0 形 帯端の場合を例にとって、以下に説明する。

まず式 (2.6) であらわされる吸収 ϵ_2 の スペクトル が,電場が か か るとどのように変形されるかを定性的に示したのが図 2.2 である。 この図で実線が式 (2.6) に相当し,破線が表 2.1 の M_0 形の $\epsilon_2(\omega, E)$ に相当しており,したがって斜線の部分が $\Delta\epsilon_2(\omega, E)$ をあらわ すことになる。この $\Delta\epsilon_2(\omega, E)$ の スペクトル は表 2.1 を見れば, F (η) すなわち 図 2.1 (а)の形をしていることがわかるが, M_0 形 の場合 $\eta = (\epsilon_g - \hbar \omega)/\hbar \theta$ ととっているので,図 2.1 (а)の $\eta = 0$ が 図 2.2の $\hbar\omega = \epsilon_g$ の点に対応し、かつ両図の間で横軸の左右が逆転 していることに注意する必要がある。

ここで 図 2.1 および 図 2.2 について、従来の Franz-Keldysh 効果のことばで説明すると、 図 2.1 (a)の $\eta>0$ の部分つまり図 2.2の $\hbar\omega < \varepsilon_0$ の点線部分が、いわゆる exponential tail、すなわ ちトンネル 効果による禁止帯中への波動関数のしみ出しによる 吸収 に相当し、 $\eta<0$ の部分が一般に振動的 Franz-Keldysh 効果と呼ば れているものに対応している。 従来より行 なわれている Franz-Keldysh 効果を用いた光強度変調の実験は、このうちの前者すなわ ち exponential tail を利用したものである。

表2.1 でもう一つ注目すべきことは、 M_0 および M_3 形では $4\epsilon_2$ の スペクトル の形は、電場の方向によらず $F(\eta)$ の形をとるが、 M_1 および M_2 形の場合には、電場の方向が Z 方向に近いか($\theta_z > \theta_{xy}$)、 または垂直に近いか ($\theta_z < \theta_{xy}$)によって、 $F(\eta)$ から $G(\eta)$ へと スペク トル の形そのものが変化する事実である。 この事実と高精度の測定 が可能であることとがあいまって、普通の光学定数の測定では決定 の困難な critical point の型を、electro-optical 効果では容易に 判 定することができる。

さらに興味深いのは、図2.1に示されたような $\Delta \epsilon$ の振動の周期は、 $\hbar \omega$ を横軸にとったとき表2.1および式(2.2)、(2.10)から判明するように、 $E^{2/3} \cdot \mu^{-1/3}$ に比例して変化することである。したがってこの振動周期の電場依存性を測定することにより、遷移に関与している帯端の還元有効質量 μ の値を評価することができる⁽¹⁰⁾。

2.2 微分光学定教とその解析理論

この実験においてわれわれが実際に測定するのは、吸収係数の変 化分 $\Delta \alpha(\omega, E)$ または反射率の変化分 $\Delta R/R$ であるから、前節の 理論を適用するには、これらと $\Delta \epsilon_1(\omega, E)$ および $\Delta \epsilon_2(\omega, E)$ との 間の関係を知っておく必要がある。まず $\Delta \alpha(\omega, E)$ について 考え ると、電場がないときには $\alpha \ge \epsilon_2$ の間にはよく知られているよう に $\epsilon_2 = (nc/\omega)\alpha$ の関係がある。これに電場がかかったときには α の みでなく n も変化するが、n の電場変化が無視できる程度に小さい と仮定すれば、

$$\Delta \epsilon_2(\omega, E) \simeq \left(\frac{nc}{\omega}\right) \Delta \alpha(\omega, E) \cdots (2.11)$$

となる。ここでには真空中の光速である。

一方 $\Delta R/R$ については式 (2.1) のような単純な表式にはなら ないが、通常の直角入射に対する複素反射率の式⁽⁰⁾を $(n+ik)^2 = \epsilon_1 + i\epsilon_2$ の関係を使って書き変えて、 微分、 整理すると下記の関係式が得られる。

$$\Delta \epsilon_1(\omega, E) = \frac{1}{2} \gamma \frac{dR}{R} - \delta \Delta \phi \dots (2.12 \text{ a})$$
$$\Delta \epsilon_2(\omega, E) = \frac{1}{2} \delta \frac{dR}{R} + \gamma \Delta \phi \dots (2.12 \text{ b})$$

ここに、 γ , δ, $\Delta \phi$ は次の式で与えられる。

$\gamma = n(n^2 - 3k^2 - n_0^2)/n_0$	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	(2.	13	a))
--------------------------------------	---	-----	----	----	---

 $\delta = k(3n^2 - k^2 - n_0^2)/n_0$ (2. 13 b)

ただしkは試料の消衰係数, n_0 は試料の反射面に接している透明媒質の屈折率である。式(2.12)の逆変換はこの式から容易にわかるように、



図 2.3 ZnSe \mathcal{O} A(ω) と B(ω). 式 (2.15) 参照 A(ω) and B(ω) in Eq. (2.15) for ZnSe.

 $\frac{\varDelta R}{R} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\omega}) \varDelta \epsilon_1(\boldsymbol{\omega}, E) + \mathbf{B}(\boldsymbol{\omega}) \varDelta \epsilon_2(\boldsymbol{\omega}, E) \cdots (2.15)$

となり, 係数 A(ω) と B(ω) は式 (2.13) の γ, δ を用いて,

と書ける。

CALCULAR OF STREET

以上で測定量と2.1節に求められた $\Delta \epsilon_1(\omega, E)$, $\Delta \epsilon_2(\omega, E)$ の間 の関係が判明したわけだが、実際の測定に際しては式 (2.15)を用 いて理論的に $\Delta R/R$ の形を予測することがしばしばあり、その場 合には A(ω), B(ω)を知る必要がある。図2.3にその一例として ZnSe の A(ω) と B(ω)を、Aven⁽¹⁷⁾による ϵ_1 と ϵ_2 の測定値を用い て計算したものをあげたが、一般的にいって基礎吸収端およびそれ 以下の photon $\pm i \lambda i = i$ 領域では、k に比べて n がはるかに大きい ので式 (2.13) と式 (2.16) によってこの領域では $|A(\omega)| \gg |B(\omega)|$ となり、すなわち $\Delta R/R$ は $\Delta \epsilon_1(\omega, E)$ にほぼ比例する。

これに対して $\hbar\omega$ の大きい領域では $A(\omega) \ge B(\omega)$ が同じ程度の 大きさになるので, $n \ge k$ を測定して $A(\omega) \ge B(\omega)$ を計算するこ とが必要になり, さらに $\hbar\omega$ が大きくなると, 図 2.3 でもわかる ように $|B(\omega)|\gg|A(\omega)| \ge c \delta$ り, $\Delta R/R$ は主として $\Delta \epsilon_2(\omega, E)$ で 決まることになる。これらの事実にもとづき,本論文で取扱う基礎 吸収端近傍の \vec{r} -9 については, $|A(\omega)|\gg|B(\omega)|$ が成立するもの として解析を行なう。

3. 実験の方法と試料の製作

3.1 測定法

Electro-optical 効果の測定には $\Delta \alpha$ を測定する方法と(実際には 透過光強度の変化分 $\Delta I_{I'}/I_{T}$ を測定する方法の 2種類がある。 このうち $\Delta \alpha$ は式 (2.11) でわかるように、 $\Delta R/R$ に比べてより直接的に物理量と結びついているため、解析が容易で ある。しかし $\Delta \alpha$ の場合は試料の透過光を測定するから、基礎吸収 端近傍より短波長の領域で測定するときには、数 μ 以下という非常 に薄い試料を要する。このような薄い試料は特殊な物質を除いてほ とんどの場合製作が困難であるので、 われわれは $\Delta R/R$ を測定す るいわゆる electro-reflectance 法を採用している。

of Southern

図 3.1 は *AR*/*R* を直接測定するためにわれわれが用いている 装置を模式的に示したものであるが、以下この測定系の動作を簡単に説明する。分光器を出た単色光はその一部(数%~10%)を バイモル



図 3.1 Electro-reflectance を求める測定系の ブロックダイヤグラム Block diagram of measurement system of electro-reflectance.

っを用いて $f_1=90$ Hz で変調された後試料表面に入射し, その反 射光が検出器にはいる。 この際試料には, 適当な直流 パイアス V_{DC} と $f_2=200~1,000$ Hz の交流 V_{AC} を重畳した電圧を印加して, そ の反射率を周波数 f_2 で変調 (ΔR) してある。したがってこのとき の検出器の出力は, Rに比例した周波数 f_1 の信号の上に, ΔR に 比例した周波数 f_2 の信号が重畳したものとなる。 この 出力を f_1 および f_2 に同期した 2 台の Lock-in 増幅器を通すことによって, Rおよび ΔR に比例した直流出力をそれぞれ取出し, log 変換器を 通した後両者を差引きして記録計に書かせる。

この測定系は、 $\log(\exists R/R)$ を途中手を加えずに直接 チャート上に 記録させるので、便利であるばかりでなく、さらに $\exists R$ や R の絶 対値を測定する必要がないので、検出器の感度や入射光強度の波長 依存性を補正しなくてよいという利点がある。また log 変換器を通 しているので、低 $\iota \prec_{\mathbb{N}}$ の $\exists R/R$ の構造をより明確に測定できる。 光検出器は測定の波長に応じて適当なものを用いればよいが、本研 究では光電子増倍管あるいは Si $\pi \restriction s \dashv \pi - \restriction$ を使っている。

試料中に高電界をつくる方法はいくつかあるが、大別すれば、

(a) 試料の両端に電極をつけてこの間に高電圧を印加し, 試料 中一様に高電界を作る方法

 (b) p-n 接合その他なんらかの界面にできる エネルギー 障壁中の 電場を利用する方法

の二つになる。本研究では試料結晶の反射面に SnO₂ の透明電導膜 をつけ, この SnO₂ 膜と試料結晶との境界面にできる r + u = 障壁 を利用して,高電界を作っている。この r + u = 障壁の構造は現在 のところまだはっきりしないが,図 3.2 に n-ZnSe の場合につい て示すような,試料結晶と n-SnO₂ との間の n = 接合と推定され る。この場合 r + u = 障壁の原因となっているのは,両者の境界面 にできる界面準位であろう。





Energy band model of ZnSe-SnO₂ hetero junction and electric field modulation.

3.2 試料の製作

本研究で取扱っている ZnSe と GaSe の結晶は, ともにわれわれ のところで製作したものであるが, 前節に述べた電界印加法を適用 する場合,結晶の比抵抗が高すぎると結晶に一様に電界がかかって しまい, 逆に低すぎると良好な ヘテロ 接合ができにくいといった問 題がある。この点に関しては種々実験の結果, 1 ~10Ω-cm の比抵 抗が適当であることが判明した。

3.2.1 ZnSe 結晶

3.2.2 GaSe 結晶

GaSeの融点は 960°C であるので, Ga と Se を石英 アンプル に封 じて合成したのち, 通常の ブリッジマン 法を用いて冷却結晶化した。 GaSe の結晶は層状構造を持っており, C 面に沿って容易にへき開 ができるので, このへき開面を反射面として用いた。GaSe の結晶 は通常 P 形で, 上記の方法で 製作した as-grown GaSe は数+ Ω -cm の比抵抗を持っている。したがって特に熱処理は施さずに, 10 Ω -cm 程度の比抵抗を持つものを試料として用いた。なおここで用 いた GaSe 結晶には特に不純物は ドープ しておらず, また オーミック 電極にはやはり Hg-In の アマルガムを用いた。



図 3.3 ZnSe-SnO_{2 ヘテロ} 接合の V-I 特性の例 Typical V-I characteristics of ZnSe-SnO₂ hetero junction.

3.2.3 透明電極の製作

 $I + \lambda u = r$ 障壁を作るための SnO₂ の透明電極は, 前記の試料結晶 の反射面に少量の In をまぜた Sn を蒸着し,空気中で 300°C 前後 に熱して酸化することにより製作した。この方法を用いると再現性 は必ずしも良くないが,面比抵抗 10 kΩ,光透過率 80 % 程度の透 明電導膜が得られる。またこの方法による透明電導膜と結晶の接合 面は十分良好な整流特性を示し,注入形の電場発光も観測される。 図 3.3 はその一例として, ZnSe の場合の典型的な整流特性を示し たものである。

 SnO_2 の透明電導膜を製作するときには、通常基板の温度を 500° C 程度に上げておいて、Snの溶液を O_2 ガスとともに吹きつける方法 がとられている。しかし基板が半導体の場合には、この方法では結 晶表面に厚い酸化層ができやすく、良好な整流特性が得られること はまれである。これに対して本研究で用いた方法では酸化層ができ にくいので、良好な Λ_{FD} 接合が得られるものと思われる。

実験結果と検討

4.1 ZnSe

ZnSe は II₀-VI₀ 族化合物に属し、CdS 等と同じく一般に光電半 導体と呼ばれているものの一種である。ZnSe の基礎吸収端は 77°K で2.8 eV 付近にあり、M₀ 形の直接吸収端であることが知られてい る⁽¹⁹⁾。われわれの用いた結晶は積層不整に起因する ウルワ 鉱形の結 晶構造をわずかに含んでいるが、大部分は閃亜鉛鉱型結晶構造(立 方晶系)であり、したがって光学遷移に関する異方性は無視してよい。

測定は波長 4,000 Å~4,900 Å の範囲で温度 25,90,200,300°K の4点について行なった。 図4.1 は 90°K で測定した AR/Rのス ペクトルの バイアス 電圧依存性を示す。図から明らかなように変調電圧 V_{AC} が少さいほど、微細な構造が現われてくるが、 同時に各 $\ell-2$ の値も小さくなり、正確な AR/R の値の測定に困難がともなって くる。そのうえ、JR/Rの スペクトル は thermal broadening を含む ため温度に大きく依存し、したがってもっとも スペクトル の構造が明 確になる V_{AC} の値は温度によって異なる。

図 4.2 は測定した四つの温度における典型的と思われる 4R/Rの $3^{<}0$ hu を示したものである。これら四つの $3^{<}0$ hu においてそれぞれ対応すると考えられる構造 (負の $\ell-0$) を同じ記号で示してある。ただし 90°K と 200°K の間の対応は,途中の温度の f-g がないので確実とはいえない。また $\ell-0d$ は 25°K で他の温度のそ

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

れに比べてかなり高 $_{1 \neq \mu = -}$ 側によっているが, これは 2.1 節の 説明からわかるように吸収端より高 $_{1 \neq \mu = -}$ 側の構造の電圧依存性 が大きいことによるもので, 事実 25 K で $V_{AC} = 4$ V にすると, ピ - 2 d の位置は 2.90 eV 付近までさがってくる。

これらの構造のうちまずピークbに注目し、図4.1,4.2 および 各温度において測定した スペクトル の電場依存性を検討した結果,少 なくとも次の3点が明らかとなった。





ZnSe at 90°K.



図 4.2 ZnSe の $\Delta R/R$ スペクトル の温度変化 Temperature dependence of $\Delta R/R$ spectrum of ZnSe.

(1) 25℃K と 90°K を比べると 25℃K のほうがその相対強度が大 きい。

(2) VACを変化させたときピークの位置はほとんど動かない。

(3) V_{AC} を増加してゆくと低電圧でその強度が一度大きくなり、 さらに増加すると electric field broadening が影響して ℓ_{-2} の 幅 が広くなるとともに強度が小さくなる。

こうした振舞いはピークbが exciton の基底準位に関係したもの であるとすると説明することができる。

図 4.3(a) は exciton が他の吸収から十分離れている 場合の electro-reflectance 信号の構造を定性的に示したもので, これは 通 常 exciton の基底準位の場合にあてはまる。この図で吸収係数 α の 実線の曲線は電場がないときの exciton の吸収線を表わしているが,

これに電場がかかると点線のように変化する。 そこで式 (2.4), (2.5) および (2.11) を参照すると、 $\Delta \epsilon_1$ および $\Delta \epsilon_2$ は下図のよう になる。この場合 exciton の $I \lambda_{l} t - \epsilon_{ex}$ は $\Delta \epsilon_2$ の負の ℓ_{-2} の位 置で決めることができる。一方 exciton の励起準位のように基礎吸 収端に近接している場合には、図4.3(b)のように両者が重なっ たものとなり、基礎吸収端の $I \lambda_{l} t - \epsilon_{g}$ の決定は困難である。 さ らに熱振動等により両者の重なりがひどくなると、 ϵ_{ex} 自体の決定 も困難となるが、実際にはこのような状態がしばしば起こる。

以上の考察と前記の振舞を念頭において 図 4.1 をながめると, ピーク b は exciton の基底準位に対応すると考えるのがもっと も 妥 当である。 そこでその $_{z \neq u}$ ギー ϵ_{ex1} を決定するために 式 (2.12 b) を用いて $\Delta R/R$ を $\Delta \epsilon_2$ に変換した。ただしその際式 (2.13) の n, k および n_0 が, この波長領域で一定という仮定を置いた。この K-



図 4.3 Exciton による electro-reflectance スペクトル Electro-reflectance signals originated from exciton absorption.



図 4.4 25°K における ZnSe の $\Delta R/R \ge K-K$ 変換で得た $\Delta \epsilon_2$ $\Delta \epsilon_2$ calculated by using K-K transformation from $\Delta R/R$ of ZnSe at 25°K.

K変換の一例として 25°K, V_{AG} =30 V の場合を 図 4.4 に示す。 この図でわかるように $\Delta \epsilon_2$ にも $\Delta R/R$ と類似の構造があらわれ, 対応する ピーク は "'"をつけた記号を付して示してある。

このようにして得た $\Delta \epsilon_2$ の ℓ_{-2} b' の 位置から exciton の基底状 態の $I \neq_{l} \ell_{-2} \epsilon_{exl}$ を決定すると、 25°K で $\epsilon_{exl} = 2.795$ eV、 90°K で 2.788 eV の値が得られる。200°K と 300°K では b と c が重なって いるので正確な値は決定できず、 単に図 4.2 の b+c で示した ℓ_{-2} の付近としかいえない。これらの値は Hite 等による反射率測定 から得られた値と医ぼ一致している⁽²⁰⁾。

次に ビーク c, c' に注目すると, これは exciton の第一励起準位と 基礎吸収端が重なったものと考えられ, 図4.2(b)の場合に相当 するであろう。そこで $\Delta \epsilon_2$ のビーク c' の位置から第一励起準位の エ λ_{1} ギー ε_{ex2} を決定すると, 25°K で ε_{ex2} =2.825 eV, 90°K で 2.804 eV なる値が得られる。このうち 90°K での値は前記 Hite 等による 測定値とも一致しており, ほぼ妥当な値と考えられるが, 25°K で の値は E_{ex1} を基準として理論的に 予測される値に 比べてかなり大 きい。そこでここでは 90°K での ε_{ex1} と ε_{ex2} および 25°K での ε_{ex1} を用いて他の値を算出することにする。

ヮ-ニャ形の exciton では $(\varepsilon_{g} - \varepsilon_{ex1}) \simeq \frac{4}{3} (\varepsilon_{ex2} - \varepsilon_{ex1})$ となるので, 90°K では $(\varepsilon_{ex2} - \varepsilon_{ex1}) = 16$ meV であるから, $(\varepsilon_{g} - \varepsilon_{ex1}) = 21$ meV すなわち $\varepsilon_{g} = 2.809$ eV となる。一方 25°K でも上記の差の値はほ とんど変化しない。したがって 25°K の ε_{ex1} と上記の 差の値を使 うと, 25°K の ε_{ex2} および ε_{g} としてそれぞれ 2.811 eV および 2.816 eV なる値が得られる。

ピークa については、現時点ではこれを説明する実験事実が出そろったとはいえないが、一つの可能性として LO-phonon-assisted exciton transition が考えられる。すなわち Reynolds⁽²¹⁾ その他のけい光 スペクトル の データ によると、 LO-phonon の エネルギー は約 32 m eV である。そこで ピーク b' と a' の エネルギー の差をとると 25°K で 45 meV、90°K で 28 meV となり、25°K ではやや大きすぎるが、90°K では近い値となっている。またこの解釈であれば ピーク a の強度が 25°K で 90°K の場合より小さくなっていることも、 LO-phonon density が低温で減少することによるとして矛盾しない。

最後に $\ell_{-2}d$ であるが、これについては現在のところ適当な解 釈が見当らない。もしこれを2章で述べた振動的 Franz-Keldysh 効果だと考えると、その V_{ac} による変化が理論と一致しない。し たがってこれは基礎吸収端によるものではなく何か他の原因による ものであり,この点については今後の研究にまたねばならない。 4.2 GaSe

GaSe は二次元的な $I \neq l \neq l$ 帯を持った層状半導体で, その基礎 吸収端は室温で約 2.0 eV, 液体窒素温度で約 2.1 eV にあることが 知られている⁽²²⁾⁽²³⁾。また パッド構造の計算によると、基礎吸収端は 三次元的な M_0 形の構造を持ち, 光学的遷移は光の電場ベクトル が c 軸に垂直のとき許容遷移となる⁽²⁴⁾。 われわれの実験では c 軸に 平行に電場をかけ, また c 軸に平行に光を入射しているので光の電 場ペクトル は c 軸に垂直となり, したがって上記 M_0 吸収端の吸収に 対応する構造があらわれるはずである。

測定は 300°K と 90°K において光波長 5,800~6,300 Å の範囲で 行なった。図 4.5 および図 4.6 に 300°K と 90°K でそれぞれ印加 交流電圧 V_{AC} を変えて測定した スペクトルを示す。両図で記号 a, b を付した負の ビークはそれぞれ対応しており, 90°K ではさらに高 エ ネルギー 側にもう一つの負の ビーク が存在する。また 90°K で V_{AC} を 大きくすると右端の負の ビーク 部分に小さい肩 c が現われる。 これ らの図から各 ビーク の位置はほとんど V_{AC} に依存しないこと が わ かる。また ピーク a と b の相対的な強度を比べると, 90°K において ビーク a は V_{AC} に大きく依存するのに, ピーク b にはあまり大きな依 存性が見られない。

一方温度依存性では、ピークαは 300℃ のほうが 90℃ に比べてそ の相対強度が大きくなるのに対して、ピークb はほとんど変化しない かむしろ 300℃ のほうが小さくなる。これらのことから ピークα と b はまったく性格の異なる 遷移に起因しているものと推論される。

これらの $\Delta R/R$ に現われる構造を物理的に解釈するためには, 前節に述べたように $\Delta R/R$ を $\Delta \varepsilon_2$ に変換する必要がある。 図 4.7 はその一例として 90°K, $V_{AG}=25$ V の場合の $\Delta R/R$ とそれから変 換した $\Delta \varepsilon_2$ の スペクトル を示したものである。ただしこの K-K 変換 の際にも前節と同様 $n, n_0 \gg k$ および $n \ge n_0$ が測定波長範囲内で一 定として計算を行なった。この図からわかるようにやや位置はずれ



図 4.5 300°K における GaSe の ΔR/R スペクトル の V_{AC} による変化 Applied voltage dependence of ΔR/R spectrum of GaSe at 300°K.

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970











るが、 $\Delta \epsilon_2$ においても $\Delta R/R$ における構造と対応する構造があらわれている。これらの対応する構造を"'"をつけた記号で示した。

次に以上の事実にもとづいてこれらの構造の原因となる遷移について考察を試みる。まず $\ell-\rho$ b, b' に注目すると,その形や挙動は前節 図4.3 で述べた exciton に関する定性的な議論から予測されるものとよく一致する。また Bassani 等の光学吸収の測定によると⁽²²⁾, GaSe の exciton の吸収は 77°K で 2.10 eV 付近にあり,これはわれわれの負の $\ell-\rho$ b' の位置とほぼ同じである。これらのことから $\ell-\rho$ b' は exciton の基底準位への遷移に対応するものと考えられ、その π^{+} ーは 90°K で $\epsilon_{ex1}=2.101$ eV, 300°K で 2.007 eV となる。構造 c の属する負の $\ell-\rho$ は現在のところはっきりしないが、前節と同様に exciton の第一励起準位と基礎吸収端が重なったものと考えられる。

今もし構造 c, c' が exciton の第一励起準位に対応するものと仮 定すると, その エネルギー は ε_{ex2} =2.118 eV (90°K) となり, したが って ($\varepsilon_{ex2} - \varepsilon_{ex1}$)=17 meV である。 この 場合も おそらく 9-=7 形 の exciton と考えられるので, 前節と同様に ($\varepsilon_{g} - \varepsilon_{ex1}$)=23 meV, すなわち ε_{g} =2.124 eV (90°K) となる。これらの値は Mooser 等に よる光吸収での測定値ともだいたい一致しており⁽²³⁾, 妥当な 解釈 であろう。一般的にいってこれらの準位は 90°K では数 meV の熱 振動による幅を持つから, 基礎吸収端と exciton の励起準位が重な って, 図 4.7 に見られるような不明確な構造になったものと思わ れる。したがってこの点に関してはさらに液体 ヘリウム 温度で測定す る必要がある。

最後に ℓ_{-0a} であるが、これはその位置と強度の温度および印 加電圧による変化から考えて、何らかの不純物または格子欠陥に起 因する遷移に対応していることはほぼまちがいない。この準位の位 置は 300°K で 1.986 eV、90°K で 2.093 eV であるが、もし (ε_{g} – ε_{exl})が 90°K と 300°K で 等しいとすれば 300°K の ε_{g} は 2.030 eV となり、この準位の深さは 300°K で 44 meV、90°K で31 meV とな り、かなり大さな温度変化を示す。

以上得られた値を,他の著者の測定値とともに 表 4.1 にまとめ ておく。

5. む す び

固体による新しい光電相互変換素子開発に関して行なっているー 連の研究の一つとして、固体の電子帯構造を知る有効な実験的手段 である electro-optical 効果をとり上げ、まず異方性結晶の誘電率が 電場によってどのように変化するかをしらべ、その結果として、固 体の光学定数である吸収係数 α および反射率 R の吸収端近傍に お

表 4.1 GaSe の各種の エネルギー 値のまとめ Summary of structure energies for GaSe.

Source (Authors)	Temperature(°K)	€ex1(eV)	$\epsilon_{ex2}(eV)$	$\varepsilon_g(eV)$	Binding energy of exciton(meV)	
Optical absorption (Bassani et al. 22)	300	2.003				
Electro-reflectance Present work	300	2.007		2.030	23	
Optical absorption (Bassani et al. 22)	78	2.102	2.130	2.139	37	
Optical absorption (Aulich et al. 23)	77			2.120	20	
Electro-reflectance Present work	90	2.101	2.118	2,124	23	
Magneto-aptical effect (Aoyagi et al. 25)	4.2			2.132	10	
Magneto-absorption (halpern. 26)	4.2	2.109		2.130	20	
Optical absorption (Brebner et al. 27)	4.2	2.1095	2.1244		***************************************	
Theoretical (Kamimura, Nakao. 24)						

ける電場変調の様子を理論的に検討し、また実験的な測定量 $\Delta R/R$ と理論的に導入された複素誘電率の電場変化 $\Delta \epsilon_1$, $\Delta \epsilon_2$ との間の関 連についても、データ 処理についての解析法を示した。

ついで,われわれがけい光の研究に用いている ZnSe と層状半導体として注目されている GaSe についての実験を行ない,これまでに得た基礎吸収端付近についての データーを報告し,その結果の解析から,両材料の exciton 準位,および基礎吸収端の エネルギーを決定し,電子帯構造の中でも特に光電現象と関連の深いと思われる領域について知見を増すことができた。

われわれの実験では、試料に電場を印加する方法として、 直接 SnO₂ 透明電極を独特の方法でつけることにより、いわば乾式表面 障壁電場を利用したもので、室温から液体 ヘリウム 温度の領域にいた るまでの Electro-reflectance の測定が可能となり、したがって、こ れまで主として室温付近における電子帯構造の測定に有効とされて いた、この方法を、低温で、thermal broadening を取除いた状態 で $\Delta R/R$ スペクトルの測定を可能にした。その結果、従来室温付近の データをもとにして考察されていた事柄にいくつかの新しい 情報を 加えることができた。しかしながら、SnO₂ 透明電極を用いたために、 SnO₂ の吸収端である 3.5 eV 以上の Higher interband の領域につ いては SnO₂ の吸収が重なって邪魔になって測定が不可能になる。

また,表面電場の場所的な不均一性などがわざわいして,電界の 値の推定が困難で,したがって幾つかの試料について再現性の良い データを得ることができなかった。こうした問題は今後,横電場を 印加する方法などを適宜くふうして,これらの欠点を除去し,また 他の物質に対してもこのような測定を行なって,その材料の光電的 性質をより深く,より広くつかんでゆきたい。

新しい材料に対して新しいアイデアで新しい探りを入れることは, 新機能,新性質を引出す突破口である。われわれは今後このような 方針で自主技術確立の方向に力強く進みたい。いっそうのごべん (鞭)達を望む次第である。(昭和44-11-4受付)

参考文献

- H. Komiya : J. Phys. Soc. Japan, 23, 666 (1967); ibid, 24, 216 (1968); ibid, 27, (1969)
- (2) H. Masui, H. Komiya and S. Ibuki ; J. Phys. Soc. Japan, 24, 651 (1968)
- (3) K. Ikeda, Y. Hamakawa, H. Komiya and S. Ibuki: Phys. Letters, 28 A, 647 (1969); 伊吹, 小宮, 中田, 增井:三 菱電機技報, 42, 1,535 (昭43)
- (4) たとえば、理論 K. Thamalingam: Phys. Rev. 130, 2,204
 (1963); 実験 Y. Hamakawa and P. Handler: J. Phys. Soc. Japan, 21, Suppl. 111 (1966); 解説 浜川圭弘:物
 性, 7, 655 (昭41)

- (5) たとえば, M. Garfinkel et al. : Phys. Rev., 148, (1966)
- (6) たとえば, W. J. Scouler : Phys. Rev. Letters, 18, 445 (1967)
- (7) M. Cardona : The 9th Int'l Conf. on Phys. of Semiconductors, Moscow, July, 1968, VI-C-O.
- (8) Y. Hamakawa et al. : Proc. Intn'l Conf. on Phys. of Semiconductors, Moscow, 1, 384 (1968)
- (9) たとえば、T. S. Moss: Optical Properties of Semiconductors (Butterworth Scientific Publ., London), (1959)
- W. Franz : Z. Naturforsch., 13 a, 484 (1958) ; L. V.
 Keldysh : Zh. Eksperim. i Theor. Fiz., 34, 1,138 (1958)
- (11) J. Callaway : Phys. Rev., 130, 549 (1963) ; ibid, 134, A 998 (1964)
- (12) D. E. Aspnes : Phys. Rev., 147, 554 (1966)
- (13) M. Abramonitz et al. : Handbook of Mathematical Functions (Nat'l. Bureau Stand., Appl. Math. Sr. 55, Washington D. C.), 446 (1964)
- (14) J. Bardeen, F. J. Blatt, and L. H. Hall : Proc. Photoconductivity Conf. (John Wiley &Sons, Inc., New York), 146 (1956)
- (15) B. O. Seraphin and N. Bottka : Phys. Rev., 145, 628 (1966)
- (16) Y. Hamakawa and F. A. Germano : Phys. Rev., 167, 703(1968)
- (17) M. Aven et al. : J. Appl. Phys., Suppl. 32, 2,261 (1961)
- (18) 木村,小宮,伊吹:三菱電機技報,41,1,461(昭42)
- (19) M. Aven and J. S. Prener : Physics and Chemistry of II-VI Compounds, (North-Holland Publ. Co., Amsterdam, 1967)
- (20) G. E. Hite et al. : Phys. Rev., 156, 850 (1967)
- (21) D. C. Reynolds et al. : J. Appl. Phys., Suppl. 32, 2,250 (1961)
- (22) F. Bassani et al. : Proc. Int'l Con. on Phys. of Semiconductors, Paris, 51 (1964)
- (23) E. Aulich et al. : Phys. Stat. Sol., 31, 129 (1969)
- (24) H. Kamimura and K. Nakao : J. Phys. Soc. Japan, 24, 1,313 (1968)
- (25) K. Aoyagi et al. : J. Phys. Soc. Japan, Suppl. 21, 174 (1966)
- (26) J. Halpern : J. Phys. Soc. Japan, Suppl. 21, 180 (1966)
- (27) J. L. Brebner and E. Mooser : Phys. Letters, 24 A, 274 (1967)

UDC 678. 07 : 539. 2/. 5

イオン結合を含む高分子固体の力学的性質

柴山恭一*·地大英毅**

Mechanical Properties of Solid Polymer Salts

Central Research Laboratory Kyoichi SHIBAYAMA • Eiki ZIDAI

Polymers containing ionized groups are known by the name of Ionomer. An investigation has been made on metalic salts of methyl methacrylate methacrylic acid copolymers for the perpose of finding specific features in mechanical properties due to the presence of ionic groups and of making clear the difference in the effect of ionic groups from that of crosslinkage by covalent bond.

The result has shown that the height of $\tan \delta$ peak corresponding to α dispersion decreases with the increase of frequency when ionic groups were incorporated. This behavior is presumably caused by the difference of activation energy associated with the ionic interaction from the nonionic interaction.

It has been found that ionic bond shows essentially the same effect with the crosslinkage by covalent bond at the temperature below the transition point, while it dissociates gradually at the temperature above it.

1. まえがき

高分子電解質の溶液物性に関しては, 金属 イオン の効果を研究し た報告⁽¹⁾が各種見受けられるが、イオン 結合を含む高分子固体の性質 に関する研究は非常に少ない。最近,新しい タイプ の強じんな プラス チック として デュポン 社の Ionomer が発表された後,多くの関心が集 まりいくつかの報告がなされてきた。その中で Fitzgerald⁽²⁾ らは, スチレン メタクリル酸共重合体の金属塩について力学的性質を測定して, 金属量が増加するにつれて, 室温での弾性率が高くなり ガラス 転移 温度が上がるということを報告している。

また Tobolsky⁽³⁾ らは, α-オレフィッ カルボッ 酸共重合体について カチ オッの種類および イオッ化度を変化させた試料で応力緩和曲線を求め, Ionomer の レオロジカル な挙動は イオッの種類よりもむしろ イオッ化度 に影響され、イオッ化度が増大するほど弾性率の増加をもたらすこと を示しており, さらに高温では微結晶の減少が激しいためにむしろ 緩和が急速に起こるということを報告している。

また Nielsen⁽⁴⁾ らは, エチルヘキシルアクリレート アクリル 酸共重合体の 2 価の金属塩について、金属 オキシド と共重合体の反応度合が力学的な 性質に大きな影響を与え、 さらに未反応の金属 オキシド は フィラー と しての効果を持つことを報告している。また Otocka⁽⁵⁾ らは, IFU ッアクリル酸共重合体の Na 塩および Ba 塩について, 力学的性質を 測定し, Na 塩と Ba 塩では ガラス 転移温度以上で差が見られること や、もとの共重合体に比べ低い融点および結晶化度を示すことから、 金属塩と共重合体では結晶化過程に基本的な差が存在するというこ とを推察している。また Macknight(のらは, エチレン メタクリル酸共重 合体の Na 塩について イオン 化度を変化させた 試料の 力学的緩和挙 動を研究し、イオン化された試料では、イオン的側鎖のセグメントの運動 に起因する新しい分散が現われることを見出し、低温部の弾性率が イオン 化度の増加とともに低下するということを 報告している。 さ らに エチレン メタクリル 酸共重合体の Na 塩について、イオン 化度を赤外 吸収 スペクトル により 1,700 cm⁻¹ の 非 イオっ 化 カルボニル 結合の積分吸 収から決定している(**)。 以上のように最近になって、 イオン 結合を 含む高分子固体の性質についていくつかの報告がなされているが、 イオン結合の存在による特異な挙動については十分明らかに され て

いない。

一般に共有結合からできている高分子は、分子間の相互作用は比較的弱い二次的な分子間力であるが、これとは質的にもまた強さも 異なる相互作用が導入されていると考えられるポリマーの金属塩について、イオン結合に基づく特殊な挙動を見出すために通常の Ionomer とは異なり本来無定形と考えられるメチルメタクリレート(以下 MMA)・ メタクリル酸(以下 MA)共重合体について、その金属塩および金属 量の変化による効果を調べた。さらにより実際的な観点から、共有 結合による架橋と塩結合が共存する場合に、共有結合による架橋と 塩結合による架橋との相違点を明らかにすることも目的とした。使 用した金属はナトリウム(以下 Na)、カドミウム(以下 Cd)、亜鉛(以下 Zn)、コバルト(以下 Co)で、共有結合による架橋剤としては、エチレ ングリコールジメタクリレート(以下 EGDMA)を使用した。

2. 実験方法

2.1 試料の作製

2.1.1 未架橋系試料の作製

2.1.2 架橋系試料の作製

常法により精製した MMA, MA, EGDMA および MA の金属塩 (Na, Cd) 混合液に重合開始剤の アゾビスイソプチロニトリル (全単量体に 対して 0.3%) を溶解したものを ガラス 板の間に封じ込み, 80℃ で 15 時間, 120℃で5 時間重合して試料を得た。この試料を窒素気流 中で 150℃で2 時間の熱処理を行なったものを測定試片として使用 した。

2.2 金属塩の確認

金属塩の確認は、赤外吸収 スペクトル により行ない、 5.8 μ 付近の 非 イオン 化 カルボニル 基の吸収強度と、イオン 化した カルボニル 基の特長 である 6.4 μ 付近の吸収強度の比から 金属塩生成度の相対的な比較 を行なった。

2.3 粘弾性の測定

粘弾性 スペクトロメーター VES (岩本製作所製)を用い, 単純伸張変 形法により周波数 60 Hz, 20 Hz, 2 Hz の3点について -50℃~ 240℃ の温度範囲にわたって測定した。試片は 5.0×0.1~0.3×15~ 20 mm の大きさのものを使用した。

結果と考察

使用した未架橋系試料を表 3.1 に、架橋系試料を表 3.2 に示し た。表 3.1 において、1 個の金属原子が2 個の カルボキシル 基と反応 すると仮定した場合に当量となる。また表 3.2 において、各金属 原子1個が1個の架橋点を形成すると仮定すれば、共有結合による 架橋と塩結合との和が一定となる。

次に赤外吸収 スペクトル により解離した カルボキシル 基の量を比較し た結果を表 3.3 に示した。 との場合 MMA, MA ともに カルボニル 基を有するので、絶対値を知ることは困難であるが、 解離した カル ボニル 基の量から相対的な比較が可能である。表 3.3 で金属量が増 加するにつれてイオン化カルボキシル基が増大していることから、期待 した試料系が得られていることがわかる。

図 3.1 に No.1 試料の異なる周波数に対する温度分散曲線を示 した。副分散,主分散ともに周波数が増加するにつれて,高温側へ 移動し ピークの高さはほとんど一定である。 また tan δピークの高さ もほとんど一定である。これらのことは No. 2 試料, No. 3 試料に ついても同様である。 これは ポリメチルメタクリレートなど の一般の非 イ



no	MMA(mol)*1	MA(mol)*2	Metal(mol)
nl	1.0	0.009	0
n 2	1.0	0.020	0
n 3 n 1 Zn n 1 Cd	1.0	0.039	0
	1.0	0	0.0045 Zn
	1.0	0	0.0045 Cd
nl Co	1.0	0	0.0045 Co
n 2 Cd	1.0	0	0.0100 Cd
n 3 Cd	1.0	0	0.0195 Cd

注) *1 MMA, Methyl methacrylate

表 3.2 架橋系試料の組成 Composition of crosslinked samples.

no	MMA(mol)*1	MA(mol)*2	EGDMA(mol)*3	Metal(mol)
Cl	1.0	0.10	0.03	0
C1 Na	1.0	0.10	0.02	0.01 Na
C2 Na	1.0	0.10	0.01	0.02 Na
C3 Na	1.0	0.10	0.00	0.03 Na
C1 Cd	1.0	0.10	0.02	0.01 Cd
C 2 Cd	1.0	0.10	0.01	0.02 Cd
C 3 Cd	1.0	0.10	0.00	0.03 Cd

注) *1 MMA; Methyl methacrylate

* 2 MA ; Methacrylic acid

* 3 EGDMA ; Ethylene glycohol dimethacrylate

表 3.3 各試料の赤外吸収 スペクトル の結果 Analysis by infrared spectra.

no	-COO-/>C=0	n ₀	-COO-/>C=0
nl	0	C1	0
n 2	0	C1 Na	0.088
п 3	0	C2 Na	0.146
nl Zn	0.11	C3 Na	0.201
n1 Cd	0.104	C1 Cd	0.128
nl Co	0.099	C 2 Cd	0.159
n 2 Cd	0.156	C 3 Cd	0.207
n 3 Cd	0.217		



図 3.1 異なる周波数に対する粘弾性 温度分散 (n1 試料) E', E'' and $\tan \delta$ vs. temperature curves for several frequencies (sample of n 1).



異なる周波数に対する粘弾性 図 3.2 温度分散 (n1 Zn 試料) E', E'' and tan δ vs. temperature curves for several frequencies (sample of n1 Zn).



異なる周波数に対する粘弾性 図 3.3 温度分散 (n1 Cd 試料) E', E'' and $\tan \delta$ vs. temperature curves for several frequencies (sample of n1 Cd).

オン性高分子についてよく知られている(8)。

図 3.2 は No.4 試料 (n1 Cd) について異なる 周波数に対する温 度分散曲線である。副分散,主分散ともに周波数が増加するにつれ て高温側へ移動し,主分散の ℓ -クの高さがやや高くなっているが, 図 3.1 の金属塩でない場合との著しい違いは,主分散の $\tan \delta \ell$ -クの高さが周波数が増加するにつれて減少することである。この事 実は図 3.3 にも示したように Zn および Cd を含むすべての試料に ついて認められる。しかしながら図 3.4 に示した No.6 試料 (n1 Co)ではこの傾向は認められず,n1 Zn,n1 Cd に比べて周波数が 増加するにつれて E'' の下降曲線の傾斜がゆるやかになる。またい ずれの塩試料の場合も金属量が増加するにつれて,副分散にはほと んど差は見られないが,主分散の強度が減少し,温度位置も高温側 に移動しさらに $\tan \delta \ell$ -クの高さが減少する傾向が見られる。これ は共有結合による架橋とこの温度域では同等の効果を塩結合がもつ ことを示すものである。

一般に線状無定形高分子の場合,主分散域で温度一時間の重ね合 わせが可能であるが,これは $\tan \delta \ell - \rho$ が測定周波数によらず一定 値を示すことが一つの必要条件になっており,多くの場合それが満 たされている。また副分散については,測定周波数とともに損失 ℓ - ρ が増大する傾向があり,高度に橋かけされた系については主分 散域にもこの傾向が持ち込まれる場合がある⁽⁶⁾。しかしながらここ で見られたように測定周波数が増加するにつれて, $\tan \delta \ell - \rho$ の高 さが減少するという傾向はこれまで報告された例がない。この研究 でも造塩しない試料では,この傾向が見られないことから塩結合を もつ場合に特有な挙動と考えられる。この $\tan \delta \ell - \rho$ の高さが測定 周波数が増大すると減少するのは,E'が小さいことによるよりも, E' が高周波で大きいことに原因していると考えられる。つまり測定 周波数が高くなると,複素弾性率の絶対値が大きく現われ,その増 加分はひずみと同位相の応力の増加による。この挙動は亜鉛と \hbar ミウム塩の場合に顕著であるが、 $\neg n \ell h$

とから金属の種類に依存するものと考えられる。 亜鉛および カドミウ ム 塩に見られた挙動は, 主分散の温度域では イオン 間の相互作用 (結 合の生成,解離,交換反応の速度)と測定周波数との相関が生じ, 「高周波では弾性的に有効な相互作用」が非イオン性高分子に比べて 強く存在すると考えられる。このような機構の一つの考えとして、 イオン的な相互作用も粘弾性的緩和の原因になるとして、図3.5 (a)のような モデル を考えることができる。この図で イオン 的な相互 作用による活性化 エネルギーは、非 イオン 的な相互作用による活性化 エネルギーとは、 はっきりと異なると考え、今これを小さいと仮定す ると転移地図は, たとえば図 3.5(b) のように描くことができる。 低周波数 f_1 と高周波数 f_2 で測定した場合を考えると、図 3.5(a) のようにイオン的な相互作用と非イオン的な相互作用は加成的である から, 低周波数 f_1 での E' は図 3.5(c) となり, 転移域での E'には イオン 的な相互作用があまり効果がない。 これに対して高周波 数 f_2 で測定した場合, E' は図 3.5(d) となり, 転移域での E' は イオン的な相互作用の効果が大きく出てくる。また E'' を考えた場合, 低周波数 f_1 および高周波数 f_2 で測定すれば、 ここで使用した試 料 は 金 属 量が少ないために イオン 的な相互作用は図 3.5(e), 図 3.5(f) に示したようにその効果は小さい。したがって図3.5 (g), 図 3.5(h)のように E["]/E['] である tan δ においては, 高周 波数の場合にE'の寄与は大きいために、 tan δ ピークの高さが減少す ると考えることができる。

次に架橋系試料について示す。 図 3.6, 図 3.7 は Na と Cd 量 の変化に対する温度分散曲線である。 552 状態での挙動には 塩結 合の 比率の変化による影響はほとんど認められず,また主分散 ($\tan \delta \ell - 0$)付近の挙動にも非常によく似たものとなっている。 こ の事実は表 3.2の試料作製で期待したように金属原子を介在した 塩結合による分子間架橋が生じ,それが共有結合による架橋と同等 の寄与をしていることを示すものである。主分散より高温側では, 塩結合の多いほど弾性率が低下しており,この温度域では塩結合の



E', E'' and $\tan \delta$ vs. temperature curves for several frequencies (sample of n 1 Co).



の模型による説明図 A model for interpretation of frequency dependence of tan δ.



分散 (2 Hz) E', E'' and tan δ vs. temperature curves for variation of Na contents (2 Hz).









解離が起とるものと考えられる。図 3.7 で、Cd 塩の場合 tan δ 極 大値の大きさが金属量によっていくらか変化することが認められる ので、主分散域の挙動をさらに詳しく比較するために、塩結合が熱 解離しない場合に示すであろう J_4 弾性率の推定値を用いて分散曲 線を規格化し、誤差曲線による近似によって分散の鋭さ $h^{(0)}$ を求め た。 J_4 弾性率の推定は曲線群の形から見て、単純に 157° C での弾 性率の値を採用することで行なった。 結果は図 3.8 に示したよう に h の値は事実上一定であり、塩結合による架橋は共有結合による ものとこの点でも同質の効果をもつことが知られる。

次に塩結合による架橋効果を知るために、各温度での弾性率から 計算される見かけ上の架橋密度を求めた。157°C において、 Na 塩 の場合には EGDMA による架橋とほぼ同等であるが、Cd 塩の場合 にはむしろ架橋効果が大きいことがわかる。この結果から Na 塩の 場合は平均として EGDMA と同様な二配位の架橋が生成している が、Cd 塩の場合は一部分多配位の架橋を形成していると考えられ る。187°C、217°C の結果から Na 塩、Cd 塩ともに、高温になるに つれて漸次塩結合が解離し、 Na 塩のほうがその程度は大きいこと



図 3.9 異なる周波数に対する tan d-温度曲線 Tan d vs. temperature curves for several frequencies.

表 3.4	架橋系試	料の活性	生化	:エネルギー(主	三分散)
Values of	activation	energy	of	crosslinked	samples.
$(\alpha \text{ dispers})$	ion).				

no	$\Delta H(\text{kcal/mol})$
Cl	79.5
C1 Na	77.0
C 2 Na	70.0
C 3 Na	66.5
C1 Cd	76.0
C 2 Cd	67.5
C 3 Cd	62.0

がわかる。

次に未架橋系試料で見られたような周波数依存性がこの場合も見 られるかどうかを調べた。 図 3.9 に各試料の異なる周波数におけ る $\tan \delta$ 曲線を示した。 EGDMA による架橋試料では,周波数が増 加するにつれて $\tan \delta \ell_{-2}$ の高さが増大する傾向が見られるが,こ の傾向は一般の非 d_{π} 性高分子について認められる傾向と一致 す る⁽³⁾。Na 塩の場合, Na 量が増加するにつれて主分散の $\tan \delta \ell_{-2}$ の高さが周波数とともに増大する傾向が失われるようになり,C3 Na ではほとんど $\tan \delta \ell_{-2}$ の高さが変わらなくなる。Cd 塩の場合 も, Na 塩の場合と同様に Cd 量が増加するにつれて $\tan \delta \ell_{-2}$ の 高さが周波数が高くなるにつれて減少する傾向にある。これらの結 果から,未架橋系試料の場合に見られた傾向がこの場合も存在する ことが確かめられた。Na 塩と Cd 塩との違いは, Cd 塩のほうが非 d_{π} の分子間相互作用の活性化 $t_{\pi} t_{\pi} = 2$ の差が大きいことに原因 があると考えられる。

表 3.4 に各試料の主分散の活性化 $I \neq \mu \neq -$ の値を示したが, 塩 結合が増加するにつれて活性化 $I \neq \mu \neq -$ が減少する傾向が見られ, Cd 塩のほうが減少度合が大きい。この 表の結果は $tan \delta = -0$ の周 波数依存性に現われた傾向と一致する。

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

4. む す び

イオン結合を含む高分子固体は Ionomer として実用性のあるもの が発表されてから注目が集まり、いくつかの報告がなされてきたが、 ここでは MMA・MA 共重合体の二価の金属塩について力学的性質 を研究した結果、金属塩においては、主分散の $\tan \delta t^2 - 0$ の周波数 依存性の異常挙動を見出し、この原因は イオン的な相互作用による 活性化 $1 + \lambda t^2 - 2 + 1 + \lambda t$ のな相互作用による活性化 $1 + \lambda t^2 - 2 t$ の 相違によると推定された。また共有結合による架橋と塩結合との和 を一定にした試料について力学的性質を研究した結果、転移温度以 下では本質的には、塩結合は共有結合による架橋と同等の効果を示 すが、転移温度以上では、塩結合は熱的に漸次解離することにより、 塩結合と共有結合による架橋との違いが明りょうになることが知ら れた。 (昭和 45-1-27 日受付)

参考文献

(1) M. Mandel, J. D. Leyte : J. Polymer Sci., A-2, 3,771 (1964)

- (2) W. E. Fitzgerald, L. E. Nielsen : Monsant Tech. Rev., 137 (1966)
- (3) J. C. Ward, A. V. Tobolsky : J. Appl. Polymer Sci., 11, 2,403 (1967)
- (4) L. E. Nielsen, J. E. Field : J. Appl. Polymer Sci., 12, 1,041 (1968)
- (5) E. P. Otocka, T. K. Kwei : Macromolecules., 401 (1968)
- (6) W. J. Macknight, L. W. Mackenna, B. E. Read : J. Appl. Phys., 38, 4,208 (1967)
- (7) W. J. Macknight, L. W. Mackenna, B. E. Read : The J. of Phys. Chem., 72, 1,122 (1968)
- (8) K. Shibayama, M. Kodama, T. Tanaka : International Congress on Rheology., 157 (1968)
- (9) K. Shibayama, Y. Suzuki : J. of Polymer Sci., 3, 2,637 (1965)

1000

ALC: NO

UDC 620. 1 : 547. 912 : 661. 719

絶縁油中のイオウ化合物の形態と銅に対する腐食性

今村 孝*・横山 - 男* 石橋 勝*・白井 万次郎**

Types of Sulfur Compounds in Insulating Oil for Transformers and Their Corrosive Effect on Copper

Central Research Laboratory

Takashi IMAMURA • Kazuo YOKOYAMA Masaru ISHIBASHI • Manjiro SHIRAI

It is known that approximately 0.5% of sulfur compounds is contained in the electrical insulating oil for transformers and they have marked corrosive effects on the copper. The degree of corrosion, however, is not always proportional to the total sulfur contents, whereas the types of the compounds have much to do with it in different degrees. To bring light to the phenomena, study has been made to find the sulfur contents classified according to the type of the compounds in the oil on the market ; such as (1) sulfides, (2) disulfides, (3) mercaptanes, (4) thiophenes and (5) elemental sulfur. Simultaneously corrosive effects of various sulfur compounds at the temperature of $100^{\circ}C \sim 250^{\circ}C$ have been made clear with a new corrosion tester.

1. まえがき

トランスなどに使用される絶縁油中には、0.5%前後のイオウを含有 し、これらイオウは、トランス内部の銅材料などを腐食するが、全イ オウ含有量に比例して腐食が起こるとはかぎらず、その化合物の形 態により、腐食性が著しく異なることが知られている。本報告は、 これらの問題を究明するため、市販の絶縁油中のイオウの主要形態、 すなわち、(1)サルファイド類、(2)ジサルファイド類、(3)メルカプタン類、 (4)チオフェン類、(5)元素イオウの各形態別の含有量を明らかにする と同時に、銅に対する腐食性を検討するため、イオウの定量に水素添 加法を利用した新しい腐食試験器を試作して、高温における銅の種 種のイオウ化合物に対する腐食性、絶縁油による腐食性を定量的に 比較し、どのような形態のイオウ化合物が腐食に関係するかを明ら かにすると同時に、新しい腐食試験器を用いた試験法を確立した。

この腐食試験器の特長は、銅板腐食試験に比べ、(1)腐食程度を イオウ量で表示するため定量的。(2)温度を変えて測定することによ り、温度と腐食の関係が測定可能。(3)銅 コイル は何回でも再生使 用可能。(4)迅速性。などの点があげられる。

絶縁油中の イオウ 化合物の形態分析の結果は、チオフェン類が大部分 であり、全 イオウ量の 90 %前後の値を示した。直接腐食に関係する と考えられる、元素 イオウ、 ジサルファイド 類などは非常に少ないことが 判明した。

2. 絶縁油中のイオウ化合物の形態

絶縁油による銅の腐食⁽¹⁾を検討するためには、イオウ化合物により その腐食性が異なることから、全イオウ量はもちろん、イオウ化合物 の形態を明らかにしておく必要がある。イオウの形態分析については、 低沸点留分について多くの文献⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾があり、検討されているが、 高沸点留分⁽⁵⁾、絶縁油については報告はきわめて少ない。したがっ て、低沸点留分のイオウ化合物を絶縁油に応用するため種々検討し、 分析法を確立した。ここでは、これらの分析方法についての原理を 簡単に記し、また市販3種の絶縁油に応用した結果について述べる。

2.1 イオウ化合物の分析法

(1) 全 イオウ

試料油を H₂ ガス ふんい気中で Ni を触媒として、1,100°C 前後で 分解させ、イオウ 化合物を H₂S に還元した後、 この H₂S を メチレッブ μ - 発色法により定量する、ニトロベンゼン 抽出法を併用すれば μ g 量の 定量が可能である。

(2) サルファイド類

(3) メルカプタン類

AgNO₃ による電位差滴定で溶媒に プロピルアルコール を使用する。す なわち

 $AgNO_3 + RSH \rightarrow RSAg + HNO_3$

(4) ジサルファイド 類

H₂によって還元した後, (3)と同様 AgNO₃による電位差滴定 をおこなう。すなわち

 $\mathrm{RSSR} + \mathrm{H}_2 {\rightarrow} 2\mathrm{RSH}, \ \mathrm{AgNO_3} + \mathrm{RSH} {\rightarrow} \mathrm{RSAg} + \mathrm{HNO_2}$

(5) 全 チオフェン 類

Fオフェン類は比較的熱に安定であり,他のイオウ化合物は熱に対し て不安定であるのを利用した分析法である。すなわち,500℃ に加 熱した活性 アルミナ 触媒層に,イオウ化合物を含む試料を通し,サルフ ァイド類,メルカブタン類,ジサルファイド類などを分解し H₂S とし,残り を チオフェン類とする。窒素ふんい気中での分解率は、チオフェン類の 0.5%に対して,他のイオウ化合物は90%以上の分解率である。

(6) アルキルチオフェン 類

アルミナカラム を使用して, アルキルチオフェン 類を分離後, (1)の方法に より イオウ を定量する。

(7) 元素 イオウ

Hg を用いて HgS とし、塩酸で処理し、H₂S として定量する。

2.2 絶縁油中のイオウ化合物

2.1節の分析法により、 A, B, C 3社の市販絶縁油(いずれも

No.

Ż

表 2.1 絶縁油中の イオウの形態 Types of sulfur in insulating oil.

絶 録 油 タイプ(ppm)	A 社:	B 社	C 社
全イオウ	2,800	6,100	6,600
アルキルチオフエン	40	—	
全チオフェン	2,450	5,640	6,060
サルファイド	40	50	180
メルカブダン	<5	<5	<5
ジサやファイド	5	8	15
元紫イオウ	-	0.4	2
その他*	Ca 300	Ca 400	Ca 400

* その他……芳香族サルファイド,ポリサルファイド,少量チオフェン

JIS 合格品)の イオウ 化合物を定量した。

これらの結果を表 2.1 に示す。 この結果より明らかなごとく, 絶縁油中の イオウの形態は, チオフェン 類が大部分であり, チオフェン 類 が全 イオウに対して 87.5 % (A社), 92.5 % (B社), 92.0 % (C) と 90 %前後の値を示している。これら チオフェン 類は イオウ化合物中 で最も腐食性が少ないといわれているものである。このことから他 のわずかに存在している イオウ化合物が, 大いに腐食に関係してい るものと思われる。

3. 新しい銅腐食試験器

現在, 絶縁油などの腐食試験は, JIS K-2531 などにより実施されているが, 肉眼による銅表面観察のため定量性に欠けること, また銅板の研磨など試料作成に時間を要するなどの欠点を有しているが, これらの欠点をなくすため試作した腐食試験器は, 銅製 $\neg 1 n \nu$ を腐食させた後,その腐食生成物を加熱しながら $H_2 fi z$ で還元し, 生じた H_2S を $x \neq 1 \cup 0$ $- \lambda$ 法にて定量する。 このことにより腐食程度を定量的 (1 か μ g 数) に比較するものである。また銅製 $\neg 1 n \mu$ は, 定量と同時に還元され何回でも使用可能である。

3.1 装置

腐食装置の外観を図 3.1 に、その原理図を図 3.2 に示す。銅製 コイル は 1 mm ϕ ×1,000 mm の銅線を外径 7 mm ϕ とし、長さは 160 mm に引き伸ばしたものを使用する。この コイル は、H₂ ふんい気で 900°C 2 時間還元したものを使用する。電気炉は元素分析用の燃焼 炉で L-g部分が左右に開いて、石英管の加熱・冷却などが 2ムーズ におこなえるものを使用した。洗浄液導入口は石英管上部に取りは ずし可能な ガラス 管を取りつけ、その下部に数個の小さい穴を作り、 洗浄が完全におこなえるようにした。

3.2 試 薬

次の試薬を調製準備する。

H₂S 吸収液:特級 NaOH 40g を純木に溶かして11とする。

(2) 0.02 MFeCl₃ 溶液: 特級 FeCl₃・6 H₂O 5.4 g を 2 NHCl に 溶解して1*l* とする。

(3) 0.1% ジメチルパラフェニレンジアミン溶液:ジメチルパラフェニレンジアミン
 1gを純水に溶かして11とする。

(4) その他の試薬: ニトロベンゼンアセトン, 石油 エーテル などはすべ て試薬特級品を使用する。

3.3 実験法

3.3.1 空実験

銅製 コイル 中には、イオウ が含まれている可能性があり、還元処理



図 3.1 腐食試験器 Corrosive testing apparatus.



Working curve of sulfur.

をおこなう必要がある。すなわち、H₂ ガス ふんい気で 900℃2 時間 還元したものについて、次のような条件で空実験をおこなう。 図 3.2 に示すように、銅製 コイルを石英管内に固定し、H₂S 吸収 ビン に吸収液 20 ml ずつを入れ, H₂ ガス を流速 60 ml/min で 流 し ながら 700°C で 20 分間銅 コイル を還元する。次に H₂S 吸収液を 100 ml メスフラスコ に移し,純木で 100 ml に希釈後, その 1/10 を分取し, 0.02 Mol-FeCl₃ 溶液 4 ml と 0.1 % ジメチルパラフェニレンジアミン 溶液 16ml を加え,液量を 100 ml とする。生成した メチレンブルーを ニトロベンゼン 10 ml で抽出し, 670 mμ の吸光度を測定する。図 3.3 に示す検量 線より 17 切量を算出する。

この結果銅製 コイル の空実験値が,イオウ 量で1 µg 以下であれば, この銅製 コイル を使用して腐食試験をおこなう。

3.3.2 腐食試験法

腐食試験は前記空実験をおとなった銅製コイルを使用しておとな う。この銅製コイルを 100°C (温度設定は任意) に保ち,次に(6)の 試料導入口より試料(絶縁油あるいは合成試料)を(1)の石英管内に 15 ml入れる。石英管内は、あらかじめ窒素ガスにて置換しておく。 100°C 30分間放置して銅製コイルを腐食させた後、(7)の三方コック を通して試料を下部へ排出し、(4)より rtトッ20 mlを用いてコイ ルを洗浄する。洗浄は5~6回おとない、付着した試料油を完全に 洗浄する。洗浄後、H₂S 吸収ビンに吸収液を 20 ml ずつ入れ、上 部(5)より H₂ ガスを 50 ml/min で流しながら温度を 700°C に保ち、 コイル 上の イオウ 腐食物を還元する。 還元後、吸収液を 100 ml メスフ ラスコ に移し純木で希釈し、これを適当に分取して空実験と同様に処 理して、イオウ 量を算出する。求めた イオウ量(μ g) により、腐食程 度を表示する。

3.4 各種イオウ化合物の腐食性

前記腐食試験器を用いて,元素 イオウ,メルカプタン類、サルファイド類, ジサルファイド類,などと流動パラフィンとの合成試料を作り,これらの 腐食性の大小,温度との関係について検討した。標準試料として用 いた イオウ 化合物は,表3.1 に示すとおりである。

図 3.4 に示すように元素 イオウは非常に腐食性が大であり,2 pp m 存在しても明らかに腐食性を示し,濃度が 20 ppm の場合には, 50℃ においても 30 分で 10 % 程度の元素 イオウが銅製 コイル を腐食 しており,常温でも相当な腐食性を示すことが想像される。また, その腐食速度も相当速いものと思われる。図 3.5 の腐食時間との 関係では,60 分程度まで腐食は時間とともに進行し,正比例関係が あるが,60 分以上腐食試験を続けても 75 %程度の イオウが コイルを 腐食しているのみで,腐食はほとんど進行していない。

図 3.6~3.9 は腐食温度を100°C~250°Cの範囲内で変化させ,

表 3.1 標準試料 Standard samples.

イオウ化合物	分子式	分子量	合成試料 (ppm)
元素イオウ	S	32	(2 20
n-オクチルメルカプタン	CH ₃ (CH ₂) ₇ SH	146	100
ラウリルメルカプタン	CH ₃ (CH ₂)11SH	202	100
n-オクタデシル メル カ プタ ン	CH ₃ (CH ₂) ₁₇ SH	286	100
ジ test-オクチルジサルファイド	C8H17SSC8H17	290	100
ジn-ブチルジサルファイド	$CH_3(CH_2)_3SS(CH_2)_3CH_3$	178	100
ジフェニールジサルファイド	<>-s-s-<<>	218	100
ジn-ブチルサルファイド	$CH_3(CH_2)_3S(CH_2)_3CH_3$	146	100
ベンゾチオフェン	$\overline{\bigcirc}_{s}$	134	100
ジベンゾチオフェン	$\overline{\bigcirc}_{s}$	184	100

腐食温度対腐食 イオウ の関係について実験した結果である。ジサルファ イド 類のうち ジ test-オクチルジサルファイド は特異な腐食性を示し、120℃ までは、ほとんど腐食性を示さないが 120℃以上になると急激に腐 食性を示し、元素 イオウ に類似した腐食性を示す。 すなわち、240 ℃ 付近で 70 % 程度の イオウが腐食に関係している。 このような腐 食性を示す理由として、 先ず第1 に ジサルファイド の R-S-S-R の-S



図 3.5 腐食時間と腐食 イオウ 量 (元素 イオウ) Relation between corrosive sulfur and corrosing time (elemental sulfur).



三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970



diment .

図 3.9 チオフェン類 Thiophens.

-S-の結合が熱により分解され R-S-,または R-S-H などを生ずる、第2 に元素 イオウを生ずるなどが考えられるが、この曲線と元素イオウを生ずるなどが考えられるが、この曲線と元素イオウとの曲線の類似性から第2の理由が推定される。他の2種類の ジサルファイドは 200°C 付近まではほとんど腐食性を示さず、したがって熱的に安定ともいえる。メルカプタン類の腐食性は図 3.7 に示すように 200°C まではほとんどないが、200°C 以上になると急激に腐食性が増す傾向にある。図 3.6 のジェーブチルサルファイド はいくぶん腐食性を示している。チオフェン類はほとんど腐食性がなく、ジベンジチオフェンでは 250°C でもわずかに 0.02 % 程度が腐食に関係しているにすぎない。また、チオフェン類は 150°C と 250°C における腐食程度を比較してみても温度 100°C の上昇で、イオウの腐食量が約1.2 倍になっている程度であり、温度上昇に対しても特に腐食量が増加する傾向はみられなかった。このことからもチォフェン類は熱に対して安定であることがわかる。

3.5 絶縁油の腐食試験

図 3.9は 市販三社の絶縁油について、 温度対腐食 イオウ量 (µg) の関係を プロット したものである。この絶縁油は、形態分析をおこな



図 3.10 絶縁油の腐食試験 (A 社, B 社, C 社) Corrosion testing of insulating oil.

ったものと同一試料のものである。この図からも明らかなごとく, 絶縁油中の全 イオウ量 は 単純に腐食量と正比例関係にないことがわ かる。A社, B社, C社の絶縁油の全ィオウ量はそれぞれ, 0.28%, 0.61 %, 0.66 %である。C 社絶縁油では 160℃~180℃, B 社絶縁 油では,140℃~160℃付近において,いずれも曲線の中だるみがあ り, さらにこの中だるみした曲線について log S 対 1/T の関係を プ ロットすれば、この腐食の反応は明らかに2段階に分けることができ、 第1段階の腐食反応は、B 社絶縁油の約 140°C, C 社絶縁油の 160 ℃,前後の温度までの反応である。 これらは元素 イオウ または低温 で分解して元素 イオウなどを生ずる イオウ化合物による腐食反応だと 考えられる。第2段階の腐食反応は140℃以上または160℃以上の 温度で分解し, 腐食性の イオウ 化合物を生ずるような化合物による 腐食反応が考えられる。しかし、これらの腐食反応を推定してゆく ためには、もっと多くの イオウ 化合物による実験、 異なった形能の イオウ 化合物を混合した合成試料 などについて 腐食試験をおこな い 検討してゆく必要がある。

4. む す び

絶縁油中の イオウ化合物の形態は, チオフェン 類が 90 %前後の値を 示し, これらは銅に対する腐食性は少なく, 直接腐食に関係すると 考えられている, 元素 イオウ, ジサルファイド 類などは微量であった。

試作した腐食試験器は腐食程度を定量的に表示することが可能であり、しかも JIS K-2513 の銅板腐食試験との比較においても相関関係が得られた。

参 考 文 献

- (1) JIS K-2513, ASTM D 989
- (2) J. H. Karchmer : Anal. Chem., 38, 80 (1958)
- (3) R. N. McCoy, F. T. Weiss : Anal. Chem., 22, 1,918(1954)
- (4) Ronald, L. Martin, John A. Grant : Anal. Chem., 37, 644 (1965)
- (5) L. Loyd, R. Snyder : Anal. Chem., 33, 1,538 (1961)

UDC 667. 637. 2 : 621. 315. 6

新しい耐熱絶縁材料ポリアミドイミド

西崎俊一郎*・不可三 晃*・広 田 潔*

Novel Thermostable Insulation Materials Polyamide-imide

Central Research Laboratory Shunichiro NISHIZAKI • Akira FUKAMI • Kiyoshi HIROTA

Polyamide-imide varnish of new composition and magnet wires covered with this insulation material have been developed. Its characteristics have been compared with other thermostable resins (polyimide and polyamide-imide). The newly developed polyamide-imide shows the thermostability close to that of polyimide when it is evaluated of the rate of weight loss by heating, mechanical and electrical characteristics. Viewed from the point of magnet wire characteristics, it is found to have better advantages in its resistance to softening by heat, withstanding heat shock, heat-aging, abrasion resistance, endurance against overcurrent test and solventproof character. In consideration of overall features, this material is similar to polyimide but superior to other amide-imide.

1. まえがき

近時,電気機器のコンパクト化,高性能化の要求に対応して,絶縁 材料の耐熱性向上はますます望まれている。H クラス以上の耐熱絶 縁材料としては,従来よりシリコーン樹脂,ふっ素樹脂が広く用いら れていたが,1960年以降,宇宙船の開発に刺戟されて,耐熱高分子 の合成の研究は盛んになり,新しい耐熱樹脂が実用化に入り,これ らはまず電気機器の絶縁材料に取り入れられつつある。

このような耐熱高分子の特長の一つは、熱的に安定な芳香族環と へテロ環(炭素以外の元素を含む環)を分子構造中に含むことであっ て、これらが絶縁材料として熱分解や熱酸化がもたらす劣化への抵 抗や高温にいたるまですぐれた電気的、機械的性質の保持は、この ような構造の寄与によるところが大きい。実用化された耐熱高分子 に含まれる環構造には、イミド基・イミダゾビロロン基・ベンズイミダゾール基 ・ヒダントイン基などがあげられるが、もっとも広く実用化されている ものは イミド 環を含む ポリイミド である。



イミド環はきわめて熱安定性が大きく、とくに酸化に対して安定で あると同時に、 主鎖の剛直性への寄与によるきわめて高い ガラス 転 移温度・耐溶剤性・耐 フレオン 性などの特性をもっている。実際に薄 い フィルム 状で空気中の耐熱性を比較して、ポリイミド 樹脂にまさるも のはないといわれるほどである。

このようなポリイミドの合成については多くの方法が考えられている。よく知られている酸無水物とアミンの反応は極性溶媒中で,アミック酸をいったん生成し,ついで閉環反応によりポリイミドとする方法⁽¹⁾のほかに,直接固相で高圧下に反応⁽²⁾,あるいは水溶液中での反応⁽³⁾などがある。

また、アミック酸をイミノラクトンに転化してのちポリイミドとする方法⁽⁴⁾もある。芳香族カルボン酸エステルとアミンの反応⁽⁵⁾や、カルボン酸クロリドエステルとアミンの反応⁽⁰⁾ののち閉環イミド化、酸無水物とイソシアナートとの反応⁽⁷⁾、フタルイミドとアミンの反応⁽⁸⁾、チオ酸無水物とアミンの反応⁽⁹⁾、フタルイミドとイソシアナートとの反応⁽¹⁰⁾、フタルイミドとビ



ニール 化合物の プロトン 移動重合(11), フタルイミド と塩化物との反応(12) などの方法が試みられている。

ポリイミドはすぐれた耐熱性をもっているが、その反面耐摩耗性・耐 アルカリ 性などではおとり、 とくに エナメル 電線に適用したときに は、コイルへの自動巻線で問題のおこることが多い。これらを改良す る方法に分子鎖中に アミド結合

$$\begin{pmatrix} O \\ H & \parallel \\ -N - C - \end{pmatrix}$$

を導入することがあげられている⁽¹³⁾。ァミド結合は ナイロン(ポリアミド) で知られているように耐摩耗性ですぐれた性質を示すが、イミド結合 にくらべると耐熱性においておとる。このような耐熱性の点も考慮 して、エナメル 線用 ワニスとしてァミド基を導入した ポリイミド について 検討し、耐摩耗性のすぐれたもの CK-AI をうることができた。こ こでは、その一般的性質について述べる。

2. ポリアミドイミド CK-AI の一般的性質

2.1 CK-AI ワニスの性状と応用

ポリアミドイミド CK-AI ワニスの一般的性状を表 2.1 に示す。 ジメチルアセトアミド N-メチルピロリドン など有機極性溶媒に溶解した ワニス は、貯蔵中は 5℃以下の低温に保つことが望ましい。室温においてはきわめてゆっくりではあるが粘度が変化する。

ワニスは主として エナメル 線用であるが、 含浸用としても用いると とができる。ポリイミド電線に各種の耐熱性絶縁 ワニスを処理して、加 熱硬化した試料について、コイル 接着強度(せん断引張り法)を測定 した結果が図 2.1 である。 ドリル 樹脂・ポリアミドイミド (CK-AI)・ポ The second

(June)

表 2.1 ポリアミドイミドワニス CK-AI の性質 Properties of polyamide-imide varnish.

項	項			e	特	惂
樹	脂	圕	形	分	18±2%	
谘			剤		ジメチルア	セトアミド
					N-メチルヒ	ニロリドン
粘		度	(2	5°C)	50~	80 P
比		重	(2	5°C)	0.98~	~1.04







リイミドとも,いずれも高温における強度の低下はみられないが, 200°C における強度がポリイミドよりややすぐれており,接着力のよいことを示している。

2.2 耐熱性

耐熱性の迅速な評価法として、熱分解による重量変化を測定した。 ポリアミドイミドワニスを、150°C-1時間、200°C-3時間加熱硬化したフ ィルム について熱天びん法による測定結果を図 2.2 に示す。熱分解 は 480°C 以上から急激に始まり、A 社ポリアミドイミド (AI) にくらべ て、熱分解温度は約 30°C 高く、600°C における減少率も少ない。 また定温における重量減少率でも、CK-AI の 250°C における減量





衰 2.2 各種 フィルム の機械的性質 Mechanical properties of various films.

項	目		植類	ポリアミドイミド CK-AI	ポリアミドイミド AI (A 社)	ポリイミド PI (B社)
伸		V	%	9.2	10.0	10.8
抗	張	カ	kg/mm ²	5.4	4.3	8.2
弾	性	率	dyne/cm²	3.6×10 ¹¹	2.8×10 ¹¹	8.0×10 ¹¹



図 2.4 加熱劣化による伸び率の変化 (空気中) Elongation of films after thermal degradation in air.

表 2.3 ポリアミドイミド CK-AI フィルム の電気的性質 Electrical properties of polyamide-imide film.

	体積固有抵抗 Ω-cm	破壞電圧 kV/0.1 mm	tan δ %	ε
常態	1016	20.0	0.93	3.11
耐水性 (沸とう水,2h)	4.4×10 ¹⁵	19.4	1.00	3.47
熱 劣 化 (250°C-720h)	2.5×1015	20.6	0.80	3.29

と AI の 220°C とで対比ですぐれていることがわかる (図 2.3)。

2.3 機械的性質

フィルムの常態における機械的特性および加熱劣化後の伸びの変化 を表2.2および図2.4に示す。ポリアミドイミドは、熱酸化をうけて ポリイミドよりやや劣っている。

2.4 電気的性質

250°C における劣化および沸とう水中で2時間加熱した試料について電気的性質を測定した。その常態と比較した結果を表 2.3 にまとめた。いずれの劣化条件でも常態における特性値とほとんど差がみられず,機械的性質にくらべて影響は顕著でない。

3. ポリアミドイミド電線

3.1 一般特性

0種,1.0mm 導体銅線の ポリアミドイミド 電線 (CK-AIW) の一般 特性を他社耐熱電線 (ポリアミドイミ 電線;AIW, ポリイミド 電線:PI W)と比較して表3.1に示す。熱軟化・耐劣化性では PIW と全く 同じ特性を示し AIW より耐熱性はすぐれている。しかし加水分解 性では、PIW と同様に、AIW より劣っている。耐摩耗性では、ア ミド 基の寄与により、PIW よりすぐれているが、AIW より低い。 耐 フレオン・耐溶剤性は、他の イミド 系電線にみられるように全く影

表 3.1	耐熱電線の一般特性
Properties of	thermostable enamel wire.

			ポリアミドイミド線 (CK-AIW)	ポリアミドイミド線 (A社;AIW)	ポリイミド線 (B社; PIW)
4	導体径	mm	1.0	1.0	1.0
法	皮膜厚	mm	0.036	0.036	0.037
破	壞電!	£V	9,450	9,500	12,600
耐	摩	间	88	370	13
熱	献	ſŁ ℃	500 以上	420	500 以上
Ľ	ヒートショック				
(210°C-2 h)		1 倍径良	同左	同左	
(250°C-2h)		1 倍径良	祠 左	同左	
耐劣化					
(210°C-6 h)		1 倍径良	2 倍径良	1 倍径良	
(250°C-6 h)		1 倍径良	4 倍径良	1 倍径良	
湯 アルコール		- r	良	良	良
	硫酸(S.G. 1.2)		良	良	良
演	か性ン	- 4			
24	(2)	%)	良	良	良
h	(10,	%)	不良	良	不良



図 3.1 各種電線の耐劣化 (1.0 mm, 0種) Thermal degradation of various enamal wires.

響をらけない。

3.2 加熱劣化

劣化後の巻付性について図 3.1 に, また各温度で時間加熱した 後の捻回はく離を図 3.2 に示す。 伸び・接着性などの機械的性質 は,劣化によって フィルム におけると同様の傾向を示し, CK-AIW は PIW と AIW の中間の特性を有する。 ţ.

3.3 重量減少

電線の重量減少を熱天びん装置を用いて直接測定した。 図3.3 から明らかなように,加熱初期において低揮発物による急激な分解 がみられ,その後定常的な減少率となる。300℃までの減少率は PI W にほぼ近い。

3.4 過電流特性

外部からの熱 エネルキー による皮膜への影響にくらべ,実用上電流 の過負荷による内部からの発熱も大きい。図 3.4 から明らかなよ うに、CK-AIW は PIW と同じほどすぐれている。



図 3.2 加熱による起面はく確認の医子(2-144)切(2) (1.0 mm, 0種) Torsion test of enamel wires after thermal aging for 24 hr.



図 3.3 各種電線の重量減少率 (空気中)(1.0 mm, 0種) Weight loss of various enamel wires (in air).





4. む す び

新らしい耐熱性 ポリアミドイミド CK-AI ワニス およびそれから得られる エナメル 電線の諸特性について述べた。これらをまとめると

(1) 高温における接着力がよい。

(2) フィルムの諸特性(電気的,機械的)で,ポリイミドフィルムに近い。

(3) エナメル 電線の耐劣化性,熱軟化,過電流特性にすぐれる。

(4) イミド 電線より 摩耗性がよい。

(5) 耐 フロン, 耐溶剤性がよい。

などの特性を有している。電線としての総合的な評価としては,

PIW>CK-A1W>A1W

の順であると考えられる。

これらの エナメル 電線は電動機の電機子・固定子・リレー・電動工 具・発電機・冷凍機・乾式変圧器などに応用して、小形軽量化・高 性能化だけでなく、一時的に過負荷によく耐える点が、機器の信頼 性を高める点で大きな役割をもつ。また、この ポリアミドイミド CK-AI ワニス は銅板に コーティング して、フレキシブル プリント 基板や フラットケーブル の材料として有用であり、電子機器の分野でも応用されることが期 待できる。 (昭和44-12-29 受付)

参考文献

Du Pont:特公 昭 36-10,999
 昭 37-10,945

昭 38--8,250

- (2) M. Prince, J. Hornyak : J. Polymer Sci., Pt. B 4, 601(1966)
- (3) G. E : Brit. P. 1,136,535 (1968)
- (4) Du Pont:特公 昭42-19,352
- (5) Du Pont : U. S. P. 2,710,853 (1955)

U. S. P. 2,880,230 (1959)

U. S. P. 2,900,369 (1959)

U.S.P. 3,311,120 (1968)

- (6) 西崎, 不可三:1化 71, 1,565 (昭43)
- (7) 小林, 阪田, 溝口, 須山: 高分子学会第 14 年次大会 3 D 08, 99 (昭 40)
- (8) Du Pont:特公 昭43-15,832
- (9) 東洋 レーヨン:特公 昭43-28,836
- (10) 大日本 インキ:特公 昭42-680
- (11) 東洋 レーヨン:特公 昭43-629昭43-25,984

(12) 西崎, 不可三: I 化 68, 383 (昭 40)

(13) Westinghouse : U. S. P. 3,179,635 (1965)

U.S.P. 3,371,009 (1968)

特公 昭39-9,698

昭 39--24,291

IC 化 DA 形速度変換器

長谷川雅言*

UDC 621, 374, 3

Type DA Pulse-to-Analog Voltage Converters Using Integrated Circuits Masakoto HASEGAWA

Kobe Works

A speed detecting device used in the speed control of a precisely working rotary body ranging over a wide range is one of the vital elements to determine the accuracy of the system. A magnet DC generator has been in extensive use for the speed detector, but it has a number of drawbacks left unsettled such as the need of periodical replacement of brushes. Type DA voltage converters introduced herein are speed detectors with an electronic circuit making use of semiconductors such as transistors and integrated circuits which have made a marked progress of late. They operate converting the speed signal (pulse) to voltage with accuracy of 0.1 % over a wide range. On the other hand the use of semiconductors is considered to maintain long steady performance and to extend the time for periodic maintenance

1. まえがき

精密な速度制御(回転数制御)を行なう場合の速度検出には、永 久磁石形直流発電機(以下指速発電機)がおもに使用されている。 このような指速発電機は永久磁石の温度補償, 偏心のない回転子, 整流子面の酸化皮膜生成のための エージング 等所定の精度を出すため に注意深く製作され、また実際の使用に当たっては定期的な ブラッシ の取換え等の保守が必要である。

DA 形速度変換器(以下 DA)は指速発電機と同等の精度を有し 速度制御に応用できるものである。速度検出は電磁的または光学的 な電気 パルスで行なら、すなわちこの電気 パルスの繰返し周波数が速 度に比例している。DA は電子回路の応用によって、この電気 パルス の周波数をこれに比例したァナログ電圧に変換するものである。DA の電子回路は IC, シリコントランジスタ、シリコンダイオード等の半導体素子で おもに構成されている。また速度検出は電磁的・光学的いずれの場 合も,回転部分と無接触で電気パルスを発生するものであるから, 1回転当たりの発信パルス数を適当に選ぶことにより、 広い速度範 囲で使用することができる。

2. 製作仕様

(a)	入力 パルス	周波数	0∼10 kHz	
		電 圧	0.1~40 V P-P	
		入力抵抗	2kΩ 以上	
(b)	出力ァナログ電圧	(有効部分)	DC 8 V 図 2.1 参照	
(c)	負荷抵抗	$100 \mathrm{k}\Omega$		
(d)	直線性	0.05 % F.S 以内		
(e)	温度特性	0.005 % F. S/°C		
(f)	リップル	0.1 % F. S	5 以内 (peak to peak 値)	
(g)	応答速度	25 ms 以内	y (ただし最終値の 63.2 % に達	
		するのに	要する時間	
(h)	ドリフト	0.05 % F. S/24 h(周囲温度一定)		
(i)	総合精度	0.1 % F.S (周囲温度変化幅 15℃)		
(j)	動作周囲温度	$-10\!\sim\!+50^\circ\!\mathrm{C}$		
(k)	制御電源	DC 24 V;	<u>+</u> 1 %	
		約 150 m.	A	

図 2.2 参照 (1) 外形寸法

3. 壒 诰

DA は幅 100 mm, 高さ 150 mm, 奥行約 200 mm の プラグインユニ "トにまとめられている。図 3.1 は前面の操作 パネル を示すもので, アナログ電圧監視用 メーター, 試験用 スイッチ, 試験発振器周波数調整つ まみ,アナロク 電圧調整用 トリマ が取付られている。




図 3. 2, 3.3は プリット 基板を示す。 プリット 基板(1)には IC の ゲ -ト, カウンタ, スイッチング回路, フィルタ回路等が, プリント 基板(2)に は波形整形回路、試験発振器、水晶発振器がそれぞれ組立てられて いる。図2.2は DA ユニットを金属 ケースに収納した場合の外形寸法 を示すものである。

4. 動作原理

パルスーアナログ電圧交換の原理は、 入力 パルス が1 個はいるたびに 波高値および持続時間一定, すなわち 電圧時間積一定の 出力 パルス を発生し、これを平滑して入力パルスの周波数に比例する アナログ電 圧を得るものである。DA では 100 kHz の水晶発振器を内蔵し、と れを クロックパルスとし、3 段の IC カウンタを用いて デイジタル 方式で持 続時間を,また波高値は精密に温度補償された モナータイオードで決め ている。図 4.1 は パルスーアナログ 電圧変換部分の回路を示す。トラン ジスタ Q₁ の ベース に IC カウンタ の出力が印加され, ON-OFF を繰返 すが OFF の持続時間は一定である。Q1 が OFF のとき, コレクタ 電 圧は精密に温度補償された ゼナーダイオード ZD₁ により一定に保たれる。 このようにして ZD₁の両端には持続時間, 波高値一定の出力 パルス が得られる。図4.1(a)はQ1がOFFのとき、図4.2(b)はQ1 が ON のときのそれぞれ等価回路を示す。ZD₁の内部抵抗, Q₁が ON のときの コレクターエミッタ 間の抵抗は R_1, R_2 に比較して十分小さ いので無視してある。

ただし



今 E' を図 4.3 の実線で示すように、 t=0 から始まる持続時間



(b) Q₁ オンのとき

図 4.2 パルス---アナログ 電圧変換回路の等価回路 Equivalent circuit diagram of pulse to analog voltage converter.



Transient variation of voltage across capacitor C.

 δ , 繰返し周期 τ の $\eta_{\nu \lambda}$ 電圧とする。 C の端子電圧 (V_{c} すなわち 出力 r + 0グ出力電圧) は、t = 0のとき 0から E' に向かって充電さ れて、1個目の パルスの後縁においては $V_{c}(1e)$ まで充電されるが、 パルスが消滅している期間には0に向かって放電し、 2個日のパルス の前縁においては Vc(2b) まで放電する。 同様に 2 個目の パルスの 後縁においては Vc(2e) まで充電し, 3 個目の パルス の前縁におい ては Vc(3b) まで放電する。以下これを繰返し最終値に至る。

いま $V_{\mathcal{C}}(ne)$ ……n 個目の $\mathcal{N}_{\mathcal{V}\mathcal{A}}$ の後縁における Cの端子電圧 $V_{C}(nb)$ ……n 個日の $\eta_{N,\lambda}$ の前縁における Cの端子電圧



とすると、 $V_c(ne)$ 、 $V_c(nb)$ は次のように表わされる。

OUT PUT

 V_{C}

 $\sum R_{s}$

$V_{C}(1e) = E'(1-e^{-x})$	(4.5)
$V_{C}(2b) = E'(1-e^{-x})e^{-y}$	(4.6)
$V_{\mathcal{C}}(2e) = E'(1-e^{-x})[1+e^{-(x+y)}]$	(4.7)
$V_{\mathcal{C}}(3b) = E'(1-e^{-x})[1+e^{-(x+y)}]e^{-y}$	(4.8)
$V_{\mathcal{C}}(3e) = E'(1 - e^{-x})[1 + e^{-(x+y)} + e^{-2(x+y)}]\cdots\cdots\cdots\cdots$	(4.9)

したがって $V_{c}(\infty e)$, $V_{c}(\infty b)$ は次のように表わされる。

回路設計上, CR≫δ, CR≫τ に選ぶと,

ただし
$$f = \frac{1}{\tau}$$
·····入力 パルス 繰返し周波数(Hz) $V_c(\infty b) \rightleftharpoons V_c(\infty e)$

となり出力 r = 0電圧は入力 β_{NLA} の周波数に比例することがわかる。次に自動制御回路に応用した場合重要になる応答速度については、まず $V_0(ne)$ と $V_c(\infty e)$ の関係は次のように示される。

:. $V_{C}(ne) = V_{C}(\infty e) [1 - e^{-n \frac{1}{CR}}]$ (4.16) したがって $n = \frac{CR}{\tau}$ で $V_{C}(ne)$ は $V_{C}(\infty e)$ の 63.2 %に達する。 これに要する時間は CR に等しい、すなわち DA の応答速度は CR の積によって決まることがわかる。

5. 回路構成

図 5.1 は DA の回路構成を ブロック 図で示したもの,図 5.2 は その動作波形図である。図 5.1 で NAND1~3, NAND6, FF₀~ FF₃ は TTL 形 IC で構成してある。次に図 5.1,5.2 を用いて回 路の動作を説明する。

(1) 波形整流回路は パルス 発振器の出力を増幅整形する。 この 出力波形を図 5.2(A) に示す。

(2) 試験発振器は DA の動作を チェック するもので, UJT を使用して 1~10 kHz を発振する発振周波数は パネル 前面のつまみで調

整できる。

(3) NAND1, NAND2 はそれぞれ波形整形回路, 試験発振器 の出力側にそう入された f_{-} ト 回路で切換 $_{2}f_{-}$ SW で制御される。 SW を M 側に倒せば波形整形回路の出力が, また T 側に倒せば試 験発振器の出力が, それぞれ NAND3 に導入される。 以下の説明 は, SW を M 側に倒した場合について行なう。NAND1 の出力波 形を図 5.2 (B) に示す。

(4) NAND3は インバータ として動作する。NAND3の出力波
 形を図 5.2(C)に示す。

(5) FF₀ は NAND 3 の出力 C で セット されて D=1, FF₃ の出 力 J で リセット され D=0 となる フリップ つつっプ である。 す な わ ち 図 5.2 の S 部で NAND 3 の出力 C が 1→0 のとき セット されて D=1 となる。

(6) 水晶発振器は常時 100 kHz で発振している。水晶発振器の 出力波形を図 5.2(E) に示す。

(7) NAND6 は木晶発振器の出力側にそう入された f_{-} ト 回路 で FF₀ の出力 D で制御される。すなわち D=1 のとき木晶発振器 の出力 (E) を FF₁ に導入し、D=0 のときはしゃ断する。 図 5.2 の S 部で FF₀ の出力が D=1 となるから木晶発振器の出力 (E) を FF₁ に導入する。NAND6 の出力波形を図 5.2 の(F)に示す。

(8) FF₁~FF₃は3段の二進 hウシタを構成し、水晶発振器の出 カパルスを計数する。FF₁~FF₃の出力波形を図 5.2の(G),(H), (J)に示す。図 5.2のR部に示すようにFF₃の出力(J)は水晶発 振器の出力パルス²³=8個目を計数したとき1→0に変化しFF₀をリ セットする。

上記(1)~(9)の動作で パルス 発振器の出力 1 サイクル ごとに電圧 一時間積一定の出力 パルス(k)が得られる。

(10) RC は実際には定電流回路で置き換えてある。

(11) 出力 パルス(k) は R₁, R₂, C で構成する ローパスフイルタで平滑
 し、アナログ電圧に変換する。

(12) DA の制御電源 DC 24 V が投入された直後, FF₂, FF₃ の 初期状態によっては出力 パルス(k) が出放しになることがある。これ を避けるため初期 リセット 信号 (L) で制御電源投入後 約 1.5 秒間は



三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

6. 回路要素の特性

DA の性能は直線性 ±0.05 %, 温度特性 $0 \sim 40^{\circ}$ C 間で ±0.1 %以 内を目標としたので,回路要素の特性について述べる。

 (1) ローパスフィルタ時定数は約20msに選んである。したがって DAの応答速度を最終値の63.2%に達するまでの時間で表わすと約20msとなる。

(2) トランジスタコレクタ 飽和電圧

図 4.1の トランジスタQ1の コレクタ 飽和電圧は図 6.1 に示すように、 コレクタ 電流によって変化し特に 5~10 mA 以上になると急激に増加 する。スイッチング 回路としては、 コレクタ 飽和電圧が小さいほど好ま しいのであるが、 温度補償形定電圧 ダイオード ZD1、ZD2の使用電流 が 10 ± 1 mA に制限されているので コレクタ 抵抗 Ro を定電流回路で 置き換えて、コレクタ 電流 10 mA で使用している。

コレ29 飽和電圧のため出力 rtoj 電圧は、周波数に無関係な一定 成分含むことになるが、これは外部回路で容易に補償できるので D Aの回路上では特に考慮していない。図 6.2 は コレクタ 飽和電圧の 温度特性の測定結果である。周囲温度 $20\pm 20^{\circ}$ Cで の 3ν クタ 飽和電 圧の変化は $\pm 5 \text{ mV}$ 程度で、これが DA の温度特性に与える影響 は ± 0.03 %程度である。

(3) トランジスタの スイッチング 時間

図 5.2 に示した出力 パルス (k)の持続時間は FF₁~FF₃ および ス イッチング 回路の スイッチング 特性のため正確に 60 μ s にならない。FF₁ ~FF₃ は TTL 形 IC を使用したので特に問題なかったが、 トランジス gQ_1 は図 4.1 に示すように、 コンデンサ C_B で \ddot{n} -ス 蓄積電荷を補償し



て スイッチング 時間を 20 ns 程度にする必要があった。 コンデンサ C_B の 調整が不十分な場合は、出力 アナログ 電圧 が 周囲温度 $20\pm 20^{\circ}$ で 0.2~0.4 %変動した。

(4) 温度補償形定電圧 ダイオード

ゼナ- 電圧 8~9 V, 温度係数 0.002 %/℃, ゼナ- 電流の許容動作範 囲は 10±1 mA である。

(5) 100 kHz 水晶発振器

周囲温度 -10~+50℃ で発振周波数 の 変 動 は 2 Hz, すなわち 0.002 %であった。

7. 試験結果

7.1 各部の電圧波形

図 5.1 の ブロックダイヤグラム に従って各部の電圧波形の測定結果を 図 7.1 に示す。このとき パルス発振器の周波数は 10 kHz 一定であ る。スイッチング 回路 K の電圧波形は繰返し周期 100 µs, 幅 60 µs の く(矩)形波であることがわかる。

初期 リセット信号Lは電源投入後約1.6 秒間は 0 の状態を保っていることがわかる。

図 7.2 は図 4.1 で述べた トランジスタ Q₁の スイッチング 特性を C_B の調整を変えて測定したものである。 C_B の調整が適正,不足,過大の場合について $\sqrt[3]{-2}$, $I \geq v > I$ 間電圧の上昇時,下降時を特に拡大して示してある。

 C_B の調整が不足の場合,下降時の電圧波形から Λ_{-2} 蓄積電荷の 補償が不十分であることがわかる,このような状態では出力 r + 0 グ 電圧が周囲温度 20 ± 20 °C で $0.2 \sim 0.4$ %変動した。 h = 5552, 20 Q₁ を 取換えた場合は C_B の再調整が必要である。



図 7.1 図 5.1 ブロックダイヤグラム に示す各部の実測波形(その1) Experimental waveforms in reference to Fig. 5.1 block diagram.





図 7.3 パルスーアナログ 電圧変換回路の温度特性 Characteristic curve of sensitivity of pulse to analog voltage converter.

7.2 パルスーアナログ電圧変換特性

パルスーアナログ電圧変換特性は実験結果から次式で表わされることがわかった。

ただし *V_{out}……r*ナログ 電圧(V)

F.....パルス 繰返し周波数 (kHz)

A, B……常数

周囲温度 -10~+50°C における実験結果から式 (7.1) の A, B を求めた結果を図 7.3 にしめす。 式 (7.1) を基準にした場合の パ ν_2 ~7 τ_0 7 電圧変換特性の直線性は ±0.05 % F.S 以内で周囲温度 の影響をほとんど受けていない。温度特性は周囲温度 20 ± 20 °C で ±0.1 % F.S 以内である。

7.3 応答速度

パルス の周波数を 1 kHz→10 kHz, 10 kHz→1 kHz と ステップ 状に 変化させた場合, ア†oグ電圧 が 最終値の 63.2 %に達するのに要す る時間は約 20 ms であった。

7.4 リップル

アナログ電圧に含まれる リップル は、パルスの周波数を基本波とする 正弦波電圧と、ディジタル 回路の スイッチング で誘起される スパイク 状の 電圧の2成分が観測された。パルスの周波数1~10 kHz で前者は約 3 mVP-P, 両者を合成して 10 mV P-P 以下である。

7.5 長時間ドリフト

周囲温度をほぼ一定に保ち, パルスの周波数 10 kHz で連続動作さ せて, 1週間ごとに 24 時間連続して $r + \sigma \sigma$ 電圧の ドリフト を測定す る試験を 6回(連続動作時間約 1,000 時)繰返したが, $r + \sigma \sigma$ 電圧 の ドリフト はいずれも 0.05 % F.S 以内であった。

7.6 制御電源変動の影響

制御電源 DC 24 V が ±2 V 変動した場合の ァナログ 電圧の変動は ±0.05 % F.S 以内である。

7.7 最小動作電圧

DA が正常に動作するために必要な入力 パルスの大きさは,100 m VP-P 以上で 40 V P-P 程度まで 許される。 なお パルス 発振器とし て電磁式を使用し,DA までの配線長さが 5 m を越える場合は、パル ス発振器の出力を プリアンプ に入れ、20 V P-P の パルス に変換して DA まで伝送し,配線に混入する雑音の影響を受けにくいようにしてい る。

8. む す び

以上述べたことから下記のことが結論づけられる。

(1) 従来回転数の制御には直流指速発電機が広く用いられてい るが、0.1~0.5%の低周波 リップル を含むこと、周囲温度変化幅 20℃ で 0.5%程度 ドリフト するものがみられる等問題点があると言われて いる。DA は原理的に低周波 リップル を含まないし、周囲温度変化幅 20℃でのドリフトは 0.1%以下であるから、性能的には直流指速発電 機以上のものが確認されたと考えられる。さらに直流指速発電機は 定期的な ブラッシの取換え等の保守が必要なのに対し、DA は速度の 検出が無接触、ディジタル 式であり、パルス一アナログ電圧変換回路も半 導体等固体素子で構成しているから、保守間隔を大幅に広げること ができる。

(2) パルス 発振器の発振数を適当に選ぶととにより, 広範囲の回 転数範囲で増速・減速装置を用いないで回転数の検出を行なうこと ができる。

(3) DA は本質的に回転方向を弁別することができない。制御系の特性上回転方向の弁別を行なう必要がある場合は,別途回転方向弁別装置と併用する必要がある。これに対しては最近回転方向の 弁別 パルスを発生する パルス 発振器が開発されているので,これ等を 使用することができる。

(4) 総合精度0.1%の見積は次のような条件のもとで行った。

(a) 定値制御を対称として直線性に起因する誤差は無視する。

(b) 機器設置場所の周囲温度の変化幅は 10~15℃ と考える。

(c) リップル はこれの周波数成分が高いため、制御系が応答しないものとして無視する。

(5) 信頼性の確認,前述 7.4 節の 1,000 時間連続動作試験後の 出力電圧の変化は 0.05 % F.S 以内であった。

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

UDC 621. 316. 925 : 621. 332. 21

最近の交流き電線保護継電器

北 浦 孝 一*・高 田 信 治** 前 田 耕 二**・津 川 和 夫**

Protective Relays for AC Train Feeders

Kobe Works Kôichi KITAURA • Nobuharu TAKATA Kôji MAEDA • Kazuo TSUGAWA

Since the employment of the AC system for the New Tokaido Trunk Line which entered into commercial operation in October, 1964, AC feeder protection has made a marked progress.

Further improvement, however, is called for on it when an auto-transformer feeder system has been taken up for the New Sanyo Trunk Line.

To attain the aim the following two points are coming into consideration as the objective of settlement.

(1) Input voltage and current waveforms affecting on the operation characteristics of the relay.

(2) Inrush exciting current on the auto-transformer feeder circuit affecting on the operation characteristics of the relay.

Ideal relays have been brought to completion to meet the requirements and are outlined here.

1. まえがき

昭和 39 年 10 月に営業運転にはいった東海道新幹線に交流式が採用されたことにより,一躍進歩を達成した交流き電線保護は,山陽 新幹線に オートトランス き電方式が採用されるに至り, さらに改良・ 改善が望まれることとなった。

オートトランスき電線保護を保護対象として考えるとき,次の2点が 問題となる。

(1) 継電器への入力電圧・電流波形が,継電器の動作特性に与 える影響

(2) オートトランスへの励磁突入電流が,継電器の動作特性に与える影響

これらの点を考慮した理想的な保護継電器回路方式を開発し,その製品化に成功したので,その概要について述べることとする。

2. 回路方式

時速 200~250 km の超高速列車負荷を考えるとき,保護維電器の 保護特性は重負荷を対象とするので,保護域を理想的に包含する四 辺形特性が望ましい⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。図 2.1 は継電器の特性例で,継 電器入力電圧・電流がひずんでも,正弦波入力時に比べて,その動 作域は拡大しないことが必要である⁽⁶⁾。他方,継電器入力にひずみ があったときに,継電器の動作をロックしてしまうとか,継電器の 特性を著しく縮小させるようにすることは,図 2.2 のように事故 点が遠端で,列車負荷が至近端のような場合を想定すれば,事故電 流(正弦波)と負荷電流(ひずみ波分を含む)が同程度となること が予想されるので,望ましくない。したがって継電器の動作特性と しては,図 2.1 のように,ひずみ波入力時にオーバリーチ(動作域拡 大)することなく,若干動作域が縮小する程度で,正弦波入力時に ほぼ等しいことが要求されることとなる。

図 2.1 のような理想的な動作特性を付与するためには, 継電器 入力の正弦波分にだけ応動する継電器を製作すればよいが, き電線 保護の場合には,列車の励磁突入電流, オートトランスの励磁突入電流 による誤動作防止を検討する必要がある⁽⁷⁾。(再閉路時には, 列車 とオートトランスの突入電流が加算される)。すなわち,励磁突入電流 正弦波入力時 ひずみ波入力時 とずみ波入力時 き電線 動作域 の R





図 2.2 事故例 Example of fault.



図 2.3 原理回路方式 Diagram showing the principle.

中には,正弦波分が含まれているから,単なる正弦波継電器であれば,過大な励磁突入電流に応動し,不要しゃ断に至るからである。 図2.3は図2.1の特性をもち,しかも励磁突入電流対策を施し

図2.3は図2.1の特性をもら、しかも励協会八電加利泉を通じ た保護維電器の原理回路方式を ブロック 図で示す⁽⁸⁾。

図2.3を説明すると、入力電圧 E、入力電流 Iは、それぞれっ _{τ IUS} FT_E・FT_Iを経て、正弦波分のみ取り出される。PS は移相器 で、_{τ IUS} FT_E・FT_Iの出力と、その出力を入力とした移相器 PS の出力 とを合成して、入力電流から所望の位相角を持つ多数の出力電圧を 得るように接続される。_{τ IUS} FT_E・FT_I・移相器 PS の出力は、 入力合成されて位相弁別回路 PD に与えられ、四辺形特性を導出す る。このようにして、ひずみ波が与えられても、 図2.1 のような 特性となる継電器が得られる。

過電流要素 HOC₁ は,継電器の最小動作電流を規定すると同時に, 入力電流消滅時に フィルタ FT_I の出力消滅が遅れて,継電器が不要 動作するのを防止するために設置したものである。

励磁突入電流があれば、ひずみ入力検出要素 NF-D が動作して、 継電器の動作を直ちに ロックする。ただし、小入力電流時には、負 荷と事故電流が共存している場合が想定されるので、過電流要素 HOC2 の動作を条件とする。また、励磁突入電流は一時的な過渡現 象であるから、ひずみ検出が一定時間以上経過したら、ひずみ入力 検出要素 NF-D による継電器 ロックを解除するように考慮し、不要 ロックを防止している。図ではこの解除用時限 Tの起動を、過電流要 素 HOC2 により行なっている。HOC2 は、励磁電流により継電器が 応動する限界電流値より小さく、負荷電流より大きく選定する。

以上のように 構成された 継電器(出力は リレー RY により得られる)は、次のように応動する。

(1) 通常の事故時には,列車があっても列車電圧は小さく,事 実上ひずみ波は存在しないと考えられるので,励磁突入電流対策に 関係なく,普通の継電器のように動作する。

(2) 過大励磁突入電流があり、 HOC_2 が動作するようなときに は入力にひずみがあるから、ひずみ波検出要素 NF-D により継電器 を \Box_{197} する。この \Box_{197} は過渡的な励磁突入電流が減衰して、 NF -D または HOC_2 が復帰するまで継続する。 g_{17-} 時限 T は、突入 電流減衰より長く整定されている。

(3) 励磁突入電流があり, HOC₂ が不動作のときには, 継電器 は不動作である。HOC₂ の整定は, 励磁突入電流により継電器が動 作に至る電流値以下に整定されている。

(4) 何らかの原因で,事故電流中にひずみ波成分が含まれたと きには,最悪の場合でも,時限Tの後には継電器は動作に至る。

以上は,入力がひずむような系統の継電器回路方式として採用で きるものである。

3. 各ブロックの検討

この章では、2章の図2.3の各 ブロック について検討を加えることにする。

3.1 電圧変換器 TR

入力電流を電圧出力に変換する回路で、たとえば、 図 3.1 のよ うなものが採用される。図 3.1 (イ) は、Gap CT(空げき付き CT) と言われるもので、出力電圧 $V_M = M \cdot dI/dt$ 、($_{\Box}$) は普通の CT で、 出力 $V_R = R \cdot I$ 、($_{\Lambda}$) は容量 C を負荷とする CT で、出力 $V_C = 1/C$ ・ $\int Idt$ となる。入力 I を n 次の高調波とし、 V_R を 100 %出力と 仮定すれば、 V_M は $n \times 100$ %に、 V_C は $1/n \cdot 100$ %になる。した がって,入力に高調波を多量に含む場合には,図3.1(ハ)が最適で ある。もちろん,この方法だけでは十分高調波を除去できないので, フィルタを使用する。

3.2 電流フイルタ FTi

フィルタを構成する直列共振回路は Z_{RS}, 並列共振回路は Z_{RP} と する(以下同様)。電流 フィルタ TR_I を採用するに当たり,検討を必 要とするのは,フィルタをどの場所に入れるかということである。フ ィルタをそう入する個所は,図3.2の負荷を継電器と考える場合と, 図3.1の回路により電圧変換した後でフィルタをかける場合とが考 えられる。前者の場合は、リレー電流5Aで,継電器は10VA 程度 としても0.4Ω,したがって,図3.2の並列共振回路のフィルタは, 0.04Ω 以下(3f 等に対し)に設計する必要があり,フィルタが大き くなり,また高調波除去特性が悪い。後者の場合には,図3.2の 負荷は、トランジスタ回路の入力 インピーダンス と考えてよいので,数百 オーム 以上が期待できる。したがって,フィルタ Z_{RP} は小さなもので よく,しかも高調波除去特性が良くなる。したがって,電流の高調 波分除去は,図2.3のように電圧変換した後にフィルタをかけるこ とがよい。

以上は並列共振回路について述べたが,直列共振回路も併用して, 十分に高調波を吸収するように考慮した。

3.3 電圧フィルタ FTE

系統の背後電源が大きければ、電流がひずんでも電圧はひずまない(電源 インピーダンスが小さい場合には、負荷による電源側内部電圧降下は小さくなる)。末端系統で電圧ひずみが問題になるときには、図3.3 に示す フィルタ が使われる。電気的性能上からは(イ)・(ロ)いずれでもよいが、トランジスタ 回路の場合には、直列共振では、コンデンサ電圧・リアクタ 電圧が設計によっては入力電圧 E より大になることがあるので、安全上から(ロ)の並列共振回路が使われる。また設計にあたっては、応答 スピードを電流 フィルタ FTI より早くして、











三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

6



最近の交流き電線保護継電器・北浦・高田・前田・津川

動作時間の遅延をなくするよう考慮した。

3.4 ひずみ波検出回路 NF-D

NF-D 回路は、励磁突入電流を検出する回路で図 3.4 のような ものが考えられる。(イ) は、トランスの励磁突入電流の中には第 2 調 波が多量に含まれ、CT 飽和のときには、 ほとんど第 2 調波なしで あることを利用するもので、第 2 調波 バイパスフィルタ Z_{RS} を使用する ものである。(ロ) は、基本波阻止の フィルタ Z_{RP} を使って、高調波あ りを検出するもの、(ハ) は、励磁突入電流が、正一負非対称なこと を利用する方法、(ニ) は、図 3.1 の応用で、 伝達関数の相異を利 用する方法を記したものである。

いずれの方法でもよいが、製作上の簡便さから(ハ)の方法を採用 した。(ハ)の出力調整は、入力が基本波の場合には0となるように し、高調波入力時には、Gap CT 側の出力が他方より大となるよう にしてある。

3.5 位相弁別 PD

図3.5は,特性1,2,3をAND条件として,四辺形特性を 得ることを示す。本来なら特性3は不要であるが,リアクタンス分(X) の整定(特性1),抵抗分(R)の整定(特性2)を大とすれば,第 II,第IV象限の動作域が著しく大きくなるのを防止するために追加 し,励磁突入電流(jX 軸上にィンピーダンス 軌跡がくる)対策の一つ としている。

図 3.6 は,特性1を得る位相判定回路の ブロック 図 を示す。図 3.6 の *RI*, *jXI*, *E* は図 2.3 の _{フィルタ} FT_E・FT_I・移相器 PS の 出力であり,合成して

$V_1 = -jX_1I$)
$V_2 = R_2 I$	(3.1)
$V_3 = -KE + (-R_3 + jX_3)I$)

を得る。V_{1,2,3} すべて負の期間を検出器 N で検出して, 出力 パルス を出し, その パルス は OR ゲート を通じて遅延回路 T に与えられる。 遅延回路 T は, OR ゲート からの 1 パルス により, 一定期間 (30~40 ms 程度) 出力発生を ロックするように構成された パルス 引き伸ばし 回路なので, 周期的に パルス 入力を受けて最終要素 PR (極性 リレー) の動作を連続的に ロックするものである。

図3.6の遅延回路TにはN要素のほかに, V_{1,2,3} すべて正を検 出する要素Pからも入力が与えられ,動作の安定性を増すよう考慮 してある。

次に,入力 V_{1,2,3} として式 (3.1) を選べば,図 3.5 の特性1 が 得られることを説明する。

図 3.7 は ベクトル の考え方を示す図で、360 度のうち 180 度ずつ 正負であることの表示方法を約束する図である。図 3.8 は $V_{1,2}$ が 図の位相にあるとき、 $V_2 \ge -V_1$ の間が $V_{1,2}$ 共に負であることを 示し(すべて負の期間があれば、必ず逆位相で、すべて正の期間が あるので、以下すべて負の期間にのみ着目する)、 $V_{1,2,3}$ すべて負の 域をなくするためには、 V_3 が $-V_1 \ge -V_2$ の間にくればよいこと は図 3.7 を考えれば容易に判定できる。 V_3 が $-V_1 \sim -V_2$ の間な らば、 $V_{1,2,3}$ のあい隣りあう位相差はすべて 180 度以内となり、す べて負の期間がなく リレー は動作する。

 V_3 が $-V_1$ ~- V_2 の間以外にくれば,必ず $V_{1,2,3}$ のあい隣りあ う位相差の一つが180度以上となり, $V_{1,2,3}$ すべて負の期間が存在 し、一定周期で(すべて負、すべて正で $パ_{UZ}$ 発生ゆえ、1/2 サイクル ごとに) $パ_{UZ}$ を出し、 η_{U-} の動作を抑制する。

図 3.9 において, 電圧 E を 110(V) から0と小さくしていくと

き、どこで、継電器が動作するかを考察すれば、Eは"限界"と記入した点まで小さくなったとき、 V_3 と $-V_2$ が同相になり、 $extbf{2}$ 3.7,3.8の結果から動作限界点となることが判明する。

図 3.9の位相角 0 を 0~360 度として チェックすれば, 式 (3.1) の入力組合せにより,図 3.5の特性1が得られることが判明する。 なお,特性2を得るには,図 3.6 において V_{1,23} を

$V_1 = jX_1I$)
$V_2 = -R_2 I$	}(3. 2)
$V_3 = -KE + (R_3 - jX_3)I$) -

特性3を得るには

$V_1 = jX_1I$	
$V_2 = R_2 I$	(3.3)
$V_3 = -E + (-R_3 - jX_3)I$)

とすればよいことが推察できる。 製作上の技術として,式(3.1)~ (3.3)のもののうち共用可能なものは,共用していることは言うま でもない。

次に,遅延回路Tおよび最終要素 PRの原理回路を図 3.10 に示し,以下との図について説明する。

接点Sが周期的に閉となれば、その期間だけトランジスタ T_1 はON となり、コンデンサCの電圧 V_c は、 T_1 ON 中は 0V、 T_1 OFF となれ ば、時定数 CR_2 で充電されるが、 $+P_1$ V になる前に次の接点S閉 で T_1 ON となり、元の状態に戻り、これを繰返す。 このようなと き、トランジスタ T_2 、 T_4 は連続 OFF、 T_3 は ON で リレ- PR の抑制 コ イル RC 励磁、OC 非励磁なので、継電器は動作しない。接点Sの閉 は、入力すべて負(正)の期間の パルス に相当する。

S が連続接点開となれば、 T_1 連続 OFF, V_c が一定時限後に + P_1 に達して、 T_2 ON, T_3 OFF, T_4 ON となり、 RC 非励磁, OC 励磁となって継電器は動作する。

4. 継電器の全回路

3 章では各部の検討を行なったが、これらを集大成した継電器全 回路を図4.1 に示す。 図中に使用している 特殊記号の 説明を図 4.2 に示す。図4.1 の中に、図2.2 で述べた相当部分を, 略号に て記入しているので参考にされたい。

図 4.2の PPA は、入力電圧を精度良く、く(矩)形波に変換す る回路、SA は、それぞれの入力 $j_{\mu-}$ プ 1~3、4~6の入力がす べて負であることを検出する回路、LD は $_{UNL}$ 検出器、2 REC・3 REC は、それぞれ二相・三相全波整流回路を示すものである。 な お図 4.3、4.4 に継電器の写真を示す。



図 3.10 遅延回路の原理

Time lag circuit.







(1) タップ値……X=6, 8, 10, 12, 16 Ω

 $R = 3.2, 6, 8, 10 \Omega$

- (2) E-I特性……3A以上 ±5%以内
- (3) 動作速度……5A, 80%事故にて 60 ms 以内
- (4) 復帰速度 ····· 20 ms 以内

100

3 % アンダリーチ

5f 30%にて

(7) 電圧ひずみ特性……3f 5%にて ±5%以内

(8) 励磁突入電流……第1波の波高値 80 A にて不動作

(9) 温度特性……0~40℃ にて 20℃ の値の ±5 %以内



図 5.1 タッフ 旭の定す Tap values.

- (10) DC 変動……80~120 V にて 100 V の値の ±3 %
- (11) 最大故障電流……100A 1秒 異常なし
- (12) 大きさ……幅 165×高さ 519×奥行 315
- (13) 一般事項……国鉄規格距離継電器(交流き電用) JRS-23422-3 B-14 AR 8 A による。

6. む す び

以上,最近の三菱交流き電線保護継電器について述べたが,オート トランス き電系に実用する段階において,種々検討を要する事項が出 現すると考えられる。これらについては,稿を改めて発表すること とする。

終わりに、この継電器の開発途上で、日本国有鉄道ならびに関係 各社から賜わったご指導を厚く感謝する次第である。

参考文献

- (1) 北浦:距離継電器と将来の動向, 三菱電機, 33, No. 3,(昭 34)
- (2) 北浦,古谷:最近の送電線保護継電器(1),三菱電機,35, No.5(昭36)
- (3) 北浦:矩形特性距離継電器,電気学会関西支部連合大会, No. 131 (昭34)
- (4) 北浦: トランジスタ 式矩形特性距離継電器, OHM (昭38-8)
- (5) 高田:送電線保護継電器-電鉄き電線保護, 三菱電機技報,
 40, No. 4, 664~667 (昭 41)
- (6) 交流き電委員会:大電流交流き電回路に関する研究, p 18~
 27(昭43-3)
- (7) 交流き電委員会:大電流交流き電回路に関する研究, p 100
 ~103(昭44-3)
- (8) 北浦,高田,津川:最近の交流き電保護継電器,電気四学会 連合大会, No. 1,228 (昭和44)

UDC 621. 316. 57. 064. 242

新形大容量 SF。ガスしゃ断器 SFH シリーズ

富永正太郎*・森岡 昭二*・大 野 玲*・山内 高雄*

New High Capacity SF₆ Gas Circuit Breakers Type SFH Series

Itami Works Shôtarô TOMINAGA · Shôji MORIOKA · Akira Ôno · Takao YAMAUCHI

 SF_6 gas circuit breakers were first built in 1965, and since then the number of the installations has increased rapidly because of their excellent performance.

SFH series of large capacity gas circuit breakers ranging $40 \sim 50$ kA capacity has been completed recently, covering the whole voltage rating from $72 \sim 550$ kV. They are designed and built based on type SF gas circuit breakers now in actual operation in quantities with marked results, being of a double pressure type, excellent performance and high reliability. Herein are introduced their ratings, construction, test results and advantages.

1. まえがき

SF。 ガスを使用したガスしゃ断器は、わが国においては昭和40年 にその第1号機が納入されて以来、その優秀性が各方面において認 識され、72 kV~300 kV にわたって急速に運転台数が増加し、すで に数百台に達している。また、欧米においても超々高圧まで数千台 が運転にはいっている。

さらに、変電所全体の縮小化を目的とした ガス 絶縁変電所 (GIS) の研究試作および実用化が進み、従来空気しゃ断器を製作使用して いた メーカーおよび電力会社においても製作使用されることによって ガス しゃ断器は広く一般化され、最近の系統容量増大、系統の近代 化、超×高圧の導入と相まって ガス しゃ断器は今やしゃ断器界の一 大中心になってきたと言えよう。

このような電力界情勢の背景のもとに当社では中容量 SFL シリーズ, 大容量 SFH シリーズ の2系列を完成させ,72 kV ~550 kV に至る電 力用しゃ断器の全定格を hがーし,あらゆる要求に合理的に対処で きる量産受注体勢を整えた。SFH fス しゃ断器は 50 kA 級の故障電 流をしゃ断する大容量 SF 形 シリーズの開発および製造経験に基づい て基本動作原理はそのままにして,しゃ断点数の減少,軽量化,単 純化等の改良をはかった大容量高性能しゃ断器である。すなわち, 内部に高圧 fス系統と低圧 fス系統の二つの系統を有し,高低圧 fス系統の間で生じる fス系によって r-fを消弧する方式で常時充 気式を採用し,高低圧 fス系は圧力 λ (n) チ fス 圧縮機によって自 動的に制御されるようになっている。このしゃ断器は JEC-145 の II 号相当,さらに脱調しゃ断,異相地絡などの非常に過酷な再起電 E,また従来の空気しゃ断器で問題となる近距離線路故障しゃ断な ども難なく処理できるすぐれたしゃ断性能をもっている。

操作機構にはこれまでに数多くの使用実績をつみ重ねてきた信頼 性の高い油圧操作機構を使用し、操作音が小さい、小形軽量である という特長と相まって、 ガス しゃ断器の特長によく適合している。

2 点切りの 300 kV, 25,000 MVA をはじめとして各形式の SFH 形 シリーズ について各電力会社の形式試験を 44 年 9 月をもって好評 のうちに終了し, 30 kA 級の故障電流をしゃ断する中容量 SFL 形 シリーズ と合せて 72~550 kV までの現在の日本の系統をすべて カバー する シリーズが完成された。

2. シリーズの構成

しゃ断器は表2.1 に示すとおり50 kA 用と40 kA の2種類があ るが、しゃ断部のみが異なるだけで、他はまったく同一である。し ゃ断部のユニット電圧は140 kV 相当であるため120~204 kV 用では しゃ断部に電圧均等分布用の並列コンデッサは必要ではないが、240 kV 以上用では分圧コンデッサを取付けてある。72/84 kV 用では三相 が機械的に連結されて一つの操作機構で操作され、120~300 kV 用 では単相再閉路形、三相再閉路形、甲号形とも一つのハウジングに収 納された油圧操作機構によって操作される。また550 kV 用では各 相ごとに独立した油圧操作機構がある。しゃ断時間は標準は3サイク ルであるが、超々高圧のように2サイクルを要求される場合は電磁弁 等一部を変えて要求を満足させることができる。また、引きはずし 機構の2重化も要求によって実施することができる。さらに、550 kV 用だけはしゃ断部と並列に投入サージ抑制用の投入抵抗部が取り 付くようになっている。

表 2.1 SFH 形 シリーズの構成 Composition of type SFH series.

しゃ断点数	1			2			4
定格電圧 kV	72/84	120	168	204	240	300	550 (525)
形名	70-SFH -500	100-SFH -750 100-SFH -1000'*	140-SFH -1000 140-SFH -1500*	170-SFH -1500*	200-SFH -1500 200-SFH -2000*	250-SFH -2000 250-SFH -2500 ⁺	500-SFH -3500 500-SFH -4500
ユニット電圧	84 kV			140	kV		
分 圧 コンデンサ	なし	なし	なし	なし	あり	あり	あり
投入抵抗	なし	なし	なし	なし	なし	なし	あり

(注) 無印:40kA 殺しゃ断部 * 印:50kA 殺しゃ断部

3. 定格

図 3.1 に 168 kV 10,000 MVA の ガ_ス しゃ 断器, 図 3.2 に 300 kV 20,000 MVA の ガ_ス しゃ 断器の外形写真を示す。また, 72 kV ~ 550 kV までの ガ_ス しゃ 断器の外形図および外形寸法を図 3.3, 図 3.4, 図 3.5, 図 3.6, 表 3.1 に示し, さらに 72 kV から 550 kV に至る各電圧階級の定格と主要性能を表 3.1 に示す。



図 3.1 168 kV 10,000 MVA 140-SFH-1000 形 ガスしゃ断器 Type 140-SFH-1000 gas circuit breaker rated 168 kV, 10,000 MVA.



図 3.2 300 kV 20,000 MVA 250-SFH-2000 形 ガス しゃ断器 Type 250-SFH-2000 gas circuit breaker rated 300 kV 20,000 MVA.



図 3.3 72/84 kV ガス しゃ断器外形図

Outline dimention of 72/84 kV gas circuit breaker.



図 3.4 120/168/204 kV ガス しゃ断器外形図

Outline dimention of 120/168/204 kV gas circuit breaker.



100

図 3.6 550 kV ガス しゃ断器外形図

Outline dimension of 550 kV gas circuit breaker.

	表 3.1	定格,	定格,外形寸法および特性一覧 Ratings, dimensions and performance								nce.			
形式	記号	70-SF	H-500	100-SFH -750	100-SFH -1000	140-SFH -1000	140-SFH -1500	170-SFH -1500	200-SFH -1500	200-SFH -2000	250-SFH -2000	250-SFH -2500	500-SFH -3500	500-SFH -4500
定格電	臣 kV	72	84	1	120]	168	204		240		300		550
定格電	流 A						2,00	00, 3,000,	4,000					
定格しゃ断容	盘 MVA	5,000	5,000	7,500	10,000	10,000	15,000	15,000	15,000	20,000	20,000	25,000	35,000	45,000
定格周波	數 Hz							50, 60						
定格再起電圧周波	支数 kHz	4.5	4.0		3.0		2.5	2.2		2.0		1.8		1.8
定格投入電	流 kA	109.3	93.8	98.4	131.0	93.8	140.5	115.6	98.4	131.0	105.0	131.0	101.0	130.0
定格短時間電	流 kA	40.2	34.4	36.0	48.1	34.4	51.5	42.5	36.0	48.1	38.4	48.1	36.7	47.2
定格しゃ断時	間 サイクル							3			a			6
無負荷投人時	間 S		0.1											
定格ガス圧	高圧		15											
kg/cm ² g	低圧							2						
定格操作油	Æ kg/cm ² g							320					·	
定格引きはずし電	E DC V							100, (110), (125	5)				
定格投入制御霓	E DC V							100, (110), (125	5)				
<u> 希 禄 階</u>	<u> 殺</u> 号		70	1	00		140		1	70	2	200	3	50
標準動作費	務	,					甲号,	高速度	再閉器	\$				
しゃ断点	数	1	1	2	2	2	2	2	2	2	2	2	4	4
総 重	<u> </u>	5,0	00	10,900	11,500	11,500	12,100	12,100	12,400	13,000	12,700	13,300	28,800	30,000
補器電源電	E AC V						200,	220, (400)	, (440)					
	A	2,2	50	3,200	3,400	3,700	3,900	3,900	3,900	4,100	3,900	4,100	7,800	8,200
寸 法mm	В	4,2	00	4,800	4,800	5,650	5,650	5,650	5,900	5,900	6,100	6,100	8,700	8,700
(標準形)	C	2,3	00	2,750	2,750	3,600	3,600	3,600	3,850	3,850	4,050	4,050	6,800	6,800
[]	D	1,4	00	2,500	2,500	3,000	3,000	3,000	4,000	4,000	5,000	5,000	8,000	8,000

À

4. 構造および動作

4.1 構 造

図 4.1 に 120 kV 以上のしゃ断器の 構造を示す。図 3.1,図 3.2,図 4.1 に見られるように下 *s*₂*0* を基礎にして 2 本のがい管







図 4.2 120 kV 以上の SF₆ ガス しゃ断器消弧室動作原理 Operating principle of SF₆ gas blast interrupter for above 120 kV.



記号	名 称	記号	名	称	記 号	名	称	記 号	名	称	記号	名	际	記 号	名	称
A	操作ブロック	С	油圧リレー		FB2	回転スイッ: シリンダ	チ用油圧	S:	回転スイッ リンダ用ブ	チ油圧 <i>シ</i> ロック	AH2	引きはずしす	î	AH10	投人制御油的	B ²
AB	アキュムレータ (0.61)	D	油タンク		G	滅圧弁		М	油圧シリン	Ķ	AH3	低油圧引きた 置	±ずし装 	AH11	自己保持制剂	礼管
AC	油面計	Ds	油面計		J1	正力スイッ・ (ポ	チ シブ用)	N	高速排油并		AH4	給油弁		AP	逆止弁	
AF1	投入用電磁コイル	E	電動油圧ポン	17	J 2	(鎖旋	魯報用)	Q	ダッシュボ	ット	AH5	排油弁		C3	排油弁	
AF2	引きはずし用電磁コ	FB1	回転スイッチ シリンダ	用油圧	K ₆	圧力計		AG	安全并		AH ₀	逆止弁		C4	油圧シリン	ダ給油弁
В	補助アキュムレータ	AD	手動ポンプ		S1	回転スイッ リンダ用ブ	チ油圧 <i>シ</i> ロック	AH1	投入介		AH₀	投入弁送油的	g	C ₅	弁操作ビス	トン

図 4.3 油圧系統図(一例)

Hydraulic oil system.



図 4.4 ガス系統図 Gas system of SF₆ gas circuit breaker.

によって大地より絶縁された上タンクが各相架電部にあり, それぞ れ消弧室が直結されている。しゃ断器本体とは別に油圧操作機構 ハ ウジング と ガス 系統 ハウジング があり, 前者には下タンク 側面に取り付 けられた油圧 シリンダ へ約 320 kg/cm² の油を送油, 排油することに よってしゃ断器を入り切りする機構がすべて含まれ, 後者にはしゃ 断に使用した ガスを再び圧縮して上タンクへ戻すための ガス 圧 縮 機 とその制御装置が含まれている。

4.2 消弧室の動作

図4.2に消弧室の動作原理を示す。 消弧室は常時約15 kg/cm³g の高圧 ガス中に置かれ、しゃ断時には可動 コンタクトが開路位置へ駆 動されるとともに図4.2(b)に示されるように可動 コンタクト下流 の排気弁が開かれ、可動 コンタクトノズル 部に高速 ガス 流が作られる。 可動・固定 コンタクト間に発生した アーク は ノズル を形成する可動 コン タクト中に吹き込まれて消弧が行なわれ、図4.2(c)に示される開 路位置になる。排気弁はしゃ断時に数 サイクル 間開くだけでその後は 閉じ、消弧後の極間の絶縁は高圧 ガス 中に開離する コンタクト 間で維 持される。

4.3 油圧操作機構

図4.3に油圧操作機構の一例を示す。 動作原理の詳細は省略す るが、単相操作を要求されるものについては従来各相ごとに操作 ハ ウジングを設置していたが、これを一個所に集めて集中制御を行なう ようにし、単純化をはかり信頼性を向上し、保守点検を容易にし た。

4.4 ガス系統

図4.4 に f_{32} 制御系統を示す。 消弧に使用された f_{32} は図4.4 に示されるように冷却板, 排気がい管を通って下 g_{22} の放出され, f_{32} 圧縮機によって圧縮され,再び上 g_{22} の一戻される。この f_{32} 圧 縮機の起動停止は図4.4 に示されるように高圧側 f_{32} 圧力で 動作 する温度補償圧力 $2f_{32}$ チャンク によって制御される。高圧側の圧力が異常 に低下したときに警報を発信し,また投入および引きはずし回路を 鎖錠するためにもこの温度補償圧力 $2f_{32}$ チが使用される。温度補償 圧力 $2f_{32}$ チャッチ によって制御される SF₆ f_{32} 圧の例を図4.5 に示す。 この曲線は温度が変化した場合でも常に密度が一定になるような制 御圧力を示し,一定のしゃ断性能と耐電圧性能を確保するものであ る。冬季の寒冷時には高圧 f_{32} が液化するのを防ぐために f_{32} L-タ によって暖められた f_{32} を循環させる f_{32} アが設けられている。 f_{33} につ f_{33}



図 4.5 再閉路用 SF₆ ガ_ス しゃ 断器の温度一ガス 圧の関係 Pressure/temperature characteristics in SF₆ gas circuit breaker.

表 4.1 実用機における水分量測定結果 Measured moisture contents in SF_6 gas.

設置場所	形 名	据付日	水分測定日	水分量
関 西 電 力 湖 南 S/S	250-SF-2500	41 年 7 月	41年7月 42年2月 42年11月	85 80 80
中 部 電 力 岩 塚 S/S	70-SF-500	40年7月	40年7月 42年4月	70 85
四国電力	170-SF-1000 1号機	43年5月	43年5月	50
新德岛 P/S	170-SF-1000 2 号機	43年5月	43年5月	55
超 電 研 実用性能実証試験 供 試 器	500-SF-4000	43年6月	43年6月 43年10月 44年8月	46 48 42

4.5 吸着剤

ガスしゃ断器では故障電流しゃ断時の アーク熱によって生成する微量の低位ふっ化物の吸着とガス中の水分吸着のために吸着剤として活性吸着剤を使用している。SFH 形しゃ断器では消弧室内部,ガス ハウジッグ内部等に活性吸着剤を配置し,しかもガス圧縮機によって ガスの循環も行なっているので,ガス中の水分量は十分低く管理され ている。表4.1 に現地における水分測定結果を示す。

5. 試験結果

JEC-145 および電気事業連合統一規格(B-112)により規定され た項目について、参考試験も含めて各種の試験を実施しているが、 そのうちのおもなものを以下に記す。

5.1 温度上昇試験

250-SFH-2500 による 4,000 A 通電時の試験結果および温度測定 個所を表 5.1, 図 5.1 に示す。 SF_{6 ガス}のすぐれた伝熱特性によ って規格値 55℃ に対して十分余裕のある値となっている。

なお、SFoガスはかなり高温に至るまで安定であり、 空気中の酸

素による酸化や油中の スラッジ 発生のような現象がないため、本来接 触部の温度を従来のしゃ断器に比べて非常に高くとることができる が、現用規格を満足するように設計されているので ガス しゃ断器は さらに大きな過負荷能力を持っていると言えよう。

5.2 しゃ断試験

5.2.1 短絡しゃ断試験

SFH 形 ガスしゃ断器の実負荷短絡しゃ断試験結果を表 5.2, JEC-145 II 号相当の合成等価短絡しゃ断試験結果を表 5.3 に示す。

表 5.1 温度上昇試験結果

	Results of temp	perature rise test.	
通電電流 :	4,000 A 60 Hz	測 定 器:熱電対自動	記録温度計
ガス臣:	定格	通電時間 :10 時間	
測定個所	温度測定値 ℃	温度上昇值 deg	温度上昇規格值 deg
1	107	77	30 以上
2	65	35	40
3	73	43	55
4	72	42	55
5	73	43	55
6	69	39	55
7	68	38	55
	72	42	55
9	73	43	55
10	74	44	55
11	64	34	40
12	105	75	30 以上
13	65	35	40
14	64	34	40
15	59	29	70
16	63	33	40
17	65	35	40
18	53	23	70
19	30		

また,脱調しゃ断試験結果を表 5.4,近距離線路故障しゃ断試験 結果を表 5.5 に示す。図 5.2 に定格しゃ断電流 110% 実負荷短絡 しゃ断試験の オシログラム,図 5.3 に定格しゃ断電流 110% 含成短 絡しゃ断試験の再起電圧波形,図 5.4 に 90% 近距離線路故障しゃ 断試験の再起電圧波形を示す。これら各種しゃ断試験後の接触子の 状況を図 5.5 に示すが、いずれも損傷は軽微で、引き続き多数回

8h.



Temperature rise measurement points.

表 5.2 実負荷短絡しゃ断試験

Short circuit interruption test.

試驗動作 實 務	試験操作 電 E %	試験操作 圧 力 kg/cm ² g	試験相	しゃ 肉 対称分 kA	f電流 直流分 %	回復電圧 %	給与電圧 kV	固有 周波数 kHz	了 再 起 5 振幅率	ピ 圧 上 科 率 kV/µs	投入電流 kA	ア ー ク 時 間 サイクル	しゃ 断 時 間 サイクル	封 入 ガス圧 kg/cm ² g
ò				55	0	96	15.5					0.4	2.5	(00%0)
0.35 🕪 CO	100	260	$\frac{1}{2}P$	53	42	92	15.5	2.6	1.6	0.18	۱60	0.65	2.75	(32°C) 14.0
co				54	35	94	15.5				153	0.6	2.7	(32°C) 13.5

(注) (1) 試験周波数 60 Hz

表 5.3 JEC-145 110% 合成等価しゃ断試験

JEC-145 110% compound equivalent interruption test.

試験動作 責 務	試験操作 電 圧 %	試験操作 圧 力 %	試験相	しゃ 肉 対称分 kA	f 電 流 直 流 分 %	回復電圧 %	給与電正 kV	固 右 周 波 数 kHz	了	ピ 圧 上 昇 率 kV/μs	投入電流 kA	ア ー ク 時 問 サイクル	しゃ 断 時 間 サイクル	封 入 ガス圧 kg/cm ² g
0				53	0	97	101					0.5	2.6	
0	100	100	$\frac{1}{2}P$	53	0	97	101	2.8	1.7	1.36		0.4	2.5	31°C 13.4
0				53	0	97	101					0.45	2.55	

(注) (1) 試験周波数 60 Hz

表 5.4 脱調条件合成等価しゃ断試験

Step out condtion compound equivalent interruption test.

試驗動作 責 仿	試験操作 電 E %	試験操作 臣 力 %	武験相	しゃ商 対称分 kA	所 電 流 直 流 分 %	回復電圧 %	給与電圧 kV	固 イ 周波数 kHz	亡再起了 报幅率	ピー圧 上昇率 kV/µs	投入電流 kV	ア ー ク 時 問 サイクル	しゃ 断 時 問 サイクル	封 入 ガス圧 kg/cm ² g
0				26	0	97	173					0.45	2.55	
0	100	100	$\frac{1}{2}P$	26	0	97	173	2.4	1.4	1.64		0.35	2.45	31°C 13.4
0				26	0	93	173					0.5	2.6	

(注) (1) 試験周波数 60 Hz



 	加		捩	ļ	é	件		Elcentro 地震波		
 台		車	J	มา	迷		度	0.33 g		
 灮		劉	1	Л	逊		度	0.81 g		
 が	h	子	最	大	ひ	ŗ	24	380×10 ⁻⁶		
x	テ	1	が	ko	Ŧ	倚	氭	3.1 t		



Noise characteristics of 300 kV type SFH gas circuit breaker.

(注) (1) 試験周波数 60 Hz

点 弧 数

<u>FI</u>

0

0

0

再回

表 5.7 変圧器励磁電流しゃ断試験 Transformer exciting current interruption test.

図 5.5 短絡しゃ断試験後の接触子の状況 States of contacts after short circuit test.

表 5.6 進み電流しゃ断試験 Leading current interruption test.

試験回数

D

12

12

12

しゃ断時 の 過 渡 電圧倍数

1以下

1以下

1以下

65

彩

しゃ断位相は各電

流とも 元/6 問題で 位相制御した。

再発弧回 数

回

0

0

0

試験電圧 kV	しゃ断電流 A	动作资務	試験回数	しゃ断時の 最高過渡電 圧倍数	鐗 考	
 101	1.3	0	12	1.4	しゃ断位相は各電	
 	46~260	СО	6	2.0	成とも π/6 間隔で 位相制御した。	
(注) (1)	試験周波数	60 Hz				

(1)試験周波数 60 Hz

し 電

試験電圧 トV

104

断

流

Ф

A

7

33

80

(Allowed

(2) しゃ 断時の 過渡電圧 倍数は, 試験電圧波高値に対する倍数で表示

の事故しゃ断を行なっても使用可能な状態にある。

5.2.2 小電流しゃ断試験

表5.6 に進み電流しゃ断試験結果,表5.7 に変圧器励磁電流し ゃ断試験結果を示すが,いずれもSF6 ガスの特異な性質により優秀 な性能を示している。

5.3 耐震試験

当社では油圧 サーボ による大形加振機によって実物に正弦波,実 地震波形を加振してその耐震強度を検証しているが,SFH 形方スし や断器についても各電圧階級で耐震試験を実施した。

図 5.6 に 300 kV ガス しゃ断器の耐震試験状況, またその試験結 果を**表 5.8** に示す。

5.4 操作時騷音測定

この ガス しゃ断器は排気 ガス を外部へ放出することがないため, 騒音は金属音が主である。また操作機構も油圧を使っているため, 操作音は現用のしゃ断器中最も小さい。 図 5.7 に 300 kV SFH 形 ガス しゃ断器の騒音特性を示す。

6. 特 長

以上のべてきた SFH 形 ガス しゃ断器は他の しゃ断器に比べてつ ぎのような特長を持っている。

6.1 すぐれたしゃ断性能

SF_{6 ガス}の常時充気式を採用しているため、 短絡しゃ断性能はも ちろん近距離線路故障しゃ断, 異相地絡しゃ断, 脱調しゃ断に対し てもすぐれた性能を有している。

6.2 低い過電圧発生

高い絶縁耐力を持つ SF₆ ガス で常時充気式を採用しているため, 充電々流のしゃ断はもちろん無再点弧であり,しかも SF₆ ガス の特 異な性質により電流さい断の レベル が著しく低く, 変圧器励磁電流 のような遅れ電流のしゃ断に対し,有害な異常電圧を発生しない。

6.3 低騷音

完全な密閉構造であるために空気しゃ断器のような排気騒音がな く,騒音が問題になる地域の発変電所に最適である。

6.4 小形·軽量

しゃ断点数が少なく、しゃ断部に並列抵抗も必要とせず、また断 路部もないため、簡単な コンパクト な構造になっている。

なお,550 kV 用のみ投入 サージ 抑制用の投入抵抗部が取り付いている。

6.5 繁雑な保守は不必要

接触子の消耗が少ないためにほとんど半永久的に接触子を取り換

える必要はないし,外気の影響を受けないので点検周期を従来のし ゃ断器より長くすることができる。

6.6 良好な耐震特性

大形加振機によって地震に対する安全性は十分に検証し,その安 全性を確認している。

6.7 完全なユニット式

1台のしゃ断器に操作機構はもちろん ガス 圧縮機も備えた完全な ユニット 式を採用しているので,長距離の空気配管を行なう必要がな いので,従来とかく問題のあった長距離配管をなくすることにより, 信頼性を向上できる。

7. む す び

以上記したように SF₆ n_{λ} の特性を最も有効に利用した大容量 S FH $= n_{\lambda} - \pi$ の構造,性能などを紹介した。

これまでに ガス しゃ断器を フイールド に出してから約5 年になり, その間内部点検する機会があり,しゃ断器内部の金属材料,有機絶 縁材料,パッキング材料,接触子,がい管類等の状態を調査したが, 劣化はまったくといっていいほど見られず,今後とも高い信頼性を もって使用できることを確認している。

当社において大容量 SFH シリーズ,中容量 SFL シリーズ が完成した ことによって,この ガス しゃ断器がわが国の電力系統の近代化に新 たな可能性をうみ出し,電力界の発展に貢献できることを確信して いる。また,ガス しゃ断器におけるこれまでの研究,経験,実績を 通じて現在注目を集めている縮小形 ガス 絶縁変電所の技術に対して も大きく貢献できるものと確信している。

筆をおくにあたって、このしゃ断器の開発および製品化にあたっ て尽力を賜わったご使用者側および社内関係者各位に誌上を借りて 心から謝意を表わす次第である。

参考文献

- (1) 富永, 森岡:三菱電機技報, 39, 971 (昭40)
- (2) 潮,田辺:三菱電機技報,41,1,445(昭42)
- (3) 富永,田辺,佐藤:電学連大,756(昭44)
- (4) 富永, 森岡, 大野: 電学連大, 757(昭44)
- (5) 瀬渡,渡辺,大野:三菱電機技報,43,376(昭44)
- (6) 富永,田辺,佐藤:三菱電機技報,43,1,383 (昭44)
- (7) 富永, 森岡, 大野, 山内: 電学関西支部 G 3-30

UDC 621. 771. 2-523

スキンパスミル用自動化装置

斎藤 豊*·山下弘雄*·林 敏弘*·大野宣男*

New Automatic Control Techniques for Skin Pass Mills

Kobe Works Yutaka SAITÔ · Hiroo YAMASHITA · Toshihiro HAYASHI · Nobuo ÔNO

Automatization has made advance by far in the industry of steel rolling. Preset control of the blooming mills, plate mills and tandem mills has become the matter of common sense, and so does the on-line computer system. The field of automatic operation has extended gradually toward the processing line, shearing line and temper mill line, and further the automatic marking and stamping have made steady advance in practical operation, thus the progress being very conspicuous.

This article introduces the latest automatic control techniques by taking up the skin pass mill as an example. The new automatic control devices, when properly selected and applied in accordance with the character of various lines, fully answer the embodiment of automation.

1. まえがき

自動化装置といえば、トランジスタや IC (集積回路)を用いた電子 計算機,ないしはトランジスタロジックを用いたいわゆる ブリセット装置が 想起されるほどに、自動化に貢献する半導体素子への信頼は絶大で ある。分塊 ミル、プレートミル、タンデムミル 等大形 プラントでは、電子計算 機の進出が著しいが、プリセット 装置も電子計算機の時分割制御と違 った並列制御の点で安心感も大きい。小形の演算素子で自由自在に ディジタル や アナログの演算を行なうことができるようになった現在も 自動化を行なう場合に最も重要なことは、ミルの制御、機械の制御 に必要な物理量をいかに正確に電気量としてとらえるかということ にかかっているといっても過言ではない。

したがって製鉄圧延関係でも、自動化の比較的遅れているのは、 圧延処理 ライン、精整 ライン、コイルハンドリング、マテリアルハンドリング 等であ る。これらは材料の動きが不定であり、物理量をとらえることがむ ずかしいことに起因している。本論文では圧延処理 ライン で用いて いる最新の自動化装置について述べ、スキンパスミル での適用例である が、酸洗 ライン、リコイリングライン、めっき ライン などにも適用できるも

イオフリ ンションリー JV. n U 1 0 1 コイル自動ハンドリング 入側コイル尾端自動減速 ストリップ先端尾端自動切断 定入力角度自動 コイル目動ハンドリン コイル長(重量)自動減速 コイル尾端定位置自動停止 図 1.1 自動化装置適用図



ので,装置はすべて シリコントランジスタ 化され,各製鉄工場で好調に実動しているものばかりである。

本論文には次のような項目で、自動化装置を分類し記述している。

自動 コイルハンドリング 装置

一定入力角度自動制御装置

入側自動減速装置

ストリップ先端尾端自動切断装置

- 伸び率計、伸び率制御装置
- コイル長(重量)自動減速装置

コイル尾端定位置停止装置

これらの各装置の スキンパスミル への適用した場合の例を, 図 1.1 に示す。

2. 自動コイルハンドリング装置

ペイオフリール上のコイルの巻き戻し制御を行なうとき,巻き戻しの 運転に先立ち,コイルをペイオフリールマンドレルにそう入し,かつ,コイル の幅方向の中心とライン中心とを一致させる必要がある。従来これ



図 2.1 自動 コイルハンドリング 制御盤 Automatic coil handling control panel.

らの作業は, 運転員が コイル の動きを観察しながら手動操作によっ て行なっていた。ところが,最近は生産性の向上が強く要求され, そのうえ,熟練した運転員の確保がむずかしいという事情があるた め従来の手動操作をやめて,自動化する傾向にある。

以下に述べる コイル 自動 ハッドリッグの例は,三菱電機が機械 メーカー と協力して自動制御を実施したものであるが,その概略を記載する。

2.1 コイル高さ自動調心制御

コイル の径方向中心を マンドレル 径の中心と一致させ,自動的に コイ ルを マンドレル に装着する装置である。コイル と マンドレル の位置関係は, 運転方法,機械構造等によって種々あり,自動調心制御もそれらに 適したものを採用しなくてはならない。ここでは三つの例を述べる こととする。

図 2.2 は下降限にある コイルカー 上に コイル があるとき, コイル 径計 測用 ゲージバー とこれの動作を検出する回転 パルス 発信機 PLG を用い て, ディジタル 回路によって制御する場合を示す。L₀, L₁ は, 機械寸 法で決まる一定値である。

上昇限にある ゲージバー を, コイル に タッチ するまで下降 さ せ る。 PLG 出力 パルス を滅算 カウンタ C1 に加えると, 式 (2.1) によって コ イル 径が計測される。

$$L_0 - Y = D$$
(2.1)

次に ゲージバー を タッチ させたままで, コイルカー を上昇させる。調心 するための コイルカー の上昇量を X とすると, X は式 (2.2) で与え られる。

 $X = L_1 - D/2 = L_1 - \frac{1}{2}(L_0 - Y) \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad (2.2)$

式 (2.2)の右辺を滅算回路を用いて作り、 滅算 カウシタC2 に ゲートG① を瞬時開いて プリセット する。コイルカー の上昇によって得られる パルスを カウシタC2 に滅算的に加えると プリセット 量は ゼロ になり、 ゼロエラーリレー が励磁されて、コイルカーの上昇は停止し自動調心 される。

図 2.3 は、1 組の ゲージバー と コイルカー およびこれらの動作を検出 する 2 個の PLG を用いて、ディジタル 回路によって コイル 径を計測し、 自動高さ調心側御する場合を示す。 コイル の上と下に位置する ゲージ バー が開度最大になるとき、 L_0 、 L_1 は一定値である。 ゲージバー が, 上下の両方向から コイル に接近して コイル に タッチ したときの移動量 Y および Z を用いて、演算回路で コイル 径 D を算出する。 D は式 (2.3) で与えられる。



 $X = L_1 - (D/2 + Z) \cdots (2.4)$

減算 カウンタには、ゲートG ① を瞬時開いて、式(2.4)の右辺を プリ セット しておき下のゲージバーを コイル に タッチ したままで上昇させる。 #2 PLG からの出力 パルス によって減算的に カウット し、 この カウンタ の プリセット 量が ゼロ になったときに ゼロエラーリレー が励磁されて、 コ イルカー の上昇は停止し自動調心される。

図2.4は、1組のゲージバーとコイルカーおよび、これらの動作を 検出する2個の PLG を用いて、ディジタル 回路によって自動高さ調 心制御を行なう場合を示す。ここに述べる方法は、図2.2、図2.3 に示したように、コイル 径の計測を行なうことなく自動調心が可能で ある。

ゲージバー および コイルカー が, それぞれ上限, 下限にあるとき, こ











図 2.4 自動 コイルハンドリングブロック 図 Block diagram of automatic coil handling control.

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

646

れらから等距離である L_1 の場所に マンドレル の中心があるように機 械配置を行なう。ゲージバー, コイルカー を移動させて コイル に タッチ させ, PLG によってその移動量を計測する。移動量が図示したよう に, 両方ともに X になったときに移動を停止すれば, コイル は自動調心 されている。

#1 PLG と#2 PLG との出力 パルスを可逆 カウンタ に加え、両方の カウンタの カウント量が等しくなったことを、一致検出回路によって検 出し停止信号を出す。

2.2 コイル幅自動調心制御

□イル 幅方向中心を圧延 ライン 中心と自動的に一致させる装置であ る。この制御に関しても, 運転方法, 機械構造等によって種々あり, したがって幅調心制御も最適のものを採用しなくてはならない。こ こでは2例を紹介することにする。



図 2.5 自動 コイルハンドリングブロック 図 Block diagram of automatic coil handling control.

図2.5 に光電 リレー, PLG, カウンタ 回路を使用して コイル 幅の自動調心を行なう場合を示す。コイルカー上の コイル が, カー とともに圧 延 ライン に向って移動を開始すると, 光電 リレー PH は コイル によっ てしゃ光される。 しゃ光中の コイルカー の移動量を PLG によって検出し, 出力 パルスを PH の b 接点を介して, カウンタ に滅算的に加える。コイル のしゃ光が終了したときには, カウンタに ($L_1 - W/2$) 蓄積 されているから, コイル の進行に従って, 今度は PH の a 接点を介して カウンタ に滅算的に加えられる。($L_1 - W/2$) だけ進んだときに 減算 カウンタ の内容は ゼロ になるから, ゼロエラーリレー で検出して移動を停止する。

図 2.6 は ダウっエッダ 上の コイル の幅を ゲージバー で計測し, コイル 幅の中心をまず コイルカー の中心に一致させる。

次に コイルカー 上の コイル は、コイルカー によって圧延 ライン の中心に 調心される。コイルカー と ライン 中心との一致は、 コイルカー 位置を リミ ットスイッチ で検出して行なう。

L1, L2 は, 機械構造で決まる一定値である。

ゲージバーを コイル 方向に移動させて、 タッチ を リミットスイッチ LS₁ で 検出する。この間の、ゲージバー の移動量を Yとすれば コイル の幅 Wは式 (2.5) で与えられる。

スキンパスミル 用自動化装置・斎藤・山下・林・大野



図 2.6 自動 コイルハッドリッグブロック図 Block diagram of automatic coil handling control.

可逆 カウシタには、Y/2 を加算的に加えておく。 ダウンエンダ 上の スラ イドベース に乗っているコイルを、スライドベース とともに移動させて、コイ ルカー 上に自動調心する。 スライドベース の移動量 X は、式 (2.6) で与 えられる。

> $X = L_2 - \frac{W}{2}$ = $L_2 - \frac{1}{2}L_1 + \frac{1}{2}Y$ (2.6)

可逆 カウシタ には,式 (2.6)の右辺に等しい量が蓄積されているから, この値を スライドベース の移動を検出するための #2 PLG の出力 パルスで,減算的に カウント する。可逆 カウンタ の内容が ゼロ になった ときに ゼロエラーリレー を励磁し,移動を停止する。先に述べたように, コイルカー 上に調心された コイル は,コイルカーの移動によって圧延 ライン に調心される。

3. 一定入力角度自動制御装置

コイルをペイオフリール に装着して巻きほぐしを 行なうとき, ストリップ と パスライン が常に一定角度を維持するように制御するための装置で ある。巻きほぐしを行なっているとき, ストリップ が入側 ディフレクタロー ル によって大きく曲げられると, ストリップ 表面にひびが入ったり, 耳割れが生ずる原因になる。 特に最近のように取扱う コイル の径が 大きくなると, この問題は重要になる。

したがって、 このような ストリップの損傷を防ぐために、 ストリップ とパスラインのなす角度を、常に一定値に保ちながら圧延する必要が ある。このための機械構造としては、ペイオフリール およびこれの駆動 用電動機を垂直方向に移動できる台座の上に据付け、この台座をさ らに別の電動機によって上昇駆動する(図 3.1)。 このようにして 台座の位置を制御すれば、ペイオフリール 上の コイル の頂上と、パスライン 間の距離を常に一定値に保つように制御できるから、 ストリップの一





定入力角度制御が実現できる。

高速度,広範囲の圧延速度に対して,あるいは板厚および径が種 種あるどのような コイル に対しても,台車の位置が,高精度,高速 応答を行なうことができるように,台車駆動用直流電動機をサイリス タで制御している。

一定入力角度制御装置は二つの機能を有している。

(a) ペイオフリール上のコイル 頂上と,パスライン間の距離が設定された一定値に等しくなるように,ペイオフリール およびこれの駆動用電動 機が据付けられている台車の位置を制御する。

(b) 圧延が開始されると、ペイオフリール上の コイル 径はだんだん 小さくなるが、この場合にも、コイル 頂上と パスライン 間の距離をあら かじめ設定した一定値を保つために、台車の位置を連続的に上昇す る制御を行なう。

このために コイル 径を ディジタル 的に計測し, 制御信号として使用 する。

3.1 動作原理

(a) 図 3.1 は、一定入力角度制御の概略を説明するための図 である。ペイオフリールの回転を検出するパルス発信機 #1 PLG とディ フレクタロールの回転を検出する #2 PLG の出力パルスを用いて、コイル 径演算回路により、巻きほぐし中のコイル径 D を計測する。巻きほ ぐしを開始する前のコイル径 D₀ は、別のコイル径計測装置から得る ことができる。ペイオフリール 台座上昇用 スクリュー 歯車の回転を検出す る、#3 PLG の出力パルスは、カウンタ 回路で計数される。したがっ て、カウンタ 回路の蓄積量は、ペイオフリールの基準位置からの上昇量 X に等しい値である。

上記した D₀, D, X を演算制御回路に加えて、ペイオフリール 上昇制 御信号を サイリスタ 制御回路に与える。

(b) 図 3.2 は、ペイオフリール に コイル を装着する位置 (#1 位置) から、コイルを パスライン から一定距離 L の位置 (#2 位置) まで上昇 させる制御を説明するための図である。パスライン から、#1 位置の ペ



図 3.2 アンコイラマンドレルの移動量 Movement of uncoiler mandrel.

イオフリール までの距離 H₀ は,既知の一定値である。 D₀ も既知である。

パスラインから コイル 上面までの距離 L は, コイル 位置設定器によっ て与えられるから,図3.2より ペイオフリール を #1 位置から #2 位置 まで上昇させるための距離は,次のようになる。

が成立したとぎに、 ペイオフリール の上昇を停止すれば、 コイル 頂上か ら パスライン までの距離は L に等しくなっている。

(c) $\exists 1 \wedge l \in D_0$ の $\exists 1 \wedge l \wedge j$, $f_{Z \exists 1 \vee d} \wedge j \in L$ の距離に $t_{2 \vee l} \wedge j \in L$ の距離に $t_{2 \vee l} \wedge j \in L$ れた後, 圧延が開始され $\exists 1 \wedge l \vee l \vee j \in L$ の巻きほぐしが開始される。 $\exists 1 \wedge l \vee k$ は, D_0 から連続的に減少して D になる。 このとき Lを一定値に 保つために, $\sqrt[n]{1 \wedge l \vee l} - l \vee l \vee k$ 上昇させなければならない距離は

 $(D_0 - D)/2$ (3.3)

である。

るから

したがって,式 (3.3) に比例した信号を, 演算制御回路から サイ リスタ 制御回路に与える。 これによって ペイオフリール はさらに上昇し, カウンタ 回路の計数量は, *ΔX* 増加する。すなわち

が成立するまでペイオフリールを上昇する。 コイルの巻きほぐし中は、連続的にコイル径Dは減少しているから

式 (3.4) が成立するように ペイオフリール は連続的に上昇を続け, コイ ル と パスライン 間の距離 L を常に保っている。こうして,一定入力角 度制御が実現できる。

4. 入側自動減速装置

コイル を ペイオフリール に装着して巻きほぐす場合, コイル 径が減少し, ペイオフリール の直径に近付いたとき, ラインの運転速度を緩速度まで減 速する。従来, この巻きほぐしを行なうときは, 運転員が絶えず コ イル の減り方を監視し, 運転速度, 板厚等を加味して, 減速開始信 号を与える方法であった。この装置は, 上記の運転を自動的に行な うためのもので, コイル 径が ペイオフリール の直径に近付いたとき自動 的に減速開始信号を与え, 運転速度から緩速度に達したときには, ペイオフリール 上の コイル の残り量が数巻程度であるような制御を 行な うものである。

作業能率を高めるためには, 緩速度に達したときに ペイオフリール上

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970



and the second

Ş



図 4.1 入側自動滅速制御盤 Automatic entry coil tail end control panel.

に残された コイル の量は、きわめて少ないことが望ましい。 また緩 速度に達しないまま、高速で ストリップ 尾端が ペイオフリール を離れ、圧 延機や各種 ロール を通過するようなことがあると、 ロール に損傷を与 える等の不利益が生ずる。

この装置の特長は、ストリップの板厚を設定するだけで、コイル 径, ストリップ幅、コイル 重量等には無関係に、任意の運転速度から緩速度 まで自動的に減速することができ、その精度はきわめてよいことで ある。

4.1 動作原理

図 4.2 は、この装置の制御 ブロック 図である。 図 4.3 は、 ライン 運転速度 (V) から減速開始信号によって時刻 T_1 に減速を開始し、 時刻 T_2 には緩速度 (V_T) に到達することを示している。したがっ て、能率よく ラインを運転するためには、時刻 T_2 には ペイオフリールマ ンドレル 上の コイル は、その尾端が ペイオフリール をまさに離れる状態で あることが望ましい。

図 4.2 において,時刻 T_1 の $\exists f_{ll}$ 径を D, $\neg f_{ll}$ 径を D_P と すれば,時刻 T_1 から T_2 までに変化する。 $\exists f_{ll}$ 径の断面積は,

 $(\pi/4) (D^2 - D_P^2) \cdots (4.1)$

である。この間に コイル は巻きほぐされ、 ピッチロール を通過して送り 出され、一方速度は V から V_T に減速される。

したがって、 減速中に ピッチロール を通過する ストリップ の長さは $(1/2\alpha)(V^2 - V_T^2)$ …………………………………………(4.2)

である。αは滅速率を表わす。

時刻 T_1 では、次の式が成立する。

h は ストリップ 厚さを表わす。

式 (4.3) を変形して,

$$D^2 - D_P^2 = \frac{2h}{\pi \alpha} (V^2 - V_T^2)$$
(4.4)

となる。

100

式 (4.4) は,この装置の基礎になる式である。

左辺の $(D^2 - D_P^2)$ および右辺の $(V^2 - V_T^2)$ をそれぞれ f_{τ} ij_{SU} 的に演算し, $(V^2 - V_T^2)$ にはさらに, $(2h)/(\pi \alpha)$ を r τ_{D} のに掛

図 4.2 入側自動減速制御 ブロック 図 Block diagram of entry coil tail end control.



けて, 式 (4.4)の右辺と左辺を 比較 する。 一致したときに リレー ASD が動作し, MRH 駆動モータが MRH を動作し, マンドレルモータの 回転を減速する。

ペイオフリール および ピッチロールの回転を検出する,回転 パルス 発信機, #1 PLG, #2 PLG の出力 パルス と,カウッタ C1, コイル 径 カウッタ によって,コイル 径を計測する。

サンプリングによって、 計測された コイル 径 $D \ge q_{v}$ ドレル 径 D_P を 用いて、 $(D^2 - D_P^2)$ の ディジタル 演算を行なう。その結果を DAC 回 路に加えて アナログ値に変換し、比較回路に加える。

ピッチロールの回転を検出する $\sharp 2 PLG$ の出力 $\Lambda_{\nu,\lambda}$ を,水晶発振器 からの時間設定用 $\Lambda_{\nu,\lambda}$ の f_{-} トG③の開閉によって速度 $h_{0,\nu,\lambda}$ に加 え,運転速度を計測する。 このように $\vartheta_{\nu,0}$ リッグ によって計測され た速度 V と,あらかじめ与えられている緩速度設定値 V_{T} を用い て, $V^{2}-V_{T}^{2}$ を演算する。この結果を DAC 回路に加えて r+ログ 値 に変換し、さらに掛算回路によって r+ログ 的に $(2h/\pi\alpha)$ をかけ、 この結果を比較回路に加える。

したがって,比較回路では $(D^2 - D_P^2)$ と $(V^2 - V_T^2) \times (2h/\pi\alpha)$ を r 5 r 5 n 5

5. ストリップ先端尾端自動切断装置

ペイオフリールからコイルの先端つまりストリップの先端を引出し、ロールにて圧延するとき、ストリップの先端は鼻曲り、耳の波打ち、先端 形状不良などがあって、通板上、テンションリールへの巻取り上または 板の品質上好ましくないので先端を切断する。先端切断は、カット 長さと枚数をあらかじめセットして自動通板を行なわせれば自動的 に切断し、カット完了信号を出し通板を続ける。尾端の自動切断は、 他の自動減速装置と相まって、ペイオフリールを低速で離れてきたスト リップの尾部を尾端から一定長さの板を自動切断する制御である。

5.1 先端カット制御装置

図 5.1 は先端および尾端 $h_{"}h$ 制御回路図である。 $\lambda h_{"}d$ が光電 J_{U-} の光をさえぎると、入側 $d_{-\mu}$ の $J_{\mu\lambda}$ 発信機 PLG 1 の $J_{\mu\lambda}$ は $f_{-h}G_1$ を経て、 $p_{"}d_{hdy} 1$ で $\lambda h_{J}d$ の $f_{\mu\lambda}$ 能の送りを計 測し、予定量だけ計測すると、 $f_{-h}G_2$ を開く、 $g_{d}d_{hdy} 0$ 内容 が ゼロ になったとき、 先端 $h_{"}h$ の指令を出す。

シヤーの動作を パルス 信号で受取り ダウンカウンタを リセット し, つい で予定長さを カウンタ に メモ させる。 一方 アップカウンタ2 では, カット 数が予定に達すれば切断終了を指令する。

5.2 尾端カット制御装置

図 5.1 により説明すると、パルス 信号の切換 スイッチ により PLG 2 のパルス を用いる。また ゲート G₂ 以降の回路は用いない。この図で は尾端部をただ1 枚切断する場合の例である。ストリップの尾端が ホ トリレーを抜けると、ゲート G₁ を開き(先端 カットの場合と反対動作) PLG 2 のパルス をアップカウンタ1 に入れ、切断長さ設定器の設定した 長さだけ パルスを計測すると、尾端 カット 指令が出て シャーを動作さ せる。



図 5.1 ストリップ 先端尾端自動切断制御回路 Block diagram of automatic shearing control.

6. 伸び率計・伸び率制御装置

主として スキンパスミル で用い, 圧延によって ストリップの伸びの割合いを表示し, また伸び率を制御することができる。本装置の仕様ならびに特長は次のとおりである。図6.1 は伸び率計の外観である。

(a) ディジタル 演算であるから計測精度がよく, 分解能は 0.01~ 0.1%, 伸び率は 0.0~9.9% の範囲を計測し,長さ計測 ロール 径補正 用設定器により, 109.9% から 90.9% (100% 基準)の範囲で補正可 能である。

(b) 制御回路は シリコントランジスタ を用い, プリントカード 化した プラ グイン 式を採用しているので, 信頼度が高く保守が容易である。 周 囲温度 50℃ でも連続使用可能である。

(c) 伸び率は十進数字表示を標準とするが, 指示計による rt ログ表示も可能である。

6.1 動作原理

図 6.2 は圧延機との関係図で、図 6.3 は伸び率および制御装置 の ブロック 図で、入側と出側の ブライドルロール のそれぞれに パルス 発信 機を取付け、この パルス を伸び率計に供給する。 いま入側の ブライド ルロール の径が同じ場合、入側出側の パルス 数は板の長さに比例する ので、伸び率計内の入側と出側 カウンタの ゲートを同時に開いて パル スを導入し、入側 カウンタが、たとえば 1,000 パルスを計測したときに 両ゲートを閉じれば、出側の カウンタの内容は 1,000 以上となり、下 二けたを伸び率として表示する。ただし伸び率は 10.0% 以内と仮定 している。

入側と出側の ブライドロール の外径が異なる場合には,大まかには パ



図 6.1 伸び率計 Elongation meter.



図 6.2 圧延機と伸び率計との関係 Relation between mill and elongation meter.



図 6.3 伸び率計 ブロック図 Block diagram of elongation meter.

ルス 発信機の パルスを ロール の外径 (円周長) に比例して出すように するか, ロール 外径に比例した パルスが出るよう, ロール と パルス発信 機間に ギヤ 装置をそう入すればよい。 わずかな違いは 0.1% 単位で, 109.9% から 90.0% まで ロール 径補正の設定器で補正するこ と が で きる。

 D_1 を入側 ブライドルロール 径, D_2 を出側 ブライドルロール 径, Kを出入 側 ロール 径比 ($K = D_2/D_1$), P_1 を入側 カウンタ への入力 パルス 数, P_2 を出側 カウンタ への入力 パルス 数とすれば,伸び率は次式で示される。

伸び率=
$$\frac{P_2 D_2 \pi - K P_1 D_1 \pi}{K P_1 D_1 \pi} \times 100(\%)$$

= $\frac{P_2 - K \left(\frac{D_1}{D_2}\right) P_1}{K \left(\frac{D_1}{D_2}\right) P_1} \times 100(\%)$ (6.1)

ここで $K \ge D_2/D_1$ に等しくすれば,入出側 bb = 0の f = bは, 入側 bb = 0 から 1,099 までのいずれかの点 ($D_2/D_1 \times 100.0\%$ に相当)まで計数したときに閉じ,正しい伸び率が得られる。伸び 率制御装置は伸び率計の出力と伸び率目標値とを比較し,差が一定 値以上のときは圧延機の圧下を行ない,それ以下では圧延機の速度 制御を行なって伸び率を削御する。

7. コイル長(コイル重量)自動減速装置

最終 コイル の品質に対する顧客の最近の要求はきわめてきび しい ものがあり,その板厚・重量等を顧客の要求どおりに制御する必要 がある。したがって最近建設される ミル には,必らず品質管理のた めの制御装置が付属されている。たとえば上に述べた項目について は,板厚の制御が計算機による スケジュール 計算ならびに自動板厚制 御 "AGC"であり,コイル とりの重量の制御がここで述べる "コイル 長自動減速装置"である。この重量の制御は単に鉄鋼会社の顧客に 対する サービスばかりでなく,鉄綱会社自身にとって歩どまりを向上 させ,しかも圧延時間のむだを防ぐことを目的としているので,最 近の ラインでは欠かせないものとなっている。

7.1 装置の概要

ペイオフリールより一つのコイルを巻きほぐし出側 テンションリール にて巻 取る際に, 顧客の要求に応じ一つのコイルを分割して巻き取る必要



図 7.1 コイル 重量自動減速制御盤 Automatic coil weight control panel.



図 7.2 JTN 長自動滅速制御盤 Automatic coil length control panel.

がある。 このため, 重量に比例した コイル 長を知り, その長さを出 側にて巻取ったときに ライン を停止し切断する制御を行なう。 この 場合,希望する巻取り コイル 長を プリセット しておくことにより, 巻 取り コイル が プリセット 値に等しくなったときに自動的に減速し 終え ていることが, 歩どまりを良くするためにも省力化のためにも望ま しいことである。しかし圧延時間のむだをなくするためには, いた ずらに早く減速することは望ましいことではなく, 巻取り コイル 長 がまさしく プリセット 値に達したときに ラインが減速し終わるこ と が 必要である。

以上の目的を達成するため, 減速開始点の制御に ライン 速度を考 慮したものが, ここに述べる "コイル 長自動減速装置"である。制御 は コイル 長の制御が ティジタル 量にて行なわれ, 自動減速の制御が ァ ナログ量にて行なわれている。

7.2 動作原理

一般に本装置の取り付く機械配置は図7.3である。

パルス 発信機を取り付ける ピッチロール は, ストリップ との スリップ の少 ない ロール を選ぶ。 ライン が最高速度 vo にて運転されているとき, 減速率 α (一定) にて減速すると, 減速開始より停止までに巻き取



られる ストリップ の長さは

 $v_0^2/2\alpha$ (7.1)

である。したがって残り長さが式 (7.1) に等しくなったときに, 減 速開始を行なえば最も有効に自動減速を行なうことができる。 図 7.4 において残り長さが式 (7.1) に等しくなる時点が時刻 toのと きである。

次に速度 v にて ライン が運転されている場合,残り長さが式(7.1) に等しくなったとき、すなわち時刻なになったときに減速を開始す ろと、停止したとき、

 $(v_0^2 - v^2)/2\alpha$ (7.2)

が巻取られずに残る。したがって、図7.4におけるちの時点より さらに

 $(v_0^2 - v^2)/2\alpha = v \times (t - t_0) \cdots (7.3)$

を巻取った後に滅速開始を行なえば,最も有効に自動滅速を行なう ことができる。 この制御を回路では図 7.5 のように ディジタル 回路 とアナログ回路を用いて減速点の制御を行なっている。この原理によ る減速点の制御では、 ライン 速度の関数が考慮されているので、 ライ ン 速度 υ がどのように変動しても減速率 α が一定であれば完 全 な 自動減速を行なうことができる。

7.3 回路説明

全回路の制御系統図は図7.6 に示すとおりであり、 全回路の動 作を制御系統図に対応させて説明する。

(a) シーケンス 制御回路

巻取り開始の信号により全回路を リセットし、リセット 信号の後で プ リセットの信号が出て巻取り長さが ダウンカウンタ に プリセット される。プ リセット 完了後に パルス 発信機か ら の計測 パルス を ダウンカウンタ に加え る。

(b) u-ル径補正回路

パルス発信機取付の ロール は使用につれてその径が減少し、初期の ストリップ走行距離と出力 パルス 数の関係に狂いを生ぜしめ, 必要以上 にパルスが発生することとなる。したがって、この回路では ロール径

Block diagram of coil length control.

の減少の割合に応じて、 カウンタ への入力 パルス を間引く制御により ロール径の補正を行なっている。

実際の方法は、パルス 発信機からの パルス をまず純二進 カウンタ に蓄 え, ほぼ 1,000 パルスを計測したときに 1 パルスを消去すれば, 0.1% の補正とする方法を採っている。

(c) カウンタ 回路ならびに残り長さ設定回路

巻取り コイル 長を プリセット された ダウシカウンタ に ロール 径補正された パルスを加え,残り コイル 長を計測する。残り長さ設定器にて υ₀²/2α を設定しておき,ダウンカウンタの内容が残り長さ設定器の設定値に等 しくなったときより,長さ計測用 カウーンタパルスを加える。この制御は とりも直さず時刻 ちを検出するものである。

(d) 减速開始点演算回路

時刻 to より長さ計測用 カウンタ が パルス 数を計測し, その ディジタル 量を DA 変換して v×(t-to) の アナロク 値とする。この アナロク 値と, 二乗演算器を出た v²/2α と,一定値 v₀²/2α とを比較器に加え て 滅 速点を見出している。

8. コイル尾端定位置停止装置

ストリップを コイル 状に巻きとる際,その尾端を所望の角度位置に精 度よく停止させる自動制御装置で,一定位置での尾端の停止は,そ の後の コイルハンドリング,コイル を縛る バンド 掛けに好都合で,以後の取 扱いの自動化にも役立つものである。

コイル 尾端定位置停止装置の制御方式には各種各様のもの が あ る が,ここに紹介する方式は,これまでの方式に比べ格段の停止精度 をほこるものである。 これまでに製作納入した ライン には次のもの があり,ホットストリッフํミル の タウンコイラ,連続酸洗 ライン 巻取機,リコイ リングライン, ホット および コールドスキンパスミル の テンションリール 等十数台の 製作実績をもち、 コイル 径の大小, 板厚の厚薄にかかわらず良好な 停止精度を有している。

図8.1は、 スキンパスミルテンションリール 周りの各種機械配置図で、図 8.2は最も一般的な配置,図8.3は制御装置の外観である。







8.1 動作原理

and a second

図8.3は最も簡単な機械配置で最も一般的であり、 制御精度は 最もよい。テンションリール 軸に パルス 発信機を取付け、テンションリールの 回転量をパルスで検出する。 ディフレクタロール 前方に No.1光電 リレー と No.2光電 リレーを設置し、ストリップの尾端通過を検出する。ストリ ップが No.2光電 リレーを通過したときから、 所定の角度位置に尾 端が停止するまでのマンドレルの回転量に相当する 基準値を ストリップ 尾端が No.1と No.2光電 リレー 間を通過する間に作り基準値とす る。ストリップ尾端が No.2光電 リレーを通過したときからのマンドレル の回転量を計数し、 前記基準値と比較して一致したとき、マンドレル が停止するよう停止指令を出すようにしたものである。

基準値は マンドレル の回転角度に比例した電圧で作られるが,その 基本となるものは No. 1 と No. 2 の光電 Jレー 間の距離 L_1 を尾端 が走行する間に測定した $\neg 1_{\mu}$ の外径寸法およびその逆数 (マンドレル 回転角度) である。No. 2 光電 Jレー の位置から, 尾端の停止位置 までの ストリップ 巻取角度基準値を θ_R とし, No. 2 光電 Jレー からの マンドレル の回転量を Θ とすれば, 0 から出発した Θ が

 $\Theta = \theta_R \quad \cdots \quad (8.1)$

になったときマンドレルが停止するようにする。

θ κ は次の各要素から構成される。

 $\theta_{R} = \theta_{2} + \alpha - \phi - \varDelta \theta_{h} \mp \varDelta \theta_{d} \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad (8.2)$

- ここで、+62:尾端が No.2光電 Jレーを通過したときから、 コイル 頂点に達するまでの マンドレル の回転量で、この逆数 は コイル 径を表わす。
 - +α: コイル 頂点からの尾端の停止角度
 - ーク: 駆動電動機を含む テンションリール, コイル の慣性能率, 機械摩擦抵抗, 制御装置の停止指令後の リレー, コン 909 等の時間おくれ等を含めた停止指令時から, マ ンドレル 停止までのすべり角度
 - Δθh: 板厚による コイル 巻太りによる, マンドレル 回転修正量

スキンパスミル 用自動化装置・斎藤・山下・林・大野

図 8.2 コイル 尾端定位置停止制御 ブロック 図 Block diagram of wound coil end position control.



図 8.3 コイル 尾端定位置停止装置 Coil end position control panel.

∓ 4θ_d: 基準 コイル 径 (通常 マンドレル 径) に対する巻取り コ イル 径の ストリップ パスライン の短縮分に相当する マンドレ ル 回転量修正分で,上まきでは負,下まきでは正の 符号となる

8.2 回路説明

図 8.2 は制御回路の $j_{0 = 0}$ 図である。はじめ $hj_{0 > 0}$ $1, hj_{0 > 0}$ 2 とも t_0 に $u_{t = v}$ ト されている。巻き終わりに近づいて u_{l} は滅速し, ストリープの尾端が、No. 1 光電 u_{l-1} を通過すると f_{-1} ト G_1 を開き, パルス発信機 PLG の パルス を計測し、No. 2 光電 u_{l-1} を通ったとき に G_1 を閉じる。 $hj_{0 > 0}$ の内容 θ_1 は次式で表わされる。

$$\theta_1 = K_1 \frac{1}{D} \quad \dots \qquad (8.3)$$

$$\theta_2 = K_2 \theta_1 \quad \dots \qquad (8.4)$$

納入先	ライン名称	入 側 コ イ ル ハンドリング	入侧自動波速	先端尾端切断	伸び率計	コイル(重量) 長さ自動滅速	尾端定位置 停 止	出 側 コ イ ル ハンドリング	一定入力角 制 御
C 社	ピックリング	0	0						
C 社	タンデムコールド	0					0		
A 社	ピックリング	0	0			〇(重量)	0	0	
B 社	ピックリング		0				0		
F 社	ビックリング		0			〇(重量)	0	0	
A 社	アニリング		0						
C 社	クリーニング		0						
A 社	ガルバ	0	0				0		
A 社:	リコイリング	0	0			○長(さ)			
B 社	メッキ		0						
D 社	スキンパス		0	0	0	○(長さ)	0		
D 社	スキンパス	0	0	0	<u> </u>	○(長さ)	0		
E 社	スキンパス	0.							0
A 社	スキンバス	0	0	0		○(長さ)	0		
A 社	リコイリング	0	0	0		○(長さ)	0	0	
A 社	ピックリング	0	0	0		〇(重量)	0	0	
C 社	ビックリング	0	0	0		○(長さ)	0]	
F 社	ビックリング		0						1

図 9.1 自動化装置製作経歴 Manufacturing record of automatic control device.

〇印は製作を示す。

⊿θ₁は近似的に

$$\varDelta \theta_h = K_3 \frac{1}{D_3} \quad \dots \quad (8.5)$$

で得られる。

 $\Delta \theta_a$ は $\Lambda_{Z \neg 1 \neg}$ の長さの差 ΔL_2 に対する マンドレル 回転量として求められ,近似的に次式で得られる。

αは コイルリフトの サドル や, クレードルロール の当る位置によって決め られるのが普通で、板厚によって αを切換えることもある。 ϕ は計 算のほかに、実際に計測して決めなければならない要素が多く、機 械のなじみ、油の粘度、リレーの動作時間などを考慮する必要があ る。また慣性能率では、 $\Delta \theta_a$ の π - Λ - あるいは τ - σ - 補正により ある程度補償することができる。以上の諸要素を加え合わせ、合計 が ゼロ になったことを検出して停止指令を出せばよい。

 $\Theta - \theta_R = \Theta - (\theta_2 + \alpha - \phi - \varDelta \theta_h \mp \varDelta \theta_d) = 0 \cdots (8.7)$

8.3 他の機械配置の場合

図 8.1の(b)では、光電 y_{L-} が1個しか設置できない場合である。このときは f_{77L}/g_{D-L} にも J_{L2} 発信機を取付け、 L_1 に相当する長さを PLG1 専用の h_{702} で計測し、その値を x_{E1} し、ク y_{P-} しながら光電 y_{L-} の信号がはいるまで繰返す。 光電 y_{L-} 信 号により、前回の計測値を L_1 計測に相当する θ_1 として用いれば、図 8.2 の場合と同じになる。

図8.1の(c)は図8.2の No.1 ホトリレー に相当する1個しか設

置できないか、または $\frac{1}{2}$ 中- 信号、 $\frac{1}{2}$ ードセル 等の信号を利用する場合 である。 これも $\frac{1}{2}$ ィフレクタロール に PLG1 をつけ、 尾端が光電 $\frac{1}{2}$ レー または等価信号が出たときからの PLG1の $\int_{U/2}$ を専用 $\frac{1}{2}$ つシタで計 測し、尾端が $\frac{1}{2}$ ィフレクタロール 付近に達したものとして、 図 8.2 の $\frac{1}{2}$ ート G₂ を開き、 同様の制御を行なえばよい。すなわち PLG1の計 数値はいずれも図 8.2 における $\frac{1}{2}$ ート G₁, G₂ の開閉の制御をつか さどるものである。

9. む す び

スキンパスミルを例にとって、 冷間圧延 ライン、および各種 プロセスライ ン 等の、いわゆる コイルを扱う ラインの自動化装置について記した。 最近は ラインが大形になり、 高速化されているが、とれによって高 品質の製品が高い生産性で製造されている。

これに加えて、最近の労働市場の情勢から省力化が強く叫ばれて いる。このような現状から見て、上に記した自動化装置は、今後、 その ハードウェア 的には、半導体集積回路(IC)を使用した回路等へ 変化することは必至であり、また システム 的にも上記した各装置がま とめられた形、すなわち電子計算機を中心にして行なう方式に移行 する傾向にあるとはいえ、 今後この種自動化装置は多くの ライン に 適用されるものと思われる。

図 9.1 に, 過去数年間に当社が各製鉄会社に納入し, 現在好調 に運転中の自動化装置の一覧表を示しておく。

(昭和44-12-26受付)

654

UDC 669. 16/. 18 : 621. 313. 2. 077. 3 : 621. 77

鉄鋼プロセスラインのサイリスタレオナード

兵頭太郎*·大道 隆**·竹内三郎**·銭 場 敬***

Thyristor Leonard Systems for Strip Processing Line

Head Office Taro HYODO Itami Works Takashi ÔMICHI • Saburo TAKEUCHI Kobe Works Takashi SENBA

There has been relatively backward trend in applying the thyristor Leonard system in the strip processing line. The main reason is that the controllability of high grade has not been called for with the processing. The latest marvellous progress in the iron and steel manufacturing industry has changed the situation. The processing line has turned to be of a large capacity and this in turn has come to ask for high speed operation. To cope with the situation the use of the thyristor Leonard has come to the front to satisfy the intensive controllability. This article introduces the theory of this system and describes problems encountering the operation of the device.

1. まえがき

最近の製鉄 プラントは, 直流駆動用電源設備として サイリスタレオナー ドが著しく採用されて,大は分塊圧延機・厚板圧延機・熱間帯鋼圧 延機・冷間帯鋼圧延機・線材圧延機から,小は中小容量の直流電動 機によって駆動される プロセスライン にまで及んでいる。

圧延機用電機品の場合は、ほぼ完全に回転発電機からサイリスタレオ ナード化されたが、 プロセスライン 用電機品では種々の理由でサイリスタレ オナード化が遅れている。 しかし連続酸洗 ライン をはじめ電解清浄 ラ イン, めっきライン、シヤーライン等にサイリスタレオナードを用いた電機品を 納入し、順調に運転中であり関係先より好評を得ていることは、今 後 プロセスラインの分野においても、 圧延機の分野と同様にサイリスタレ オナード化されることを明白にしている。以下その特長および応用例 について述べる。

2. プロセスラインに適用上の問題点

プロセスラインは連続的に帯鋼の処理を行ならために, セクション内の おのおのの直流電動機の負荷は帯鋼によって連結されているので, 共通母線方式に適する機械配置になっており,かつそれらの電動機 は主として張力のやりとりのために使用されることが多い。

おのおのの直流電動機の容量は、圧延馬力のように帯鋼に対して 大きな仕事量として消費されるものがなく、仕事量として動作して も、レベラ、サイドトリマ、スリッタ等のように比較的小容量で、主として 帯鋼に対して張力を与える動作のものであるから、中小容量のもの が多い。

この プロセスライン の本質的 な 問題点が, いままで サイリスタレオナード 化を阻害してきた。すなわち前者の問題点については,サイリスタ 装 置として,低圧大電流式の回転式制御用昇圧機に代わるものが,経 済的に成立しないために制御方式の相違によって個別駆動方式を採 用しなければならなくなり,必然的に M-G 方式に比較して電源設 備数が多くなり,設備容量が大となる。特に張力のやりとりの多い ラインでは,ドラッグ として作動しているものがあるために,共通母 線方式では電源設備容量が小さくなる。

Ì

中小容量の問題点としては, サイリスタ 素子に対する点弧回路を含む制御系との経済的比率において,大容量のサイリスタ 装置に比べて

不利となる。

しかし, 速応性・制御性に関しては M-G 方式に比べ格段に良好 であり, サイリスタレオナード 化によって ライン の機械配置を簡略化でき る場合もあり, さらに サイリスタレオナード でなければ運転できない場合 もある。これらは プロセスラインが高速化・大容量化に変遷している最 近の傾向に合致するものであり, また今後の プロセスライン として, 制 御性・速応性を考慮した ラインの レイアウト が確立される時期にきて いる。

3. 電源および可逆切換方式

サイリスタ 装置の整流回路は各種考えられるが、広く一般に用いられているのは三相全波整流回路である。

三相全波整流回路には,整流回路の片側の3ァ-ムにサイリスタを, 他の側の3ァ-ムにはシリコンダイオードを使用し,直流出力間にパイパス ダイオードを有する三相全波混合ブリッジ回路と,整流回路の6ァ-ムす べてにサイリスタを使用した三相全波均一ブリッジ回路がある。直流電 動機を主として一方向駆動で用いる場合には両者のうちのいずれか が用いられる。

前者の三相全波混合 ブリッジ 回路は、サイリスタ の使用個数は少ない が直流出力は三相波形であるために、後者と比較して、電流脈動率 を同一にするに要する平滑 リアクトルの インダクタンスが大きくなるので、 大容量 サイリスタ 装置にはあまり用いられない。

後者の三相全波均一 ブリッジ 回路は直流出力は六相波形となり,電流脈動率をある一定値に押えるに要する平滑 リアクトルの インダクタンス が少なくてすむので一般に用いられている。

三相全波均一 ブリッジ 回路は、 6ァーム すべてに サイリスタ が用いら れているので組み合わせ順次点弧方式となり、 サイリスタ に与えられ る ゲート 信号としては、 電気的に 60° ずつ位相のずれた二つの パルス か、または 60° 以上の幅を有し若干の ラップ 期間のある長方形 波 が 必要となってくる。以下、60° ずつ位相のずれた ダブルパルス 点弧方式 による サイリスタ 装置について述べる。

図 3.1 の三相全波均一 ブリッジ 整流回路において,負荷電流が連続のときに,交流入力電圧の相電圧波形を図 3.2(a),その場合, 各時刻に サイリスタ に与える ゲート 信号を図 3.2(c)とすれば,各時 刻 *t*₁, *t*₂, ……において次のそれぞれの サイリスタ が導通状態にある。



図 3.1 三相全波均一 ブリッジ 整流回路 Three phase full wave uniform bridge converter.

期	間	$t_1 \sim t_2$	サイリスタ	U, Υ
		$t_2 \sim t_3$		U, Z
		$t_3 \sim t_4$		V, Z
		$t_4 \sim t_5$		V, Χ
		$t_5 \sim t_6$		W, X
		$t_6 \sim t_1'$		W, Y
		$t_1' \sim t_2'$		U, Υ

したがって直流出力側には 図 3.2(b)のような出力電圧波形が 得られる。 さらに、サイリスタゲート 信号の位相制御を行なうことによ り、正より負にわたり直流出力電圧波形が ステップレス に得られる。

前述の三相全波均一ブリッジ整流回路で1組のコンパータを形成して おり,そのコンパータはサイリスタの順方向で決まる方向にしか電流を 流し得ないので,電動機負荷の場合回生制動をかけたり逆転駆動を 行なうことができない。もしも直流電動機の回生制動あるいは逆転 駆動が必要とされる場合には,次のいずれかの方式により,直流電 動機の電機子電圧の極性を反転させるか,界磁電圧の極性を反転さ せる必要がある。その場合には,電源側より負荷電動機側に電力が 供給されたり,あるいはその逆に,負荷電動機側より電源側に電力 が道送されたりすることになる。

電動機の可逆駆動方式としては,

- (1) 逆並列結線方式
- (2) 十字結線方式
- (3) 極性切換方式
- (4) 界磁切換方式

等がある。このうち,(1),(2),(3)の方式は電動機の電機子電 圧の極性を反転させる方式であり,(4)の界磁切換方式は,界磁電 圧の極性を反転させる方式である。

(1)の逆並列結線方式は,(2)の十字結線方式とともにサイリスタ 主回路に極性切換開閉器を有していないので,電流反転に要する時 間がいちばん短かく,約10 ms 程度と速応性は非常に良い。この逆 並列結線方式は2組のコンバータが順方向,逆方向の負荷電流を供給 しうるよう逆並列結線されている。直流電動機が順逆ともに同様の 制御が行なわれる場合には,2組のコンバータは,それぞれまったく 同一の容量を有する対称逆並列結線が用いられる。常時は順方向だ けで,制動時だけ,あるいは逆転微動時だけ他の1組のコンパータが 必要とされる場合は,2組のコンバータは同一容量でなくてもよく非 対称逆並列結線が用いられる。逆並列結線方式には,2組のコンバー タ間に循環電流を流す方式と循環電流を流さない循環電流阻止方式 とがある。

前者の循環電流を流す方式は, 道並列結線されたおのおのの コン バータ に常時 ゲート 信号が与えられているので,各 コンバータ の直流出







Various reversible drive systems.

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

カ側の瞬時電圧の差によって、二つの コンバータ 間に循環して電流が 流れるものである。二つの コンバータ に与えられる ゲート 信号の位相 関係を適当に調整すれば、この瞬時電圧の差は交流成分だけとなり、 直流 リアクトル によって循環電流を制限させることができる。

通常, この循環電流は定格電流の10%程度となるように循環電 流制限 Jァクトルのインダクタンスが選定される。また,主として負荷電 流を供給しているコンバータ側の循環電流制限 Jァクトルには,負荷電 流と循環電流が重畳して流れ,他のコンバータ側の Jァクトルには循環 電流のみが流れる。この循環電流は負荷側には流れないが,整流回 路のサイリスタ素子に流れるため,主として,サイリスタ素子の所要数 の増加をきたすとともに,サイリスタ用変圧器の容量を増加させる等 の理由から,次の循環電流阻止方式が一般に用いられている。

循環電流阻止方式は、逆並列結線された2組のコンバータ間に循環 電流を流さない方式で、2組のコンバータのうちいずれか1組のコン パータにだけゲート信号を与えて動作させ、他の1組のコンパータには ゲート信号を与えず動作を休止しているものである。それぞれのコン パータは、いずれも整流器領域からインバータ領域にわたって動作を 行なう。また、サイリスタのゲート回路は180°の位相制御を行なうこ とのできる移相器が必要である。2組のコンバータ間の切換は、速度 基準信号とフイードバック信号との差信号の極性によって、ゲート信号 切換用論理回路を動作させたり、ゲート回路で切換を行なったりする。 この場合2組のコンバータのゲート回路が、同時にゲート信号を出さな いようインターロックをとることが必要である。またコンバータの切換時 においては、今まで動作していたコンバータのゲート信号を停止して、 サイリスタ 主回路電流が0になって後に、他のコンバータにゲート信号を 与えることが肝要である。

(2)の十字結線方式は、2組の コンバータを図3.3(2)のように 2組の変圧器二次巻線に接続し、それぞれのコンバータを順および逆 変換器として動作させるものである。この十字結線方式にも2組の コンバータ間に循環電流を流す方式と、循環電流を流さない循環電流 阻止方式とがあり、いずれもその動作は逆並列結線方式と同様であ る。

(3)の極性切換方式は,図3.3(3)のように直流電動機の電機 子主回路に1組のコンバータを有し,極性切換開閉器により主回路を 切換えるものである。この方式は,主回路の切換に複雑な手順をふ まなければならないので,主回路切換に要する時間が 300 ms 程度 と前述の逆並列結線方式や十字結線方式と比べて長くなる。

電機子主回路切換には、次のような手順をふまなければならない。

- (a) サイリスタの位相制御により電機子電流を0まで減少させる。
- (b) 電機子電流が0になったことを確認する。
- (c) 電機子主回路の極性切換開閉器の切換を行なら。
- (d) 極性切換開閉器の切換が完了したことを確認する。

(e) サイリスタの位相制御により逆方向電流を増大させ、インバータ 領域より整流器領域にわたって減速ならびに逆方向加速を行なら。

(4)の界磁切換方式は,図3.3(4)のように直流電動機の電機 子主回路に1組のコンバータを有し、さらに、電動機の界磁側に設け られた2組のコンバータによって、界磁巻線に順方向および逆方向の 電流を供給して、電動機の可逆駆動を行なうものである。界磁側の 2組のコンバータの結線方式としては、前述の逆並列結線方式や十字 結線方式が考えられる。この方式は、電機子電流が0になったこと を確認して界磁側コンバータの切換を行なう必要があるので、(3)の 極性切換方式と同様複雑な手順をふまなければならず、加えうる界



図 3.4 サイリスタレオナード装置 Exterior view of thyristor Leonard cubicle.



図 3.5 サイリスタレオナード 装置内部 Interior view of thyristor Leonard cubicle.

磁電流の フォーシングの程度, あるいは界磁側の時定数によっても異なるが, 電機子電流反転に要する時間は 0.6~1 秒程度と4 方式のうちでいちばん長い。

当社においては、以上の各種可逆駆動方式のうち、(1)の逆並列 結線の循環電流阻止方式が一般に採用され、早い応答特性が得られ ている。図3.4 および図3.5 は、サイリスタレオナード 装置の外観およ び内部を示す。

4.制御系

4.1 制御系の構成

鉄鋼 プロセスライン は、一般に入口部 (エントリセクション)、処理を行な う中心部 (センタセクション) および、出口部 (デリベリセクション) より成 立しており、中心部は連続運転が行なわれるが、入口・出口部では 急速な加減速、停止、逆転が行なわれるのが常である。入口、処理, 出口部の各部において、速度制御、定電流制御による張力制御、あ るいは電圧制御が互いに密接に関連して行なわれ、さらに、加減速 時の慣性補償、運転時の機械損補償、あるいは、微動可逆運転など が付加される。

プロセスラインにおいては、駆動設備の性質上10セット以上の多くの

電源となり、かつ大容量電源になる場合は少なく 100 kW 前後のも のが一般的に多いので、制御系の構成は統一を行ない、保守のうえ からも便利なようになっている。

以上のことより, プロセス ラインの サイリスタレオナードの制御系は次のように構成している。

(a) 制御系の中心となる増幅器には、トランジスタ式演算増幅器を 使用している。 この トランジスタ 式演算増幅器についてはすでに数多 くの実績を有し、当社の得意とするところであり、各入出力が理論 どおりに合成でき複雑な制御系も簡単な構成で行なえ、制御系の調 整も容易にできる。

(b) 演算制御 ユニットの定数設定は,直流電動機の定数により決 定されるものが大部分で、 プロセスライン に一般的 に 使用される 100 kW 以下の各種直流電動機に適合できるように,各種系列の定数を 付加しておき, スイッチ による切換あるいは接続変更するのみで各種 制御系に適合できる。このような標準制御 ユニットを要求される制御 系に合わせて,構成すればよいわけである。

(c) ゲート回路は、トランジスタ式電圧比較形 ゲート回路を使用して おり、電流検出回路、電圧検出回路も速応性のものを使用している ので、非常に速い制御が可能である。

 (d) サイリスタの di/dt 責務を軽減して信頼性を増すため、急し ゅん(峻)な立上りと、十分な大きさを持つ ゲートパルス による High Gate Drive 方式を採用しているが、ゲートパルス 増幅器も交流方式の 安定性・信頼性ともすぐれたものを採用している。

(e) ゲートしゃ断回路,あるいは インバータ 運転時の電源喪失による転流失敗防止回路などを設けており,故障時の保護特性が十分であるため整流器運転,回生制動のための インバータ 運転も十分な保証のらえで行なえる。

(f) 制御系の価格は電源容量にあまり関係セず一定であり, う ロセスラインに対して一般的な 100 kW の電源では,制御系の価格の 割合が増してくるため,価格の低減には努力を払い,電源容量に対 して割高とならぬよう十分配慮している。

(g) サイリスタを使用するうえで、ノイズに対して十分注意する必要があるが、配線上あるいは配置上独特なくふうがはらわれている。

このように サイリスタ 素子だけでなく,すぐれた サイリスタ 応用技術, 最新の制御技術を駆使しており,サイリスタ ならではの高性能を発揮 し,かつ小容量に適した低価格で制御系を構成した サイリスタレオナード となっている。

4.2 可逆運転に対する制御系の構成

電動機の可逆運転方式は,前章において述べたように,逆並列結 線方式,十字結線方式,極性切換方式および界磁切換方式があるが, 運転特性から,あるいは経済的な面から逆並列結線方式がもっぱら 使用されている。

この場合,循環電流を流す循環電流制御方式と循環電流を流さない循環電流阻止方式がある。循環電流制御方式は,機器の容量増加により経済上不利であり,また一方がインバータ領域で絶えず動作しているため電源喪失による転流失敗の確率が大きい。循環電流阻止方式は,一般に論理回路を有し複雑になるが,当社の方式はゲート回路の特性をパイアスでずらせることにより循環電流を抑制する方式を採用しており,論理回路など使用しないため制御回路が複雑にならず,電源喪失に対しても転流失敗の確率が小さいという特長がある。

制御増幅回路では、正逆別々に回路を設けて制御している例が発



図 4.1 ゲート 回路入力一出力電圧特性 Gate circuit input DC output voltage characteristics.

表されているが,当社では次節より述べるように一系列の回路のみ であり,構成も簡潔となり増幅器のドリフトも小さくなり,制御特性 もきわめてすぐれた特性をもった制御方式となっている。

以下、循環電流抑制式逆並列結線について述べる。

2組の f_{-} ト回路の f_{172} を調整して,図4.1 に示す f_{-} ト回路 入力電圧に対する出力電圧の特性のように、 f_{-} ト回路入力信号0の とき、 $\alpha = 150^{\circ}$ で交差させることにより、循環電流を抑制できる。 制御系の速度基準により、サイリスタ変換器 I が整流器領域で直流電 圧 E_0 で直流電動機を駆動しているとき、直流電動機の停止信号が はいり、基準が0 になったとすると、 f_{-} ト回路入力信号は負の方向 に変化するが、これに伴ってサイリスタ変換器の出力電圧は0 となり、 負荷電流も0 となる。 さらに f_{-} ト入力信号が負の方向に大きくな り、サイリスタ変換器 II の直流出力電圧が、直流電動機の誘起電圧 E_0 に等しくなったところで、サイリスタ変換器 II が $10f_{-}$ タ運転を行な い、回生制動を行なって直流電動機は急速に停止する。さらに、逆 極性の基準信号が入ると サイリスタ変換器 II が整流器運転となり、直 流電動機は逆転する。

このように一方が整流器運転中に、他方が インバータ 運転となる場合はなく、循環電流は完全に抑制されている。 サイリスタ 変換器が切り換えられるときに、負荷電流が 0 である期間 (dead time) が現われるが、約 10 ms で論理回路を使用する場合とほぼ同一であり、制 御特性上問題にならない。

4.3 速度制御

プロセスラインの処理を行なら中心部は正確な処理を行ない,品質を 維持するため精密な速度制御が行なわれるが, 図 4.2 は速度制御 回路の一実施例を示す。

電動機の速度はパイロット 発電機で検出され、これを速度基準と比較して、その偏差をトランジスタ 式演算増幅器を主体とした自動制御 系に加え、増幅してサイリスタの位相制御を行ない、直流電動機の速 度制御を行なうわけであるが、この速度制御回路は、2形の制御系 であるため定常偏差はいうにおよばず、一定加速度の加速および減 速信号に対しても誤差 ゼロ で追従する。

自動制御系には電機子電流を制御する要素,および電機子電圧を 制御する要素が含まれており,電流 センサおよび電圧 センサよりの検 出信号をうけ制御されている。



図 4.2 速度制御回路

Schematic diagram of speed control system.



図 4.3 電圧制御回路

Schematic diagram of voltage control system.

電流 センサは、図4.2 においては サイリスタの交流側各相に ACCT をそう入して電流検出を行なっている電流 センサには、ゲート しゃ断 検出回路も含まれており、 ある過電流 レベル に達すると瞬時にしゃ 断信号を出し、ゲートパルスを抑制する。 電圧 センサ は、1.6 kHz また は 10 kHz 磁気増幅式前置増幅器を用い、 速応性にすぐれ精度もよ く、かつ主回路と絶縁された検出回路を構成している。

以上のように、 制御部品に トランジスタ 式演算増幅器, 速応性電流 ・電圧 セッサ を使用した応答速度の速い制御系では, ゲート 回路も十 分応答の速いものを使用する必要があるが, 当社では, 瞬時応答の トランジスタ 式電圧比較形 ゲート 回路を使用している。

微動運転は電圧制御で行なわれ,正転させるときは J_{U-} (JF), 逆転のときは J_{U-} (JR) が付勢される。もちろん過電流制限回路は 付加されている。

インバータ運転時に停電などによる電源喪失が起きると、転流失敗 に発展するが、交流側電源電圧がある値より下がると瞬時に直流側 しゃ断器をトリップさせる低電圧検出回路を設け、転流失敗による故 障をなくしている。なお、制御系に使用の リレー は、水銀接点 リレー を使用し接点の接触不良を皆無にしている。

4.4 電圧制御

プロセスラインの処理部は,製品の品質の均一化のため精密な速度制 御が採用されるが,入口・出口部では,おもに電圧制御に電機子電 圧降下補償をした逆起電圧制御が行なわれる。

図4.3に示すように、電動機端子電圧は電圧 セッサにより検出され、電圧基準値と比較され、自動制御系で増幅され電圧制御されるが、電機子電圧降下補償は、電圧 セッサの検出信号が電動機端子電圧であるため、電流 セッサの出力を電圧基準値と加減して電機子抵抗の電圧降下を補償して、逆起電圧が一定になるよう制御される。 補償は整流器運転時には電圧基準に補償分を加算したものが見かけ 上の基準値に、イッパータ運転時には、電圧基準から補償分を滅算し たものが見かけの基準値になるため、この見かけの基準に応じた電 動機端子電圧に制御される。過電流制限回路が付加されているため 急速で確実な電流制限が行なわれ、微動運転は、正転のときには リ レー(JF)を、逆転のときには Jレー(JR)を付勢することにより可能 である。

4.5 電流制御

ー定張力で ストリップ の巻戻し, 巻取りを行ない, あるいは ルーブタ ワー に一定張力を与え, ストリップを貯蔵するには定電流制御による張 力制御を行なう。

図4.4のように、電流 t_{2} すの検出信号と電流基準との差を偏差 信号として制御しており、張力一定の制御を行なうための加減速時 の t_{-s} ・負荷の慣性補償および運転時の機械損補償,さらに速度制 限回路が付加されるのが一般である。



機械損は、回転数の関数であるが非線形となるため、折線近似を 行なっている。図 4.5 の破線が実際の h-ブとしたとき、実線のよ うに折線で近似している。 とのような関数発生器は図 4.6 に示す。 可変抵抗の分圧比を k とすると、n イロット発電機 (PG)の出力電圧 が、

$$V_M = \frac{k}{1-k}E$$

に達すると h-jの傾斜が変わる。すなわち PG の出力が V_{M} 以下 では入力抵抗は R_1 のみであるが、 PG の出力が V_{M} 以上になると、 入力抵抗が $R_1 \ge R_2$ の並列となるため r-jの ゲインが大きくなり傾 斜がきつくなる。近似精度をよくするには、設定 VR をさらに追加 すればよい。この関数発生器の出力が整流器運転時には電流基準値 に加算され、 τ_{ν} 、 τ_{ν} 、軍転時は、電流基準値より減算される。

慣性補償は,速度制御または逆起電圧制御の基準信号を微分用増 幅器を通して加・滅速度を検出している。微分用増幅器を使用する 場合,特に注意を要するのは、ノイズを増幅してしまう可能性がある ため,常時使用する加減速度における周波数範囲のみに微分特性を 与え,それ以上の高い周波数範囲は カット することが必要である。 この加減速信号が,通常,電動機運転しているものは加速時には電 流基準に加算され,減速時には減算される。また,通常発電機運転 しているものは,加速時には補償分が減算され減速時には加算され て補償される。

速度制限回路は、図4.4 に示すように電圧 センサの検出信号と電流 センサよりの電機子抵抗補償分より逆起電圧分を出し、これと基準となる直流電動機のパイロット発電機の出力を比較して、出力側に ダイオードがそう入されているため、逆起電圧分が PG 出力より大き くなったときのみ電流基準を下げるような信号がでて、それ以上加速されないようになっている。

5. サイリスタの保護協調

サイリスタ 装置により 直流電動機を駆動する場合, サイリスタ 素子を破損より保護するためには,いかなる場合においても,サイリスタ素子







の電圧定格,電流定格を越える使い方は絶対に避けなければならない。

過電圧によって サイリスタ 素子を破損に至らしめる要因としては, 外来 サージ, ヒューズの溶断時, あるいは ブレーカのしゃ断時に発生す る サージ 電圧, 転流時の振動電圧, ホール 蓄積効果による過電圧等が 考えられる。

過電流によって サイリスタ 素子を破損に至らしめる要因としては, 内部短絡, 直流短絡, 転流失敗, 定格を越える過負荷等が考えられ るが, いずれも過電圧, 過電流が許容値内に収まるよう適切な対策 を講じておくことが必要である。

このうち、過電圧について外来 サージ、転流振動電圧等は サイリスタ 主回路に設けられた コンデンサ と抵抗の組み合わせ、あるいは セレンア レスタ のような非直線抵抗により吸収され、 ホール 蓄積効果による過 電圧に対しては、 サイリスタ 素子と並列の コンデンサ により抑制される。 ヒューズの溶断時に発生する サージ 電圧に対しては、サイリスタ等の半導 体保護用 ヒューズ を使用すれば、 アーク 電圧が過大にならぬよう限流 しゃ断特性が持たせられている。また、大容量 サイリスタ 装置では、 ブレーカ の しゃ断時に発生する サージ 電圧に対しては 限流しゃ断を行 ない、サージ 電圧が過大とならないよう考慮されている。

次に故障時の過大電流によって素子はほとんど熱的に破壊を起こ すことになるが,故障電流が十分に上昇しないうちに限流を行ない つつ早急に回路しゃ断を行なうことが必要である。

まず,サイリスタの内部短絡として,整流回路の1r-6のサイリスタ 素子が順逆方向阻止能力を喪失したときには,故障素子を介して交 流短絡の形となり,健全なサイリスタ素子をも破損に至らしめること になる。この場合には健全なサイリスタ素子を保護するために,速助 ヒューズが動作して破損したサイリスタ素子の切離しを行ない,同時に 故障表示を行なう。この速動 ヒューズは,普通の電力用 ヒューズを半 サイクル で溶断させるための過電流が定格電流の数十倍にも達するの に対し,速動 ヒューズの場合には,半サイクル で溶断させるための過 電流がほぼ4~6倍程度であり,しゃ断時のr-9電圧が過大とな らないよう限流しゃ断特性を有している。

直流短絡としては、負荷側の直流電動機の フラッシュオーバ や直流母 線短絡等があるが、ゲートしゃ断や直流側しゃ断器の動作により、速 動 ヒューズを溶断させずに故障電流をしゃ断しサイリスタ素子を保護す る。

転流失敗としては、逆並列結線方式、十字結線方式において二つ のコンパータのうち、いずれか一つのコンパータがインパータ運転中に、 電源の交流電圧が喪失したために転流失敗に進展する場合と、交流 電圧があって転流失敗を起こす場合とがある。

サイリスタレオナードで用いられる インバータ は,他励式 インバータ である ために,インバータ 運転中に負荷側の電力を回生すべき電源の交流電 圧が喪失したり,大幅な瞬時電圧低下があると転流失敗を起こす。 その他,交流電圧がある場合でも,直流電流の重なり角が大きく転 流余裕角が小さいときとか,電源電圧波形ひずみが不規則に現われ サイリスタの点弧位相が不安定であるときとか,サイリスタの失弧,通 弧が生じたとき等には転流失敗に進展する。

他励式 インバータ では転流失敗を起こした場合,転流失敗を起こした サイリスタ 素子により順方向電圧がかかることになり,交流電圧と 負荷側の直流電動機の逆起電力が加算されて,大きな故障電流が流 れることになる。

通常、転流失敗時の故障電流波形は、直流電動機速度が短時間で

鉄鋼 プロセスライン の サイリスタレオナード・兵頭・大道・竹内・銭場

は不変であると考えれば,指数関数状に上昇する直流電動機の逆起 電力による直流成分に,電源交流電圧による交流成分が重畳された 形で現われるが,交流電圧が喪失した場合には,この交流成分がな くなり指数関数状波形となる。しかしながら,この故障電流は,直 流電動機に対しては制動電流となり,指数関数状故障電流の飽和値 は電動機速度とともに低下する。

転流失敗時の故障電流は、直流 リアクトル によりその上昇が抑制されるとともに限流を行ないつつ、直流側しゃ断器によりしゃ断される。この場合にも、直流側しゃ断器のしゃ断完了までの故障電流の $\int i^2 dt$ が、速動 t_{2-7} の溶断 $\int i^2 dt$ 、および $f_{1/2,9}$ 素子の許容 I^{t} を上回らないよう、十分な検討を加えておくことが必要である。 さらに持続する過負荷に対しては、電流制限制御とともに、直流過 電流継電器により j_{U-1} を動作させて回路しゃ断を行ない、 $f_{1/2,9}$ タ素子を保護する。

以上すべての場合に,故障電流から サイリスタ 素子を保護するため には,相互に保護協調をとることが必要である。

6. サイリスタ使用上の問題点とその対策

6.1 サイリスタ装置の出力電流の脈動

サイリスタ 装置が従来の M-G 方式と大きく異なる点は, 電圧の位 相制御を行なうために直流出力電圧,電流ともに脈動し,多くの高 調波成分を含むことである。この直流出力電流の脈動が大きい場合 には,負荷側の直流電動機の整流能力の低下,脈動電流による鉄損, 表皮損失等の増大による温度上昇,軸電圧,振動,騒音の増大,等 をきたすことになり好ましくない。

これらの問題点は、サイリスタ 装置の直流出力側に平滑用直流 リアクトルを設けて直流出力電流を平滑化することによりほぼ解決される。 直流電動機の容量,電圧,電流,回転数によっても,問題とされる 程度は異なるが,三相全波整流回路方式では,従来の M-G 方式と 大体等価な整流能力を持たせることを目標とし,電流脈動率は6~ 10%程度となるように平滑用直流 リアクトルの インダクタンスが決定さ れる。

それとともに直流出力電流の脈動率を小さくする方法としては, 電源の相数とも関係があるが,価格的検討と併せて単相全波整流回 路よりは三相全波混合 ブリッジ 整流回路, 三相全波混合 ブリッジ 整流 回路よりは三相全波均一 ブリッジ 整流回路 と 整流回路の多相化を 図 ることが考えられる。小容量,低回転数の直流電動機においては, 整流回路の多相化により平滑用直流 リアクトル が省略されることもあ りうる。

6.2 サイリスタの冷却に対する考慮

サイリスタ 素子は、素子単独では発生損失は小さいが、 熱容量が小 さいために、素子の接合部温度は サイリスタ 素子に流れる電流の瞬時 値に応じて刻々と変動することが考えられる。 サイリスタ 素子が制御 能力を有し,正常な位相制御を行なうことが可能であるためには, 素子の接合部温度を最高許容温度以下となるような使い方をしなけ ればならない。素子が最高許容接合部温度を越えて使用される場合 には、 サイリスタ 素子の順電圧阻止能力が温度とともに次第に低下し, 遂には制御不能となり,正常な位相制御を行なうことができなくな ってしまう。 サイリスタ は,従来の M-G や水銀整流器と比較して過 負荷耐量があまり大きくとれないので,素子の保護協調と併せて使 用周囲温度が規定値以上に高くならないように,冷却に対しては十 分の配慮が望まれる。

6.3 ノイズ

サイリスタは わずかの制御電力で大電力を制御しうる大きな 特長を 有しているが,その反面,他の機器ではさほど問題とされないよう な小さな ノイズで誤動作することがありうる。サイリスタ素子の最大非 点弧電圧は 0.2 V 程度であるから、サイリスタを ノイズによって誤動作 させないためには、サイリスタ素子の ゲート 部における ノイズが.この 値をはるかに下回る値になるよう ノイズ対策を講じておかなけれ ば ならない。

ノィズとしては、各種開閉器類の動作時に発生するノイズとか、一 種の静止スイッチとも考えられるサイリスタの主回路電流の転流時に発 生するノイズ等種々考えられるが、これらのノイズが、電源系統を介 して直接入ってくる場合もあれば、電磁結合、静電結合等により影 響をうける場合もある。いずれもサイリスタの正常な位相制御を行な うに際しては有害であるので、ノイズの発生源に対しては、ノイズの 発生を抑制するよう、たとえば火花消去回路を設け、サイリスタの転 流時に発生するノイズに対しては、転流振動制御回路を設けること が必要である。

さらに制御回路と電源系統を分けるとか、電磁結合、静電結合し ないよう、サイリスタ主回路配線と制御回路配線とは隔離して配線し、 制御回路配線の必要個所には同軸線、または シールド線を使用する等 配線方法にも十分な配慮が必要である。

6.4 故障電流の抑制

サイリスタ 装置は, 交流から直流への変換効率がよいことは周知の とおりであるが, 逆並列 コンバータ を通しての短絡, 負荷短絡, 転流 失敗等の故障が生じた場合に, 故障電流を抑制するための回路 イン ビーダンス が小さいのが普通で,回路時定数も小さく, そのために故 障電流は急速に上昇する。

このような故障から サイリスタ を保護するためには,故障が生じた 場合に,故障電流が十分に上昇しないうちに限流を行ないつつ,早 急に回路しゃ断を行なう等の適切な方法により続流をしゃ断するこ とが必要である。

6.5 サイリスタ素子の種々の不平衡

サイリスタ 素子には種々の不平衡があり、一つの サイリスタ 装置に、 多数の サイリスタ 素子が直列あるいは並列で使用される場合には、個 個の サイリスタ 素子にかかる電圧あるいは電流が素子間で不平衡を呈 することが多い。

このために、多数のサイリスタ素子の中でいちばん過酷な条件で使用されているサイリスタ素子によって、サイリスタ装置の出力が限定されてしまう。したがって、多数のサイリスタ素子の特性を適当な範囲に規制するとともに、過渡状態および定常状態のいずれにおいても補正手段により動作条件を均等化させることが必要で、すべての素子がほぼ同じ条件で動作するようになれば、同一構成のサイリスタ装置の出力は最大となる。

素子の動作条件を均等化するための補助手段としては, 最近 サイ リスタ 素子の耐圧が向上しているため直列接続されることは 少な い が, 並列接続の場合には素子間の電流不平衡の補正には, 主として 小容量 サイリスタ 装置用として, サイリスタ 素子と直列に バランス 抵抗を そう入し, 中大容量 サイリスタ 装置として パランサ あるいは アノードリア


クトル 等が使用されている。

North Colored

以上の補正手段を採用するとともになお注意しなければならない ことは、三相全波整流回路の同一 アーム に属する サイリスタ は、同時 点弧をさせなければならないことである。

サイリスタ 素子の点弧の同時性が得られない場合には, 並列接続に おいては, 点弧のいちばん早い サイリスタ 素子に電流が集中すること が考えられる。このような状態での使用は好ましくなく, 場合によ っては サイリスタ 素子を破損に至らしめることにもなるので, 絶対に 避けなければならない。当社においては ハイゲートドライブ 方式を採用 し,良好な同時点弧特性を得ている。

以上, サイリスタ 素子を使用するに際して留意すべきおもな事項を 列挙したが, ほとんどが サイリスタ 装置内の問題であり, 当社におい て製作される サイリスタ 装置は, 必要な検討と適切な対策が施されて いることはもちろんである。

7. 応 用 例

図7.1のようにペイオフリールはドラグジェネレータとして用いられる ので定電流制御を行なっている。ローラレベラ、テンションレベラは定電圧 制御を行なっている。No.1 ブライドルは負荷に圧下をかけるときは 定電流制御を行ない, 圧下をかけず アイドルラン させるときは定電圧 制御である。No.2ブライドルはモータリングになったり、ドラグジェネレー タになったりし、速度制御を行なっている。なおこれもストリップを 上の2本ロール上を走らせる場合は,電圧制御に切り換えている。 サイドトリマ, ローラレベラ, デリベリコンベヤ は定電圧制御を行なっているが, テンションリール は定電流制御を行なっている。

なお サイリスタパワーシステム は セミコンバータ(電圧,電流とも片方向), シングルコンバータ(電圧両方向,電流片方向),デュアルコンバータ(電圧,電 流両方向)に分けられ,一般的には次のように使いわけられる。

(1) セミコンバータは電圧,電流とも片方向であるため,逆転や回 生制動の必要なものには用いられず, コンベヤドライブのように逆転は 界磁切換を行ない,滅速,停止はダイナミックブレーキによって行なわれ るものに用いられる。

(2) シングルコンバータ は電流片方向,電圧両方向のため, n-3n-のように h_0 が一方向のものに用いられる。

(3) デュアルコンバータは電圧,電流とも両方向であるため,両方向 回転および回生制動の必要なものに用いられる。プロセスラインでは一 般に一方向運転であるため,サイリスタは非対称逆並列方式を用いる 場合が多い。 この場合 インバータ 側の容量は モータ が通常 150 % 1 分 であるため, 50 % 1 分にする場合が多い。

8. む す び

以上のべたように、サイリスタレオナードにはいろいろの長所および欠 点があるが、欠点を上回る長所(特に制御上の利点)のため、今後 ますます プロセスラインのみならず、各方面に用いられることは明白で あり、それらの計画に際して サイリスタ 装置に対する理解を深めてい ただければ幸である。

UDC 681. 142. 01 : 007. 3

MELCOM-350/30 オンラインシミュレータ

有田不二男*・井上 信義**・首 藤 勝***・居原田邦男***

MELCOM-350/30 On-Line Debugging/Simulation Programming System

Central Research Laboratory Fujio ARITA Head Office Nobuyoshi INOUE Kamakura Works Masaru SUDO • Kunio IHARADA

The on-line debugging/simulation programming system has been developed for the process control computer MELCOM-350 model 30. This enables application programs to be developed and tested on the same computer which is in actual plant control operation, or tests the operation of any program in the multi-programming environment simulating the assumed process control operation previous to the actual installation on the plant. This makes possible quick development of new programs either on the computer in the plant or at the computer center.

The simulator is provided with abundant convenient and powerful facilities as debugging aids and for program simulation. In this article are described the function and the internal construction of the simulator program.

1. まえがき

プロセス 制御用計算機の ソフトウェア としては,管理 プログラム,トランス レータ 類など基本的なものばかりでなく,サービス プログラム についても 独特の機能が要求される。 プログラム 作成時に デバギング の道具として 使用する デバギングエイド 類に対しては,計算機が オンライン 制御動作中 に その制御動作を乱すことなく 別の プログラム の テストを進行させね ばならないので, テスト の対象となる プログラム の各 ステップを十分に 点検しながら実行する機能とか プログラム が使用する入出力装置を適 宜あいているものに置きかえて実行させる機能が有効となる。

MELCOM-350/30 オンライン シミュレータ は このような 目的のために 作られたものであり、これにより制御用 プログラム の現地での追加開 発を可能にするのみでなく、計算 センター において現地状況を模擬し た条件の下で プログラム 動作 シミュレーション を行ない、ハードウェア 設置前 の プログラム 開発の効率向上を可能にしている。

2. オンラインシミュレータの基本方式

2.1 概 要

この シミュレータ プログラム の本質は プログラム デバギング エイド たることで ある。 オンライン 制御動作と併行して デバギング を進めること,入出力 装置および メモリ 領域の代替使用を行なうことが要請されるため に, この プログラム の動作形態は シミュレーション というべきものになってい る。

この種の シミュレータ プログラム は, ハードウェア および管理 プログラム に あらかじめ設計段階からこの目的の機能を組み込んでおくと, シミュ レーション 機能および性能が飛躍的に向上するものであるが, この オ ンライン シミュレータ の開発に際しては,現存の ハードウェア および基本 ソ フトウェア が標準としてもっている機能の範囲内で, できるだけの機 能をもたせ効率を上げることを前提とした。シミュレータの設計上主眼 としたのは次の諸点である。

(1) シミュレータに対する入力 データにどのような誤りがあっても,

シミュレーション 実行時に プログラム 暴走を起と さず,オンライン 制御系を乱 さない。

(2) 使用者には被 テストプログラム を直接実行する感じを与えるよう工夫する。 このために,定式的な操作は シミュレータ に自動的に処理させる。

- (3) デバギングのための機能を充実する。
- (4) 適用 システム の多様性を考慮し,融通性をもたせる。
- (5) シミュレータ 自体をできるだけ コンパクト にまとめる。
- 2.2 デバギングの方式

マルチプログラミング 計算機 システム で実行される プログラム は, コアメモリ 中で割付けられる位置が ロード されるたびごとに変動すると考え な ければならない。 そのために プログラム デバギング の方法にもそれに対 する処置を要する。

これを可能にする一つの方式として,被 テスト ウロクラムあるいは関 連する管理 ウロクラム に テバギングのためめの情報, たとえば コァメモリ ダンプの領域の シンボリック 指定などを盛込む方法がある。これにより テスト時に オヘレータ のこまかい手だすけなしに,あらかじめ指定され た情報に従って計算機から テバギング に必要な情報を出力することが できる。この方法は,情報の盛込み方によって

(1) ジョブコントロール プログラム に与える

(2) プログラム リンケージ の段階で デバギング 用の管理 プログラム を結合 させる

(3) あらかじめ被 テスト プロ グラム の中に テ バギング 用の補助命令を 組込んでおく

などに分かれるが、いずれも他の システム プログラム の助けを借りるか、 デバギング 完了後に プログラム を本番用に作りかえることが必要である。

デバギッグのための上記と異なる方式として、 シミュレーション プログラム を別に用意して、これに被 テストプログラムの実行を受け特たせ、 デバ ギッグの情報はこの シミュレータを介して与える方法をとることができ る。これによれば デバギッグのために被 テストプログラム に特別な手当て を施す必要もなく、 また シミュレータ に十分な デバギッグ 機能を付加し ておくことにより、 あたかも計算機を独占しているかのように プロ グラム デバギッグ を進めることが可能となる。

また、計算機を現地設置する以前からプログラムテストを進めておく

ためには,計算 センタ にある機械を使用せねばならず,その機器構成,メモリ内の領域割付けは現地設置予定のものと異なることが多い。 そのため被 テスト プログラム で使用される入出力装置,メモリ領域を適 宜あいているものに置きかえて実行させる必要がある。シミュレータプ ログラムを用いることにより,被テストプログラム に手を加えることなく この要求をみたすことができる。このようなことを考慮して,この デバギング エイドの方式として シミュレーション による方法を採用した。

2.3 シミュレーションの方式

シミュレーションにも種々の方式があり、計算機の ハードウェア および管 型 プログラム の能力に応じて、幾つかの特長ある方式が提供されてい る。たとえば管理 プログラム に シミュレーション の制御に便利な機能を付 加し、被 テストプログラム をその他の プログラム と区別して扱うことを基 本とするやり方とか、 被 テストプログラム を マクロ アセンブラ を利用して 等価な別 プログラム に変換するやり方などが見られるが、これらの方 式は個々の計算機あるいは 基本 ソフトウエアの特長的な機能に 依存し ており、われわれのおかれている環境では採り入れることができな い。

われわれのシミュレータでは インタープリータ 方式を採択した。 とれは 従来からよく用いられている方式であり,被 テストプログラムを1 ステッ プ ずつ取り出して,解読しながら等価な動作を プログラム で実現する 方法をとる。そのため融通性に富んでおり任意の ステップ で テバギング のための手続きをそう入するととができ,また被 テストプログラムの誤 りを実行前に検出することによって プログラム の暴走をくい止めるに は最適である。この方式は実行時間が長くかかることが欠点である。 しかしわれわれの場合は,MELCOM-350/30 の プログラム を同じ M ELCOM-350/30 で シミュレート するため,被 テストプログラム の各 ステッ プ の点検には時間を要するが,その実行は直接 ハードウエア で行なう ことができ,この欠点をかなり カパー できるものとなっている。さ らに,この シミュレート 処理を優先度の高い プログラム の実行と並行し て実施すれば,機械の使用効率低下を気にせずに プログラム テストを進 めることが可能である。

3. シミュレータ プログラムの機能

3.1 オペレーティング システムとシミュレータの関係 シミュレータ は、オペレーテイング システム の中では図 3.1 に示すように コンパイラ、アセンブラ と同列に位置し、オンライン プログラム の空時間を縫っ て実行される。 同図からも明らかなように、シミュレータ は スーパーバイ ザ の特別の援助を必要としないので計算機の設置先条件を問わず、 どの オペレーティング システム にも簡単に組込める。

3.2 シミュレータの動作概念

シミュレータは図3.2に示すようにオペレータモードを中心にして動作 する。すなわち,オペレータモードでシミュレータの制御情報を入力する と,その内容に従って各状態に移行し,指定された動作を終了する か,または途中で誤り処置などのためにオペレータの介入を必要とす る場合にオペレータモードにもどる。

3.3 シミュレータの取扱う対象プログラム

との シミュレータで取扱う プログラム は次の範囲のものに限定している。

(1) 非特権 モードの プログラム

(2) シングル タスク の プログラム

特権 モードの プログラム も対象に含めると ステータス の変化,メモリ 保護 キー などを扱わねばならず,これらを インタープリタ 方式で実現する

には相当負担が大である。シミュレータがいたずらに大きくなることは、 オンライン プログラム との同時実行における コアの 占有,退避 (ロール イン /アウト) に要する時間などの点で好ましくない。 また特権 モード の プログラム は スーパーパイザ のように特殊なものであり,ユーザ プログラム を 主対象とするこの シミュレータ の処理範囲外である。

マルチタスク に対しては上記と同様, シミュレータの サイズの点で問題 があり,今回の シミュレータ では直接的に実行しないが,タスク ごとに 分離して,それぞれを シングル タスク として シミュレート または デバッグす ることでほとんど目的を達しらる。

以上のような制限をつけているが, プログラム を効果的に シミュレート するために,主要な スーパーバイザ 機能,入出力動作,共通情報の アク セス などの シミュレーション 機能を持っている。

3.4 シミュレーション機能

3.4.1 CPU のシミュレーション

シミュレータは、 プログラムの実行に基本的に必要な次の CPU 機能を シミュレートする。

命令の実行

レジスタ

メモリ 保護

自動 アドレス 変換 タイマ 機構

各機能の シミュレーション 方法を次に述べる。

(1) 命令の実行

命令実行に関しては、インタープリタ方式を採用しているので、大部







図 3.2 シミュレータ の動作状態 Operation for simulation and debugging.

Type	RR	RS	RI	RX				
LOAD	LR	L	LI	LL	LC	LD	LF	LE
ADD	AR	A	AI	AL	AC	AD	AF	AE
SUB	SR	s	SI	SL	sc	SD	SF	SE
AND	NR	N	NI	NL	NC		SBM	
OR	OR	0	OI	OL	ос		RBM	
BIT OPERATION	×1		тмі					
COMPARE	CR	с	CI	CL	сс	CD	CF	CE
BRANCH	*2		*6				BBS	
STORE REGISTER	BALR	sx	BAL	SXL	sxc		BBR	
LOAD REGISTER	LXR	LX	LXI	LXL	LXC			
ADD REGISTER	AXR	AX.	AXI	AXL	AXC			
MULTIPLY	*3	м	MI MLI	ML	МС	MLL	MF	ME
STORE	*4	ST		STL	STC	STD	STF	STE
DIVIDE	*5	D	DI	DL			DF	DE
			RDD					

表 3.1 シミュレータの対象とする機械命令 Machine instructions to be simulated.

*1 BIT OP. (CB, RB, TB, ICB, CLR, IB, CSB, SB)

*2 SKIP OP. (SCR, SCS)

*3 RIGHT SHIFT OP. (SRL, SRR, SRA, DRL, DRR, DRA)

*4 REGISTER OP. (CML, CMA, SVC, STS, ATX)

*5 LEFT SHIFT OP. (SLL, SNL, SLA, SNA, DLL, DNL, DLA, DNA)

*6 BRANCH OP. (BCR, BCS)

分の命令は次のステップでシミュレートする。

(a) 不当命令の チェック

(b) インデックス, 間接番地修飾

(c) オペランド, アドレス の チェック

(d) 命令を機械に実行させる

(e) 必要なら結果を疑似 レジスタ に残す

ここで注意すべき点は、命令の動作(演算)そのものは シミュレート せずに機械に直接実行させていることである。特別な命令 (SVC, RDD) などについては、それぞれ専用 ルーチンを設け、等価な動作を 実現するよう処理する。

シミュレータの対象とする命令の種類を表 3.1 に示す。この他の特権命令は先述の理由で, また可変長 データ命令は制御用としての使用ひん度も少ない関係上,対象外としている。

(2) レジスタ

インタープリタ方式では、1命令実行ごとにシミュレータが介入するの で、命令の演算結果を維持するために疑似レジスタが必要になる。シ ミュレータは通常のプログラムが使用する全レジスタに対して、疑似レジ スタを設けており、演算結果はすべてこの疑似レジスタに残される。

(3) メモリ 保護

ハードウェアが有する メモリ 保護機能は検出後の処置が スーパーバイザ に 任されてしまうので,その時点で オペレータ が介入して種々の適切な 処置を施したのち シミュレーション を続行することが不可能になる。 シ ミュレータ の メモリ 保護機能は 機械が検出する前に命令の オペランド アド レス (インデックス, 間接番地修飾後) が自己の領域または共通情報領域 以外であればその旨表示して, オペレータの指示を待ち, 常に シミュレ - タの世界からの逸脱を防いでいる。

(4) 白動 アドレス 変換

自動 Fドレス 変換機構の目的は ダイナミック リロケーション を可能にする ためのもので、 プログラム の論理 Fドレスを物理 Fドレス に変換する機能 を有する。 シミュレータ における 自動 Fドレス 変換は命令の実質実行を 機械に行なわせるため、命令の オペランド Fドレス を自己が置かれてい る シミュレータ 内の データ 領域の Fドレス に変換する機能である。 この 他、共通情報を指す Fドレス に対しても同様の変換操作を施す。

(5) タイマ

シミュレータ における タイマ は 1 命令実行ごとに公称の実行時間を カ ウット するもので、 $j_0 j_{56}$ の実行時間の測定および $j_0 j_{56}$ が μ -プ 状態になり抜け出せなくなったとき、あらかじめ指定した時間に なれば実行を打切って μ -プ 状態から脱出するための手段にも 使 わ れる。

3.4.2 スーパーバイザ機能のシミュレーション

スーパーバイザのおもな機能は タスク の制御, 割込み処理および各 S VC マクロ 命令の処理である。 スーパバイザ としては タスク の制御は マル チタスク の取扱いが問題であるが, 3.3 節で述べた理由でこの シミュ レータ では シングル タスク としての取扱いに限定し,また割込み機構 シ ミュレート については, スーパバイザ の内部処理機構および ハードウェア 的 な制御機能にまで立入りが必要なため シミュレータ が膨大化し, 小形 の現地設置計算機でも デバッグ 用として 使用 できるという メリットを そこなうおそれもある。したがってこの シミュレータの スーパーバイザ 機 能については, SVC マクロ 命令に対する等価な動作のみを実現して いる。

SVC マクロ 命令は動作の性質上,次の3種類に大別して扱う。

(1) シミュレート しなければ以後の実行が不可能となるか,または 出現がひん (頻) 繁で シミュレーション が望ましいものは, 各 SVC マク ロ 命令ごとに専用の処理 ルーチン で等価な動作を 行なう。(EXIO, CHAIN, LOAD, WAIT etc.)

(2) シミュレーション 段階では意味を持たないものは No Operation とする。(AVBL, UNAVBL, LOCK etc.)

(3) シミュレーションの範囲を越えるものか、出現ひん度が少なく、 シミュレーションが困難なものは、 その旨表示して オペレータの指示を待 つ。(FORK, AISCAN etc)

3.4.3 入出力動作のシミュレーション

一般の プログラム 中に含まれる入出力動作は、プログラム の実行結果 の合否を判定する際の重要な資料になるので、できるかぎり克明に シミュレート することが望ましい。 MELCOM-350/30 の入出力は プロ セス 入出力、ペリフェラル 入出力、ディスク 入出力の 3 種類に大別できる。 これらの入出力動作の シミュレーション 方法について以下に述べる。

(1) プロセス入出力

プロセス入出力装置は、主として外部の被制御装置に直結されているので、シミュレーション時にこれを直接駆動することは避けなければならない。 このために シミュレータ は、プロセス入出力装置の代替として タイプライタ を用意し、入出力要求があれば自動的にこの代替装置 に切り換え、オンライン 制御への悪影響を防いでいる。

(2) ペリフェラル 入出力

ペリフェラル 入出力装置 は 多種多様で装置相互間の互換性にも 乏しいので、プロセス 入出力のように異種の装置で代替することはしない。

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970



シミュレータ は装置の種類, IOCB (I/O Control Block), $f + i n \partial_0 j = 0$ ムの f_{xyy} (アドレス 変換も含む) を行なった後, 機械の入出力機能 に任せる。

(3) ディスク入出力

ディスク 内の幾つかの領域は、オンライン データ 用に使用されている。 シミュレーション 中の プログラム が ディスク 入出力を要求している場合、 こ れを直接実行させると誤まった書き込み指定により、オンライン データ 領域の内容がこわされるおそれがある。 プログラム の誤動作に対して は ディスク の アクセス 領域の チェック のみで十分であるが、それのみで は オンライン データ 領域を意識的に使用する オンライン プログラム に対して は不十分である。

使用者がわずらわしさを感じないで、しかも ディスクの任意の領域 に自由に アクセスできるように次の方法を採っている。すなわち、図 3.3 で示すように ディスク 内の ワーキングエリア に疑似 ディスク 領域を設 け、アクセス したい領域の内容をあらかじめ、この疑似領域へ移して おく。シミュレータ は該当領域への入出力を検知すると、自動的に疑似 ディスク 領域の アクセス にすりかえて実 エリアの内容がこわされるのを 防いでいる。

3.4.4 共通情報のシミュレーション

(1) スクラッチ パッド エリア の シミュレーション

コアメモリの スクラッチ パッド エリア には オペレーティングシステム に関する シ ステム 定数が含まれており,読出し動作にかぎって一般の プログラム か らも参照される。これに対する シミュレーション 方法としては,誤まっ て予定外の スクラッチ パッド メモリ への アクセス を防止すること,および 被 シミュレートプログラム が他の設置先環境下で実働するものもあること を考慮して, 所要 アドレス とその内容をあらかじめ コマンド によって 与え,シミュレータ 内に記憶しておき, スクラッチ パッドの アクセス に際し てはこれを参照するやり方をとっている。

スクラッチ パッドのうち, 共通情報領域の開始番地を持つ メモリ は特 に アクセス ひん度が高いので, シミュレータが自動的に設定し オペレータの 操作手数を省いている。

(2) 共通情報領域 (GCA) の シミュレーション

共通情報領域 GCA (Global Common Area) は ブログラム 相互間 の データ 授受のために コア 常駐領域に設けられているもので, オンラ イン 用の プログラム と データ が含まれている。 シミュレーション 時における GCA への直接 アクセス は, デイスク の場合と同様避けなければならな いから, 図 3.4 に示すように ディスク の ワーキングエリア に疑似 GCA



図 3.4 共通情報の GCA の シミュレーション Simulation of global common data handling.

表 3.2 シミュレータ 制御 フマンド Commands for simulator control.

コマンドの形式	檓	fie		
LPR, $\times \times \times \times \times \times$, $\begin{cases} 1\\ 0 \end{cases}$.	ブログラムをロード 1:ロード後ホールト, 0	:ロード後実行		
LPH, $\times \times \times \times \times$, $\begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$.	フェーズをロード 1:ロード後ホールト,0	:ロード後実行		
END.	シミュレータを QUIT			
STA, $\times \times \times \times$.	指定番地から実行開始			
RST.	実行中断点から再開始			
HLT.	SVC ホールトモードにせ HLT,	ットキャンセルは		
SKP.	SVC ホールト時に SVC て実行再開	マクロをスキップし		
PGS, $\times \times \times \times$, $\times \times \times \times$.	GCA のアクセス可能領域	を宣言		
PDS, ××××, ××××.	プログラムでアクセスして 宣言,5領域まで可能 PD: 一の数だけ宣言を取消す	いるディスク領城を S, ―――		
SCR, $\times \times \times \times$, $\begin{cases} \times \times \times \times \\ * \end{cases}$.	スクラッチ バッドアクセス の時点での実スクラッチ バ	を許す宣言. *はそ ッドの内容をセット		
DAL, $\times \times \times \times$.	ディスク上の疑似 GCA 領 する、PGS 宣言はこの範囲	或のサイズをセット 目内であること		
STW, ${CR \ PT}$.	コマンド入力装置をカード 紙テープリーダ (PTR) に- はタイプライタ	リーダ(CR)または セット STW, ―・		
SHC, $\left\{ \begin{array}{c} LP \\ TW \end{array} \right\}$.	ハード コビー装置をライン たはタイプライタ(TW)	ブリンタ (LP) ま にセット		
$LOG, \left\{ \begin{matrix} ON \\ OFF \end{matrix} \right\}.$	 コマンド入力装置が CR ま 入力コマンドの印字指定 ON:印字, OFF:印字 	たは PTR のとき, なし		

領域を設けて,実 GCA をそっくり移しておく。シミュレータは GCA アクセス 要求命令に対して ディスク 上の疑似 GCA 領域から該当する ブ ロックを コア 上の疑似 GCA 領域へ読込んで, この ブロック内の所要の 部分を アクセス するように命令の オペランド アドレスをすりかえている。

別の ブロック が新たに読込まれる時には コア の疑似 GCA 領域の内 容は ディスク上の疑似 GCA 領域の元の位置へ戻され,常に最新の情 報を保持することができる。また,GCA アクセス 時の ディスク の読み 書き回数を減らすために,シミュレータ 内の疑似 GCA 領域を 2 個所設 け, ディスク の疑似 GCA から交互に読込むことによって処理速度の 向上を図っている。

以上にも述べた操作は実際には シミュレータ が自動的に行なうため, オペレータ は GCA アクセス に関して シミュレータ 内の疑似 GCA 領域の存 在をまったく意識する必要はない。

3.4.5 シミュレーション制御情報

シミュレータを動作させるために使用者が与える制御情報は、コマンドの形をもっている。これらのコマンドは、シミュレーション実施のための 環境を作り出すことを主目的とするものと、デバギングの制御指令と して用いるものとに大別される。前節までに説明した シミュレーション 機能と関連の強い前者の制御用コマンドを表 3.2 に示す。

3.5 デバギング機能

^jログラム デバギングの難易は計算機の使用効率に影響を及ぼ す と と もに、 ソフトウェア 開発速度向上のための重要な因子でもある。 デバグ の能率化は オンライン シミュレータの使命でもあり、過去の経験を生かし てできるだけ充実した デバギング 機能を設けた。その特長とするとこ ろは次のような点である。

表 3.3 デバグ用 コマンド Commands for debugging.

コマンドの形式	機 能
AHn, ××××. AHn, AH,	指定された番地で実行ホールト n=1,2,3 取消しは AHn, ―. または AH, ―.
TRn, $\times \times \times \times$, $\times \times \times \times$. TRn, $-$. TR, $-$.	指定範囲内にある命命を実行したとき,レ ジスタの内容をダンプ n=1,2
BTR, $\times \times \times \times$, $\times \times \times \times$. BTR, —.	指定範囲内にあるブランチ命令を実行した とき, レジスタの内容をダンプ
MTR, $\times \times \times \times$, $\times \times \times \times$. MTR, —.	オペランドアドレスが指定範囲内にあるス トア命令を実行したとき,レジスタの内容 をダンプ
$\begin{array}{l} DX_n,\times\times\times\times,\times\times\times\times,\times\times\times\times,\\ DF_n,\times\times\times\times,\times\times\times\times,\times\times\times\times,\\ DX_n,-,DX,-,\\ DF_n,-,DF,\end{array}$	指定番地の命令を実行時に指定領域の内容 をダンプ. n=1, 2 DX は 16 進表示, DF は浮動小数点形式
CSW	デバッグ用の全スイッチをリセット
CCS, ××××.	コンディションコードをセット
RGa, ××××. RGX, ××××××. RGF, ×××××××.	谷レジスタにデータをセット a=A, E, 1, 2, 3 RGX=Hexa., RGF=Float. でFA レ ジスタにセット
RDP.	全レジスタの内容をダンプ
$CSa, \times \times \times \times, \times \times \cdots \times, \\ \cdots , \times \times \cdots \times.$	指定コアメモリにデータをセット a=X、F、D X:Hexa., F:Float., D:Decim.
CDa , $\times \times \times \times$, $\times \times \times \times$.	指定コア領域の内容をダンプ a=X, F, D X:Hexa., F:Float., D:Decim.
DMS. $\times \times \times \times$, $\times \times \times \times$,, $\times \times \times \times$.	指定ディスク メモリにデータをセット
DDP, $\times \times \times \times$, $\times \times \times \times$.	指定ディスク領域をダンプ
$\begin{array}{c} \text{TTC, } \times \times \times \times, \times, \times, \times \times \times, \\ \times \times \times \times. \end{array}$	指定ディスク領域の内容を指定コア領域へ 転送
$\begin{array}{ c c c c c c c c c c c c c c c c c c c$	指定コア領域の内容を指定ディスク領域へ 転送
TIM.	プログラムの実行時間を表示
LTS, $\times \times \times \times \times$.	実行打切り時間をセット
バネルトグルスイッチ全 ON	直後のブランチ命令を実行後,オペレータ モードとなる

(1) ペログラム 実行時のあらゆる履歴が残せる。

(2) データは 10 進数, 16 進数, 浮動小数点数形式で入力可能。

(3) 出力情報はできるだけ関連のある情報も含めて出力し、少 ない操作回数で誤り原因を発見できること。

(4) データ印字装置が タイプライタ の場合, 冗長な情報は出力しないようにすることも可能。

(5) 入力情報は厳密に検査され、他の プログラム に害を与えない。

(6) 入出力装置の切換えが自由に行なえる。

(7) 必要なら スタックド ジョブ 形式でも デバッグ できる。

(8) シミュレーション 実行中, 任意の時点で オペレータ が介入できる。 MELCOM-350/30 オンライン シミュレータ に設けた デバギング機能を実現 する コマンド を表 3.3 に示す。

4. シミュレータ プログラムの構成

4.1 プログラムの構造

多数の オンライン プログラム と同時実行す る ために シミュレータ プログラム の占有 コアメモリ は少ないほど良い。一方, 被 シミュレート プログラム を収 容する シミュレータの データ領域は,大きいほど望ましい。 この相反す る二つの要求をできるだけ満足させるために シミュレータプログラム は図 4.1 に示すように レジデント 部分と トランジェント 部分からなる 構成を とった。

トランジェント部分には, 処理機能別にまとめられた ザブルーチン が必要に応じて交互に呼び込まれる。レジデント部分は,各トランジェントルーチン間で共通に使用されるデータ,および プログラム が置かれている。

コアメモリ内の シミュレータ ブログラム 領域は 図4.1 に示すように合計 3.4 kW となる。これと データ 領域を合わせたものが シミュレーション に 必要な メモリ 領域であり、データ 領域内にはいる被 テスト プログラム の大 きさによって異なるが、現実には被 テスト プログラム の大きさが 2 kW 程度の場合が多いと予想され、そのときには、アセンブラ などの必要 領域と同じ6 kW で シミュレーション を行ない得ることになる。もちろ ん、コアメモリ の使用条件さえ許せばさらに大きい領域を割当てて使 用することも可能である。

シミュレータ プログラム そのものは全体で約8kW の大きさになっている。

4.2 シミュレータ プログラムに必要なハードウェア構成

シミュレータを使用するのに必要な ハードウェア 構成を 図 4.2 に示す。 計算機の設置構成の多様性を考慮して種々の入出力装置を選択使用 することを許している。図からわかるように最小の場合は入出力装 置として タイプライタ だけでもよい。



図 4.1 シミュレータ プログラムの構成 Construction of simulator program.



5. む す び

従来, 非常に困難であった オッライン 制御中の計算機での オッライン デバギング を容易にした オッライン シミュレータ について述べた。計算機制 御の処理内容の質的向上および テータ 処理の高度化に伴い, このよ うな オュライュ テハギュウ エイト の役割はますます重要になってくる。

オンラインシミュレータの作成に当たってはいかなる条件でもシミュレータ が暴走したり、制御動作に悪影響を及ぼしたりしないことを第一義 に考え、シミュレーション方式としては インタープリタ 方式を採用した。ま た、デバギングの能率向上を目指し、強力な デバッグ 機能を豊富に持っ ているので オンライン システム にかぎらず、計算 センタ などの オフラインシ ステム にも有効な道具として使用されている。

参考文献

- 有田, 井上, 黒田, 居原田: MELCOM-350/30 オンライン デバ ギングェイド, 昭 44 信学全大, No. 900
- (2) 有田,長谷川,今藤,居原田: オンライン プログラム シミュレーションの二,三の問題,昭44 電気四学会関支連大,No.G7-3.
- (3) 中島,小泉、五十嵐、黒田: MELCOM-9100 システム シリーズ
 (3) ―タイムシアリングオペレーティングシステム― 三菱電機技報 42, 1,123 (昭 43)
- (4) 電気試験所彙報 -- ETSS 特集--, 32, No. 8 (昭43)

UDC 621. 382. 3. 012

MOS Tr のチャネル特性

河津 哲*·安岡晶彦*

Channel Characteristics of MOS Tr

Kitaitami Works Satoru KAWAZU • Akihiko YASUOKA

Measurement has been made on the threshold voltage and the just saturation voltage of the MOS Tr. of which the potential of the channel can be measured and which can be used as the gate controlled diode at high frequency.

By comparing the threshold and the just saturation voltage of the MOS Tr with C-V characteristics of the gate controlled diode under back gate bias, it is found as follows.

(1) At the threshold voltage, the band bending from the quasi Fermi potential of the hole near the source is given by $Y_0 - (E_g/2 + U_B)$, where $Y_0 = 2\phi_F/kT$, which does not depend on the back gate bias.

(2) At the just saturation voltage, the band bending near the drain from the quasi Fermi potential of the hole at the drain is given by $Y_0 - (E_g/2 + U_B)$, which does not depend on the back gate and the drain voltage.

(3) There are two kinds of surface states; one obeys the electron quasi Fermi potential and another obeys the hole quasi Fermi potential.

1. まえがき

MOS Tr の動作理論については, Hofstein⁽¹⁾のいわゆる Simple Theory が提出されたが, 実験結果を十分に説明するには至らなか った。この問題点は移動度の Gate 電圧依存性のくみ込み, および 飽和点の説明が十分でなかったことにあった。

MOS Tr 単体においては、通常、Source と基板を短絡して用い られているが、MOS IC においては、負荷として用いられている MOS Tr は、Source と基板間に電圧が印加された状態で使用され ている。したがって、MOS IC の解析には、Source—基板、Source— Drain、および Source—Gate 間に電圧が印加された状態の解析を行 なう必要がある。

特に飽和点に関して、基板の固定電荷を考慮した理論がいくつか 提出されているが⁽²⁾、十分とはいえない。一方、MOS Diode では Gate Controlled Diode を用いて、研究が行なわれているが⁽³⁾、両 者をむすびつけた解析はほとんどない。

そこでわれわれは、MOS Tr であると同時に高周波で測定しう る Gate Controlled Diode である試料と、Source—Drain 間距離を 長くし、Drain 空乏層の影響を無視しうるような試料を作成し、C-V 特性と MOS Tr 特性の対比を行なうことにより、Source-基 板間に電圧を印加した状態 (Back Gate Bias) まで拡張した理論と 実測の比較を行なった。

2. 理 論

図 2.1 のように、電圧が印加された N 型半導体基板の MOS 構造について考察する、さらに図 2.2 のように、PN 接合を含む構造の場合 PN 接合間に電圧 (V_{BG})が印加されているとき、接合の空ご層の広がりにより有効な Channel 長 (L)が減少し、一次元解析では多少の誤差が生じるが、本実験で用いた MOS 型素子の L は十分に大きく、有効長の変化は無視しうる。

Gate・基板間電圧 (V_{g}), および Source ・ 基板 間 電 圧 (Back Gate, V_{BG}) が印加されているとき, Channel 内の電子および, 正 孔に対する Quasi Fermi Potential φ_{n}, φ_{p} を, 次のように仮定する。 (1) Channel 内の深さ方向 (x 軸)に浴って, φ_{n}, φ_{p} は Chan-









nel 内で一定である。

(2) 基板中の多数坦体である電子に対しては、基板の十分内部 の値 𝒫₀ に等しいが、正孔に対しては Back Gate 分だけ変化してい る。すなわち

$$\varphi_n = \varphi_0 \cdots (2.1)$$

$$\varphi_n = \varphi_0 + V_{BG} \cdots (2.2)$$

2.1 C-V特性

このような条件のもとで Back Gate Bias 時のC-V理論式は次

値である。

したがって,酸化膜の容量 C_{ox} で規格化された容量CはYを Parameter として,次式で表わされる。

ここで

 $A = q \cdot n_i \cdot \beta \cdot L/C_{ox}$ $=\frac{\lambda^{-1}(e^{Y}-1)-\lambda(e^{-Y-\beta V}BG-1)}{\alpha E} \quad (Y \neq 0) \quad \dots \dots (2.15)$ dF2F $\frac{dF}{dY} = \left[\frac{1}{2}(\lambda^{-1} + \lambda)\right]^{1/2}$ (Y=0)(2.16)

で与えられる。

2.2 しきい電圧

MOS Tr のしきい電圧時における半導体の Band の曲り Y/B は、 Back Gate Bias された場合のしきい電圧時の Band の曲りに対し て,式(2.2)の仮定と同様に,次のように仮定する。

しきい電圧時に Source 近傍で, 正孔の Quasi Fermi Potential からの基板の Band の曲りは, Back Gate Bias には依存せず一定

MOS Tr の チャネル 特性・河津・安岡

である [図 2.1の $Y_0 - (u_B + E_0/2)$ で与えられる値]。

この条件のもとで、しきい電圧-Back Gate Bias 特性を導く。 $V_{BG}=0$ のときのしきい電圧における Source 近傍の Band の曲り を Y_0/β とおくと、

 $V_{th}(V_{BG}=0) = Y_0/\beta + \Delta V + \kappa_1 F(V_{BG}=0) \dots (2.17)$ V_{BG} が印加されているとき Source からの電圧として、しきい電圧 は.

ここで,

で表わされる。しかるに、不純物濃度 10¹⁶cm⁻³ 以上の基板を用い れば,

しきい電圧において、

なる条件が満たされるので,式(2.18)は次のように近似しらる。

 $V_{th}(V_{BG} = V_a) = \kappa_1 [\lambda e^{-Y_0} + \lambda^{-1}(-Y_0 - 1) + \lambda^{-1} \cdot \beta \cdot V_a]^{1/2}$

ここで

$$\kappa_2 = \kappa_1 [\lambda^{-1} \cdot \beta]^{1/2} \qquad (2.23)$$
$$= \frac{1}{C_{ox}} [2\epsilon_{S_i} \cdot \epsilon_0 \cdot q \cdot n_0]^{1/2} \qquad (2.24)$$

$$\phi_{lh} = [\lambda e^{-Y_0} + \lambda^{-1} (-Y_0 - 1)] / \lambda^{-1} \cdot \beta \cdots (2.25)$$

と置けば

が得られる。さらに単位面積・単位 Energy 当たり、Qss の表面進 位が存在するとき,

を加えればよい、すなわち

$$V_{th}(V_{BG} = V_a) = \kappa_2 (\phi_{th} + V_a)^{1/2} + \frac{1}{C_{ax}} \int_0^{Y_u + \beta \cdot V_u} Q_{SS} d\phi$$
.....(2.28)

したがって、Back Gate Bias による、しきい電圧の変化 dV_{ln} は、

$$\varDelta V_{lh} = \kappa_2 [(\phi_{lh} + V_a)^{1/2} - \phi_{lh}^{1/2}] + \frac{1}{C_{ox}} \int_{Y_0}^{Y_0 + \beta \cdot V_a} Q_{SS} d\phi$$
.....(2. 29)

を得る。

2.3 飽和電圧

しきい電圧の項と同様に、飽和点に関して、次の仮定が成立する ものとする。

Drain 近傍で, 正孔の quasi Fermi potential からの基板の Band の曲りが、しきい電圧における Source 近傍での正孔の quasi Fermi potential からの基板の Band の曲りに等しい点が飽和点を 与え る。

したがって、Drain 電圧 V_D が印加されているとき、飽和点にお いて次式が成立する。

表面準位を考慮するときは、式 (2.27)の Vss を加えればよい。 したがって, 式(2.28)と比較することにより

 $V_G - V_{th}(V_{BG} = V_D) = V_D$ (2.32)

で表わされる。

Back Gate Bias V_a および Drain 電圧 V_D が印加されている場合の飽和点は、同様な考え方で次式が成立する。

$$V_G = Y/\beta + \varDelta V + \kappa_1 \cdot F(V_{BG} = V_a + V_D) + V_{SS} \quad \dots \dots \quad (2.33)$$

 $Y = Y_0 + \beta (V_a + V_D) \qquad (2.34)$

Source からの Gate 電圧 V_{GS} を用いると,

 $V_{GS} = Y_0 / \beta + V_D + \Delta V + \kappa_1 \cdot F(V_{BG} = V_a + V_D) + V_{SS}$

ここで *Vss* は

である。式(2.35)をしきい電圧を用いて表示すれば,

3. 実 験

3.1 試料設計

Gate Controlled Diode として、数 MHz で Q が 10 以上の試料 を用いれば、界面準位の影響を正確に分離して、 Inversion 領域ま での C-V 測定を行ないうる。したがって、同時に MOS Tr とし ても動作するように設計した試料 (MOS-I)、および Source—Drain 間距離を長くし、PN 接合の空乏層の影響を無視し得、Channel 中 の電位分布等を測定しうるように多数の測定端子をそう入した試料 (MOS-II)を用いた。この2 種類の Tr の基板上の Gate 面積を同一 にし、MOS Diode の空乏層領域の C-V 特性が同一になるように 設計した。

MOS-I を用いれば,高周波領域まで Gate Controlled Diode の C-V 特性と MOS Tr のしきい電圧 V_{th} の対応を Back Gate Bias 状態まで測定可能であり、また MOS Tr の動作状態の C-V 特性 を対応させることができる。この素子の Channel 長は $30 \mu \sigma$,比 抵抗数 Ω -cm 以下の基板を用いた場合,接合の空芝層の影響 は小 さい。

一方, MOS-II は Channel 長は 1,200 µ で, との場合は空芝層の
 影響は全く無視し得,数 kHz 以下の低周波領域では, MOS-Iと同



図 3.1 MOS-Iの構造 Structure of the MOS-I.



様の測定が行なえるほかに Channel 中の電位分布をも精度良 く 求 められる。 その他 Channel 長を変えたものについても測定を行 な った。

3.2 実験結果

MOS Tr で Gate 電圧を一定にし、 Drain 電圧を増加するに従って、Channel 中の電位も増加するが、飽和点以上に加えられた電 Eは Drain 近傍の空芝層領域に加わるので、 Drain 電流に飽和現 象が生じると言われている。したがって、Drain 近傍の空芝層領域 の幅が Channel 長に比べて、無視しうる場合は Channel 中の電位 は一定値に固定される。したがって、 MOS-II のように、Channel 長が大で Channel 中の電位測定端子を有する試料に一定の Gate 電 Eを印加し、Source—Drain 電圧 (V_D) 対 Source—Channel 電圧 (V_P) 特性を求めると、 三極管領域ではほぼ比例関係にあり、飽和 領域では V_P は一定値をとる。この一定値からずれる点として飽和 点を求めた。

 V_{ss} は Gate Controlled Diode のC-V特性と理論曲線との差から求めた. すなわち,高周波で測定しらる Gate Controlled Diode を用いることにより、しきい電圧および飽利点電圧までの V_{ss} を実験で正確に求めらる。

このような方法で求めた飽和点における $V_{GS} - V_D$ 特性を図 3.5, 図 3.6 に示す。

ー方、 $V_G - I_D^{1/2}$ 特性より求めた、しきい電圧—Back Gate 電圧 特性を図 3.8 に示す。

さらに,しきい電圧・飽和点と,Gate Controlled Diod および M







図 3.5 Back gate bias 時の飽和点の $V_{GS}-V_{DS}$ 特性 $V_{GS}-V_{DS}$ characteristics at just saturation for back gate bias.



図 3.6 Back gate bias 時の飽利点の $V_{GS} - V_{DS}$ 特性 $V_{GS} - V_{DS}$ characteristics at just saturation for back gate bias.







OS Tr の Gate の *C*-*V* 特性を対比することにより, 基板表面の 状態との関連性を求めることができる。MOS Tr の Gate の *C*-*V* 特性において, $V_{BG}=0$, $V_{D}=0$; $V_{BG}=V_{a}$, $V_{D}=0$; $V_{BG}=0$, V_{D} = V_{a} ; $V_{BG}=V_{a}$, $V_{D}=V_{b}$ および $V_{BG}=V_{a}+V_{b}$, $V_{D}=0$ の電圧を 印加した時の Gate-基板間電圧対 Gate-基板間容量特性と, $V_{BG}=$ 0, V_{a} および $V_{a}+V_{b}$ のときの $I_{d}^{1/2}-V_{G}$ 特性および $V_{BG}=0$, V_{D} = V_{a} ; $V_{BG}=V_{a}$, $V_{D}=V_{b}$ の時の飽和点の関係を図 3.9 に示す。

4. 考 察

4.1 しきい電圧

Back Gate Biasに よるしきい電圧の変化の様子を示した図 3.9 からわかるように、しきい電圧時には、Back Gate Bias を印加して も、Source 近傍において、正孔の quasi Fermi potential からの基 板表面の Band の曲りの変化は kT 単位で ±3 以内にある。これは、 誘起される正孔の数が等しくなる状態が、この内に含まれることか らも妥当性が認められる。一方、Gate 電圧がしきい電圧より数 Volt 変化する間に、Band の曲りは 3 以上の変化を示す、すなわち MOS Tr の電流特性を表現するために外そう (挿) 点として与えられてい るしきい電圧は、本来この程度の不確定性を有している。したがっ て、Back Gate Bias によるしきい電圧の変化を求めるに際して、

---Source 近傍において正孔の quasi Fermi potential からの Band の曲りは Back Gate Bias によらない-----



図 4.1 しきい電圧および飽和点の概念図 Conceptual diagram of the threshold and the just saturation points.



図 4.2 Channel 中の電位分和 Potential distribution of the channel.

という仮定は近似的に成立しているものと考えられる。

Back Gate Bias が零のとき、 しきい電圧における Band の曲り Y_0 は、F 関数

 $F = [\lambda(e^{-Y} - 1) + \lambda^{-1}(e^{Y} - 1) + \lambda Y - \lambda^{-1}Y]^{1/2} \dots (4.1)$ K 20 T

 $\lambda(e^{-r_0}-1)+\lambda^{-1}(e^{r_0}-1)+\lambda Y_0=0$ (4.2) すなわち、近似的に

 $\lambda e^{-r_0} - \lambda^{-1} = 0$ (4.3) が成立するときであると仮定する。すなわち, Band がさらに Y=1 だけ曲ったときに与える空乏層電荷による電界強度への影響度と, 等しい影響を与える正孔が誘起されたとき,しきい電圧になること を意味している。

式 (4.3) より

が得られ、基板不純物濃度の広い範囲にわたって、実験的に良い一致をみた。さらに、この値は一般に用いられている 20 mの近似式である。

表面準位に関しては、価電子帯の近くに多くの準位が存在すると 言われている。価電子帯近くの表面準位は Gate Controlled Diode のC-V測定の結果, Back Gate Bias 時に電子の Fermi Potential にはほとんど依存せず、正孔の quasi Fermi potential に強く依存 していることが認められた。したがって、価電子帯近くの準位の多 くは Hole Trap として働き、伝導帯近くの準位は Electron Trap として働いていると結論しうる。ゆえに、表面準位によるしきい電 圧への影響は、Hole Trap として働く表面準位電荷 Qss(P) と、 Electron Trap として働く表面準位電荷 Qss(N) に分けて考える必 要がある。すなわち、表面準位によるしきい電圧への寄与分 Vssは、

と表わす必要がある。

通常式 (4.5) の第二項は小さく, 無視しうる場合が多い。

4.2 飽和電圧

飽和点に関しても、しきい電圧と同様に 図 4.1 のように考える。 すなわち、図 4.1 の状態では Drain 近傍において、正孔はほとん ど存在しない状態であることからして、この仮定が良い近似を与え るものと思われる。

飽和点を求める方法として, Channel 電位対, Gate 電圧, およ び Drain 電圧特性より求める方法が考えられるが, Gate 電圧特性 に対しては飽和が悪く, Drain 電圧特性に対しては, 図 4.2 に示 すように, 三極管領域においても Channel 中の電位分布は直線には ならない。またこの図からわかるように Drain 近傍の Channel 電 位測定端子を用いるほうが精度が上がることがわかる。

飽和電圧への表面準位の寄与分 Vss は

$$V_{SS} = \frac{1}{C_{ox}} \int_{0}^{Y_{0}} Q_{SS}(P) d\phi + \frac{1}{C_{ox}} \int_{0}^{Y_{0} + \beta(V_{a} + V_{D})} Q_{SS}(N) d\phi \dots (4.6)$$

で表わされる。

さらに、いわゆる Simple Theory $[V_G - V_{th}(V_{BG}=0) = V_D]$ との 差は ΔV_{th} で表現でき、

で表わされ、 ΔV_{th} が零に近いときは Simple Theory で近似しうる。 すなわち、基板の不純物濃度が小さなとき、または Drain 電圧に比 べて、Back Gate Bias が相当に大なるときには、 Drain 電圧によ る空乏層中の電荷量の変化が小さいことを意味している。

MOS Tr であると同時に Gate Controlled Diode として, 動作 する試料で, MOS Tr のしきい電圧, 飽和点と C-V 特性を測定 した結果, 次の結論が得られる。

(1) MOS Tr のしきい電圧における, Source 近傍での基板表 面での Band の曲りは, $Y_0=2\log\lambda$ で表わされ, Back Gate Bias が印加されても、しきい電圧時の Source 近傍での基板表面での正 孔の_quasi Fermi potential からの Band の曲りは変化しない。

(2) MOS Tr の Drain 近傍の基板表面での正孔の quasi Fermi potential からの Band の曲りが、しきい電圧時の Source 近傍 の基板表面での正孔の quasi Fermi potential からの Band の曲り に等しいときに飽和点を与える。

(3) 価電子帯近くに存在する表面準位の大部分は,正孔の quasisi Fermi potential によって大きく影響され,電子の quasi Fermi potential による影響は小さい。
 (昭和45-3-9受付)
 (昭和45-3-9受付)

- (1) S. R. Hofstein and F. P. Heiman : Proc. IEEE, 51, 1,190 (1963)
- (2) H. C. Pao and C. T. Sah : Solid State Electronics, 9, 927
 (1966)
- (3) A. S. Grove and D. J. Fitzgerald : Solid State Electronics, 9, 783 (1966)
- (4) C. G. B. Garret and W. H. Brattain : Phys. Rev., 99, 376 (1955)
- (5) 河津,安岡:トランジスタ研究会,SSD 69-24(昭44-09)

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

リン拡散によるシリコンの格子欠陥発生

行本 善則*·中村 源四郎*

UDC 548. 4 : 548. 526 : 546. 28

Generation Mechanism of Dislocations in Silicon Induced by Phosphorous Diffusion

Kitaitami Works Yoshinori YUKIMOTO · Genshiro NAKAMURA

The difect structure introduced into the surface layers of silicon crystals by phosphorous diffusion has been studied by transmission electron microscopy. The diffusion condition being varied—such as the temperature, time and the contents of diffusant supplied from PH₃, POCl₃ or P_2O_5 sources changed—, two kinds of precipitates have been observed near the specimen surface. The precipitates were in the form of thin platelets when diffused at below 900°C while in the form of small particle like structure at above 950°C. The former has the nature of interstitial type, whereas the latter consist of both types of defect structures of interstitial and of vacancy. After heat treatment at near 800°C, they were converted into dislocation loops. Further heat treatment enlarged the loops and caused interaction among adjacent loops. Finally dislocation networkes were observed. The nature and distribution of the networks were investigated inside and near the surface layer of the diffused sample.

The mechanism of dislocation generation is considered to be a general one in the case of phosphorous diffusion into silicon. This mechanism is not explained by the Prussin's model for dislocation and considered a new one applicable to the explanation of the phenomena in question as long as precipitates are formed.

1. まえがき

近年半導体工業の発展はめざましい。生産量の飛躍的な増大はも とより,技術的にも高周波化・高出力化・高電圧化とともに超微細 化への進歩も著るしい。半導体素子の生産における拡散工程の占め る役割は依然として大きく,技術的な開発・改良に日夜進歩の跡が うかがわれる。

拡散工程における問題点は大別して次の二つがある。一つは量産 性を確保するための不純物拡散の一様化,工程の簡単化をめざして いること。他は結晶中に不純物を導入したとき結晶中に発生する欠 陥が素子特性へおよぼす影響を追求することである。

不純物の拡散による欠陥発生については、化学腐食法⁽¹⁾⁽²⁾, X線 回折顕微法⁽³⁾および電子顕微鏡⁽¹⁾⁽³⁾による観察結果が数多く報告さ れている。転位発生原因としては基板結晶を構成する原子と導入さ れた不純物の結合半径の差によって応力が発生し、限界値を越える ような濃度こう配が存在すると転位を発生してひずみを緩和すると 考えられている。

転位線以外にも種々な構造・組成の析出物の存在が確認されてお り、これらは電気的に測定された不純物濃度よりも多く不純物が存 在する領域において観察されている。

これら不純物の拡散によって生じた欠陥は、それ以後の拡散の異 常現象(エミッタ 押出し効果)を引き起こすとか⁽⁶⁾、重金属等の析出 核として働くなど素子製作上も好ましくなく、また電気的特性へも 悪影響をおよぼすと考えられている⁽⁷⁾。

われわれは不純物の拡散によって導入された欠陥の影響を調べる 第一段階として、欠陥の発生過程、特に リン 拡散における析出物と 転位網との関係を明らかにしたので報告する。 リン 拡散においては、 不純物は シリコン 基板とその酸化膜との界面近傍に非常に高 濃度 で 存在し、しばしば析出物が生成されるが、この析出物がその後の拡 散過程で転位 ループ から転位網へと発達するのが観察された⁽¹⁶⁾。析 出物の存在が転位網の生成の原因となっているという観察結果はま だ報告がなく,従来の転位発生機構からは考えられなかった新機構 である。ここでは観察された析出物の構造,および性質とその後の 熱処理による変化を電子顕微鏡観察によって追跡した結果を報告し, この過程の起きる要因を考察してみた。

2. 拡散による欠陥発生の報告概要

不純物を高濃度に拡散すると、拡散層内に多いときは 10⁶~10⁷/ cm²の密度の転位線や析出物等の欠陥が観察される。転位の発生原 因として、シリコンと不純物原子の共有結合半径の差に寄因したひず みが拡散層内に生じ、そのひずみを緩和するために転位発生が起き ると考えられている。 Prussin⁽⁸⁾ は拡散による不純物の濃度分 布 C(y)に対応して、シリコン結晶内では次式で与えられる応力が発生 することを示した。

x, z は試料平面内にとった直交座標で、y は試料面に垂直な方向 で中央から両端面へはかる。したがって2a は試料の厚さを与える。 β は シリコン と不純物原子の 1 + 2 半径の差を示す量, E は + 2 - 2 率, y は $\pi - 2 - 2 - 2$ 化 $\pi - 2 - 2 - 2$

不純物の濃度が限界値を越すと転位線を発生させて応力緩和が起きる。この限界濃度として Czaja⁽¹⁾ は y_{2} 拡散を 1050°C で行なった場合について検討し、 $N \operatorname{crit}=4.11 \times 10^{20} \operatorname{cm}^{-3}$ を得た。その温度での実験値は計算よりやや小さく、 $2.0 \times 10^{20} \operatorname{cm}^{-3} < N_{S} < 2.5 \times 10^{20} \operatorname{cm}^{-3}$ であった。

拡散層内で観察される転位密度は、 α を転位線の Burgers $\langle \gamma \rangle_{h}$ の x, x 成分とするとき

$$\rho = (\beta/\alpha) (\partial c/\partial y) \cdots (2.2)$$

で与えられる。

式 (2.2) からわかるように転位密度は不純物濃度とう配に比例し

て増加することが予想され、実験的にも確認されている。この機構 によって発生したと思われる転位線は、 図4.1に みられるように 多数の 60°で交差する表面に平行な Burgers ベクトル をもつ 60° 転位 や、刃状転位およびその相互作用によって生じたものである。

リンの拡散においては、図4.1 に見られるような転位線のほかに 転位網や析出物が電子顕微鏡やX線回折顕微法によって観察され ている。電子顕微鏡による観察では、特にその高倍率のゆえに密度 の高い微小析出物や転位網の検出、解析に威力を発揮する。

リンの析出物は、 拡散層の表面近傍において電気的測定から求め た濃度よりも多くの リン 原子の存在が放射化分析から明 らか に さ れ(3)、 また シート 抵抗より求めた不純物分布は理想的な拡散分布曲 線から大きくずれていることから、平衡濃度以上のリンが表面近傍 に蓄積された結果とみられる⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。電子顕微鏡観察の結果次のと とが明らかにされた。析出物には Plate 状, 棒状, 微小点欠陥と構 造的にも多岐にわたり、その組成も シリコン 結晶格子と非整合(原子 面の不一致がある)な SiP 化合物や,部分的に整合な リンまたは リ っと シリコンの結合体の存在が確認されている。 これらはいずれも シリコン 結晶格子に圧縮性の応力をもたらすので、不純物拡散による 応力の緩和に役立っている。一方微小析出物は点状あるいは二重円 弧状の像として観察され、 シリコン 結晶格子に圧縮性のひずみをもた らすものが大部分であるが、引張性のひずみを与えるものの存在 も報告されている。この析出物はシリコン結晶格子と整合で、その 応力場と像の解析からひずみの大きさを求める試みもな されてい Z (11)(12)(13)

最近,深い拡散においてもかなり結晶内部に J₂の析出物と思わ れる二重円弧状の像と円板状の像を示す欠陥が X 線回折顕微法で 観察された。その大きさは電子顕微鏡写真で観察されたものに比べ て非常に大きい⁽¹⁴⁾。また比較的低温での拡散で,析出物から〈110〉 の三方向に星状に転位群が走った構造の欠陥が報告された⁽¹⁵⁾。

3. 実験方法

リッ 拡散の実験に使用した シリコン 結晶は、 引上法による ボロッ 添 加の $\langle 111 \rangle$ および $\langle 100 \rangle$ 方向に引上げた単結晶を引上軸に、垂直に 切り出した $j_{r,N-}$ で厚みは約 300μ で両面化学研磨により鏡面にし て拡散を行なった。比抵抗は 3 Ω cm から 50 Ω cm の範囲で欠陥発 生に差はみられなかった。

リ₂の拡散源として $7_{7,2}$ L₂ (PH₃), $1_{7,2}$ 塩化 $1_{2,0}$ (PO Cl₃) およ び五酸化 $1_{2,0}$ (P₂O₅)を使用した。拡散温度は, 900°C から 1,150°C, 時間は 20 分から 6 時間の間で変化させ,拡散層の深さを 0.6 μ から 23 μ まで変化したときの欠陥発生の違いも検討した。

拡散層の表面濃度は、四端子法による \overline{v} -ト抵抗の測定と拡散層 の深さから不純物分布が理想的な erfc 分布をするものと仮定して 計算された Irvin の結果を利用して求めた。今回の実験では、特別 な例を除いてほとんどすべての試料で電気的に活性な不純物が飽和 を示す濃度、すなわち $Cs \gtrsim 10^{21}$ cm⁻³ であった。

拡散後 800°C と 850°C で 30 分から 24 時間の熱処理を加えて, 拡散により発生した欠陥の変化を追跡した。

欠陥の観察は主として電子顕微鏡により行なったが、必要に応じ て X 線観察により確認した。電子顕微鏡試料は拡散によって 生 じ た酸化膜を フッ>酸で除去後裏面から フッ>酸, 硝酸系の腐食液で シリ フレ を薄く (5,000~6,000 Å) して用いた。また表面層を段階的に落 した試料も欠陥分布を知るために用いた⁽¹⁹⁾。



図 4.1 リン 拡散により発生した欠陥の X 線観察 X-ray observation of defects in silicon induced by phosphorous diffusion.



図 4.2(a) 二重円弧状像を示す微小欠陥, 密度約10¹¹/cm², (図中の マークは1µの長さを示す) Small particle-like defects showing double arc images with density of about 10¹¹/cm². Mark in the figure represents the length of 1 µ.



図 4.2(b) 二重円弧状像を示す微小欠陥, 密度 9×10⁸/cm² Small particle-like defects showing double arc images with density of about 9×10⁸/cm².

4. 析出物の観察

リンの高濃度拡散においては通常図4.1 にみられるような多数 の転位線の集合が観察されるが、電子顕微鏡写真では図5.5 aの ごとき転位網として観察されることが多い。これは観察するときの 倍率にもよるが、電子顕微鏡観察では10⁶ cm⁻²以上の密度で存在 する析出物、転位線の観察に適している。図4.1 での長い転位線 は観察されることが少なく、一様に黒い部分を細かくみると図5.5 aのような転位網が観察されるというのが一般的現象である。

リンの高濃度拡散において、しばしば観察される欠陥として図 4.2 に示すような点状の微小欠陥がある。この微小欠陥は、電気的 測定からはすでに不純物濃度の飽和を示すような濃度領域において 不純物供給量の多少に応じて密度が変化する。 図 4.2(a)は PH₃ を拡散源として 1,100°C, 20分の拡散(拡散深さ $x_j \approx 2\mu$)を行なっ た試料内で観察されたものであり、 10^{10} cm⁻²の欠陥密度で点在し ている。図 4.2(b)は P₂O₅ を拡散源としてやや深い拡散(1,100°C, 6 時間, $x_j \approx 20\mu$)を行なった試料の観察結果で約 10^9 cm⁻²の密度 である。

図4.2で観察されるような微小な欠陥の場合,その構造が球状 対称応力場をもつ析出物か転位 μ-プかの区別が困難である。なぜ



図 4.3(a) シリコン 基板の 〈110〉 方向に伸びている plate 状析出物 Plate-like precipitates extending along 〈110〉 direction in the silicon matrix.



図 4.3(b) 転位網と共存する plate 状析出物の集合 An aggregate of plate-like precipitates coexisting with dislocation networks.

なら球状対称応力場をもつ析出物は、Ashby と Brown の解析⁽¹⁷⁾ に従えば二重円弧状の像を示し、また転位 ループも Burgers ベクトル の向きによって、また作用逆格子 ベクトル が幾つかあるとき二重円弧 状像を示すことが知られている。ここで観察される析出物は、リッ 濃度が異常に高く検出されている領域で観察されることと、不純物 供給量に応じて密度が増大することから リッの析出物であると思わ れる。

微小欠陥の暗視野像中での像の非対称性の解析によって⁽¹⁷⁾, シリ コン格子に圧縮性 (interstitial type) および拡張性 (vacancy type) の応力を与える2種類の状態で存在することが判明した。 Jaccodine⁽¹³⁾ は、やはり同じような微小欠陥を観察し、おもに圧縮性応力 をもたらす欠陥を確認している。

格子に応力場をもたらすために二重円弧状の像が観察されるので あるが、このことはシリコン格子面と析出物の格子面が一対一の対応 がつけられ、わずかに格子面間隔が異なることを示している。この ような析出物を整合形 (coherent) という。

一方比較的に リッ 拡散の温度が低く不純物供給量が多いときに, 図 4.3 にみられるような析出物が存在する。この析出物は Levine ら⁽¹²⁾の報告と一致し, 〈110〉方向に伸び, シリコン 中に数百 Å くい こんで生成している。この析出物は フッ酸で溶けるため表面酸化膜 除去のときに溶け去り白く透き通ってみえている。このような析出



図 4.3(c) 微小欠陥も存在することを示す図 4.3(b) の一部拡大図 A magnified view of Fig. 4.3(b) showing small

particle-like defects.



図 4.3(d) Plate 状析出物の集合 Aggregates of plate-like defects without small particle-like defects

物は、一部分に集中して存在する図4.3(b) や図4.3(d)の場合 もよく観察され、図4.3(b)を一部拡大した図4.3(c)から明ら かなように前に述べた微小欠陥が共存している。Levine らは析出 物の周辺に多数の転位網を観察しているが、図4.3(d)のように析 出物だけが円板状に集中して観察される場合もある。これらの観察 は シリコンの最表面近傍で行なった。

この Plate 状析出物も シリコン 格子を圧縮する応力を生じており, リン 拡散に伴う応力の緩和に役立っている。

5. 熱処理による変化

前節で示した微小欠陥 (図 4. 2) や Plate 状析出物 (図 4. 3) は さらに熱処理を加えると転位 μ -- うが生成し, さらに熱処理を行な うと転位網へと発達することが判明した。 転位 μ - う形成過程や転 位 μ - うの相互作用により転位網が形成される過程を追跡した結果 を述べる。

まず試料表面が(111)の場合について述べる。

図 5.1 は微小欠陥が観察された図 4.2 の試料に隣り合う部分を 800°C, 40 分窒素 π_3 中で熱処理した試料に観察された転位 μ -プを 示す。 種々の大きさ,形をもつ転位 μ -プが観察されるが,大きさ 密度は熱処理前の微小欠陥濃度に関係があり,図 4.2(b)のように 密度が小さい試料では図 5.1(b) にみられるように転位 μ -プも小 さくまた密度も小さい。 転位 μ -プが観察される試料では,微小欠 陥は観察されない。

図 5. 1(a)の転位 μ -j は 1,000~2,000 Å の大きさで、だ円形で あることから表面から傾斜した面内にはいっていると思われる。だ 円の長径方向は $\langle 211 \rangle$ のものが多い。 μ -j がその面内では円形とし て図 5. 1(a)にみられる長径・短径比をもつ投影像を示すとき、幾 何学的考察から転位 μ -jは $\{311\}$ 面内にあることがわかる。長径が $\langle 110 \rangle$ 方向の転位 μ -j も観察され $\{111\}$ 面内にあることがわかった。

種々な逆格子 ベクトル に対応した two beam 条件下の転位 ループの コントラストの変動から,前者の転位 ループは表面に平行な Burgers ベク トル b= $\frac{a}{2}$ <110>をもつ完全転位ループで,後者は表面に平行な Burgers ベクトル をもつものと膜面に傾いた $\frac{a}{2}$ [110] 等をもつものがあること がわかった。図 5.1(c)中に Burgers ベクトルの方向を記入してお く。実線は表面に平行な ベクトル,破線は傾斜した ベクトル を表わす。



図 5.1(a) 微小欠陥を含む試料の 800℃ での熱処理による 転位 ループ

Dislocation loops observed in heat treated specimen at 800°C containing $10^{11}\ m^{-2}$ small defects.



図 5.1(b) 微小欠陥密度が小さい試料の熱処理による転位 ループ Dislocation loops observed in heat treated sample with small density of particle-like defects.



図 5.1(c) 図 5.1(a) に対応した暗視野像, 実線は膜面に平 行な Burgers ベクトル 破線は傾いた Burgers ベクトル を もつ ループを示す

Dark field image corresponding to Fig. 5.1 (a), Solid arrows indicate the loops having burgers vector parallel to specimen surface and dotted arrows correspond to the loops having inclined burgers vector.



図 5.2 転位ループの相互作用 Dislocation loop interaction observed after heat treatment.

図 5.1(c)は暗視野像である。これら転位 ループも Bragg 条件からのずれによる size 変化を知る方法から interstitial 形および vacancy 形の両方が確認された。



図 5.3(a) Plate 状析出物から熱処理により形成された転 位 ループ Dislocation loops generated from plate-like precipitates by heat treatment.



図 5.4(a) 微小欠陥が熱処理後に発達した転位網 Dislocation networks generated from small particle-like precipitates after heat treatment.



図 5.4(c) 結晶内部で観察された転位網 Dislocation networks observed in silicon crystal.

転位 ループ はさらに熱処理を加えると拡大し、隣り合った転位 ルー プと相互作用を起こし、転位 ループの一部が消えたり新しい節を形 成したりする。図 5.2 は このような相互作用が起きている試料で



図 5.3(b) 微小欠陥と Plate 状析出物から生成した転位 ループ Dislocation loops generated from small particle-like defects and plate-like precipitates.



図 5.4(b) 転位網の一部拡大図 A magnified view of Fig. 5.4(a) showing slanted dislocation at images.



図 5.4(d) 結晶のさらに深いところの弧立転位線 Isolated dislocation observed in the further depth of crystal.

の観察結果の一例である。

図4.3に示される plate 状の析目物も850°C,1時間の熱処理で 図5.3にみられるような欠陥構造となる。図5.3(a)では転位 ν - ゔが析出物集団があったと思われるところに対応して観察される が、図5.3(b)では転位 ν --ゔは線状欠陥のような像で観察される。 また後者は微小欠陥を伴っていた試料で、微小欠陥の存在していた 領域には点在する転位 ν --ゔが観察される。

さらに熱処理を続行すると転位 u-jの相互作用により生じたと 思われる転位網が観察された。 図 5.4 は 微小欠陥を 含む 試料 を 850°C で 24 時間熱処理したときに観察されたものである。 転位網 の形成がみられるが 図 5.4(b)の拡大図からわかるように, 転位 線は表面から傾斜した部分もあることが転位線のしま(編)状 コントラ ストからわかる。 表面から内部に入ると傾斜した部分は少なく, さ らに深いところでは <211>方向に伸びた刃状転位線が存在している のが図 5.4(c)および図 5.4(d)から認められる。

表面に近いところでの転位線分布のようすを調べたのが $\boxtimes 5.5$ の一連の写真である。(a)→(c)へいくにしたがい試料の薄い,し たがって表面に近い領域を観察している。最表面では転位線は表面 に垂直に外に抜け出していることがわかる。 (001) 面試料に発生した微小欠陥は,(111) 面試料と同様 800°C での熱処理によって転位 μ -ゔから転位網へと発達してゆくのが 確 認された。図 5.6(a)は転位 μ -ゔ像,図 5.6(b)は転位網の観察 された像を示す。 μ -ゔ内には積層欠陥はなく,長径の方向が <110> 方向を向いていることより傾いた {111} 面内に入っていることがわ かる。Burgers ベットル は表面に平行である。図 5.6(b)は転位 μ -ゔ を含むと思われる試料を 800°C,24時間熱処理したときの状態を示 している。これらの格子状の転位網はほとんど表面に平行な <110> 転位線で構成され,Burgers ベットルが表面に平行な純刃状転位である。 <100> 方向に走る転位線の中には表面から傾いた $b = \frac{a}{2}$ <110> 転位 線も観察される。Washburn ら⁽³⁾は、この <100> 方向に走る転位線 を観察しており,試料表面から異なった深さにある <110> 方向の刃 状転位線の格子の形成は <100> 方向転位線の {111} 面内のすべりに よって成就されたと述べている。

最後に転位 ループと不純物の相互作用を示す観察結果を述べる。 図 5.7 は リンの拡散後金の拡散を行なっ試料を観察したもので、 今まで述べてきた転位 ループに加えて微小析出物や転位 ループ内に積 層欠陥が入ったものがあらわれる。 金が ループ内に析出したものや 単独 リン 原子と結合した AnP 化合物を形成したためと思われる。



図 5.5(a) 一般に観察される転位網 Dislocation networks observed in phosphorous diffused sample.



図 5.5(b) 顕微鏡試料の薄いところで観察される転位網 Dislocation networks observed in thinned sample for electron microscopy.



図 5.5(c) シレフレの最表面での転位線 Dislocations observed in top most surface of diffused sample.



図 5.6(a) (001) 面 試料の 転位 ν - プ Dislocation loops observed after heat treatment in (001) specimen.



図 5.6(b) (001) 面 試 料 の 転 位 網 Dislocation networks observed in (001) specimen.



図 5.7 リン 拡散後金拡散を行なった試料中の転位 ループ と析出物

Dislocation loops and small dot-like precipitates observed in the sample after phosphorous and gold diffusion.

6. 考 察

通常の熱拡散における deposition といわれる拡散において生成した Si-P-O 系酸化物の組成は Kooi⁽⁰⁾ によって詳細に調べられた。酸化膜中の リッ 濃度はある程度拡散条件,たとえば不純物源の流量 とか冷却速度等によって異なってくる。温度により リッの シリコンと酸化膜間の分配係数が変化するため,シリコン 表面層の リッ 濃度は変化するが,電気的活性な リッ 濃度は 1,000°C から 1,200°C の範囲であまり変わらないため,不活性 リッ 原子の量が増加することになる。

酸化腹と シリコン の界面に生成した不活性な リン は種々の形態をも つ析出物を形成し、その後の拡散工程において局在 リン 原子源、あ るいは欠陥発生源となる。界面での析出物として現在までに報告さ れているのは非整合形の SiP 化合物と整合形の微 小欠 陥 お よび plate 状析出物に大別される。Joshi ら⁽¹⁸⁾は シリコン 格子が引張性の (ε <0) plate 状析出物を観察しているが、Levine ら⁽¹²⁾ は格子圧縮 性 (ε >0) の plate 状析出物を観察し、それらは斜方晶系に属し、

SiP よりは小さい単位胞をもつと報告している。 われわれの plate 状析出物は Levine らの結果とよく一致する。

一方徴小欠陥について Jaccodine ら⁽¹³⁾は、その大部分が $\varepsilon>0$ を示す析出物であると報告しているが、われわれの観察では $\varepsilon>0$ と $\varepsilon<0$ が混在している。

このようにみてくると リッ原子が過剰に シリコッ結晶中に導入された結果生じる析出物はいろいろな形,構造をもつことがわかる。 リッ原子は シリコッ原子と置換すると格子を拡張する ($\epsilon < 0$) ひずみをもたらすが,この集合は $\epsilon < 0$ の析出物であろう。SiP 化合物 やplate 状析出物はさらに強く凝縮して $\epsilon > 0$ となるが,拡散によるひずみを緩和に役立つため安定に存在するのであろう。

さてわれわれの実験における熱処理による転位 ループの生成, 転 位 ループの転位網への発達過程について考察してみよう。を>0 の析 出物の界面では周囲格子を圧縮しているため空孔の吸収源であり, 近辺では空孔が不足している。さらに拡大するには空孔の供給源が なければならない。空孔供給源としては

(1) ε<0 の析出物の発達過程は空孔放出を伴う。

(2) アクセプタ として働く空孔は n 形 シリコン において多く, また 空孔と イオン 化した リン 原子の電気的引力は空孔濃度を増加させて (3) 空孔の供給は転位の上昇運動によって行なわれている。これらの空孔の供給をうけながら析出物中に貯えられていた応力は, 熱処理によってこの応力を緩和するように転位 ループを形成する。 それらは応力のあるかぎり拡大し, 隣り合った転位 ループと結合し て節を作り転位網へと発達する。析出物中の リッ 原子も拡散して均 ーに分布するようになる。

7. む す び

リン 拡散において シリコン 表面近傍で電気的に不活性な リン 原子の 存在が確認され,またそれが表面比抵抗分布の異常の原因とみられ ていた。この領域の電子顕微鏡観察から転位網や各種の形態をもつ 析出物の存在が報告されていた。この領域での転位発生機構は,従 来拡散において正しい モデル とされてきた Prussin の 解析では説明 できなかった。

われわれは拡散条件の検討により、不活性な リン 原子は比較的低 温で plate 状析出物を形成し、また高温での拡散で球状対称に近い 応力場を伴う微小欠陥となることを突きとめた。後者には シリコン格 子を圧縮する性質のものと拡張する性質の両方が混在している。

これらの リッ 析出物は 800°C 程度の熱処理によって転位 ループか らさらに転位網へと変化する。この現象は従来 リッ 拡散において観 察されていた転位網の形成機構と考えられる。

高濃度 リン 拡散試料の転位分布測定から従来報告された三次元的 転位網の大部分は、これら析出物から発達したものと考えられる。

微小欠陥, 転位 ループは金等の優先析出核として作用するために 電気的特性劣化の一原因となっているものと考えられる。(昭和45-3-10受付)

参 考 文 献

- (1) W. Czaja : J. appl. Phys., 32, 1,776 (1961)
- (2) R. A. McDonald, G. G. Ehlenberger and J. A. Hoffman : Solid State Electronics, 9, 807 (1966)
- (3) G. H. Schwuttke and H. J. Queisser : J. appl. Phys., 33, 1,540 (1962)
- (4) E. Levine, J. Washburn and G. Thomas : J. appl. Phys., 38, 81 (1967)
- (5) J. Washburn, G. Thomas and H. J. Queisser : J. appl. Phys., 35, 1,905 (1964)
- (6) K. H. Nicholas : Solid State Electronics, 9, 35 (1966)
- (7) E. D. Wolley and R. Sticker : J. Electrochem. Soc., 114, 1,287 (1967)
- (8) S. Prussin : J. appl. Phys., 32, 1,876 (1961)
- (9) E. Kooi : J. Electrochem. Soc., 111, 1,383 (1964)
- (10) E. Tannenbaum : Solid State Electronics, 2, 123 (1961)
- (11) C. G. Beck and R. Sticker : J. appl. Phys., 37, 4,683 (1966)
- (12) E. Levine, J. Washburn and G. Thomas : J. appl. Phys., 38, 87 (1967)
- (13) R. J. Jaccodine : J. appl. Phys., 39, 3,105 (1968)
- (14) Y. Yukimoto : Japan, J. appl. Phys., 8, 568 (1969)
- (15) 新田, 高野, 牧:半導体・トランジスタ研究会, 昭44年8月15日
- (16) 行本,中村,鍋谷:応物学会,昭44 年秋季分科会講演
- (17) M. F. Ashby and L. M. Brown : Phil. Mag. 8, 1,083 (1963)
- (18) M. L. Joshi : J. Electrochem. Soc., 113, 45 (1966)
- (19) M. Ishii and G. Nakamura : Mitsubishi Denki Laboratory Reports, 8, 125 (1967)

UDC 621. 38. 049. 7-181. 4 : 621. 375

高出力モノリシック Ю

中野隆生*·早水弘一** 堀場康孝***

High Power Monolithic IC

Kitaitami Works Takao NAKANO • Kôichi HAYAMIZU Consumer Products Research Laboratory Yasutaka HORIBA

There are two methods in enlarging the output of IC. One is to aim at the maximum output by covering the drawback and constructing the circuit with IC at its first consideration. The other is to give a priority to the system, to set up clearly a circuit replaceable and to try to match the system with other part as a black box system. The former is acceptable in industrial apparatus and military apparatus having margines to compose the system with the IC as a main element. But it is hardly applicable to consumer apparatus which has little superfluity in the circuit composition.

Mitsubishi M 5102 is the first high output IC in this country in which the upper limit of technique is aimed at for the present based on the latter. This article describes the design steps and problems in the development.

1. まえがき

高出力半導体 IC としては低周波電力増幅回路,定電圧制御回路, 高周波高出力回路用 IC 等があげられるが,国内外を問わず広く市 場に出ているのは音声増幅用 IC である。これはテレビ,ラジオ,テー ブレコーダ という底辺の広い,大きな需要もさることながら,コストの 低減,性能および信頼性の向上,部品数の削減,小形化という IC のもつ メリットがもっともよく受け入れられたからであろう。

音声増幅用 IC としては、1969 年 A 社から発表された実効 18 W の音声増幅器⁽¹⁾を皮切りに、 B 社より 50 W, C 社 より 100 W IC と次々と発表されている⁽²⁾。しかし B 社, C 社, 両 社 の も の は Hybrid approach をとっているため、IC のもつ特長である経済性、 信頼性という メリット が少ない。IC 工業の本質的特長は batch process による大量生産により、 コストの低減、 性能の安定化をはかる ことにあり、この意味で monolithic approach の方が実用上はすぐ れていると考えられる。

monolithic approach をとるにあたっては、高電圧を用いて大出 力をうるか、低電圧で大電流を流して出力をうるかの2とおりの方 法がある。この方式上の問題は対象とする マーケット により使用電源 電圧が制約され

(1) バッテリ・駆動を主体とした1W 級の アンプ

(2) 車載用を対象とした 3~5 W 級の アップ

(3) 家庭用を主体とした1~3W (at 24 V) および 10~50W
 (at 100 V) 級の アンプ

の3方向にまとめられる。高電圧で大出力をうるには、出力を電圧 でかせぐため電流は少なくてすみ、チップサイズを縮小でき、経済的メ リットは大きいが、耐圧への要求がきびしくなり、用途も限定される。 低電圧で大出力をうるには出力を電流でかせぐ必要からチップサイズ が大きくなり、回路効率を良くする必要がある。しかし IC 工業の 根本はあくまで batch process による大量生産にあり、幅広い需要、 マーケットを確保しないと実用的商品価値はない。したがって現状で は(1),(2)が高出力音声増幅用 IC のもっとも適切なマーケットで あるといえる⁽³⁾。このため、われわれはこの見地に立って潜在需要 が大きく、今後ますます進展すると思われる車載用を主体として高 出力 IC を開発した。

低電圧で大出力をうるには,大電流通電を必要とし,このため通 常の IC では遭遇しない技術的諸問題を解決する必要がある。なか でも

(1) 回路構成上は回路効率および温度補償

(2) デバイス 設計上は パワートランジスタ の設計

(3) 実装上は パッケージの選定および放熱

が大きな問題である。 以下 M 5102 の具体化に当たって直面した設 計および製造上の問題について述べる。

2. 回路構成

増幅用 IC の負荷に供給される エネレキー は一般に, その IC に接 続された直流電源からの エネレキー を IC 入力信号によって制御した ものである。したがって, この直流電源からの エネレキー が信号に応 じて変化しないかぎり,電源供給 エネレキー と負荷 エネレキー との差は, これを制御している IC が負担する必要がある。換言すれば, 負荷 とこれを制御する制御素子が直列形の場合,制御素子には電源の一 定電圧から負荷電圧を引いた分が印加されるし, 負荷と制御素子が 並列接続になっている場合には,電流源の一定電流から負荷電流を 引いたものが制御素子に分流することとなり,両方式とも制御素子 の負担は重い。特に後者の場合, 負荷が軽くなるほど制御素子の負 担が重くなるので, 重負荷が継続する特殊な場合以外は使用しにく い。

これより,連続制御方式によって入,出力間に線形関係を持たせ た増幅器の出力制御は前者の方式が唯一のものとなり, 高出力 IC は取りも直さず大消費電力 IC であることを意味する。

このことから非連続制御方式による出力制御が当然検討の対象と なる。その一例は、ディジタル 技術を応用し、 入力信号の A-D 変換 から ディジタル 信号を電力増幅する方式である。この場合、制御素子 の負担は著しく軽減されるが、一方この ディジタル 成分の D-A 変換 に能動素子を利用すれば、結局連続制御方式とまったく類似なもの となるため受動素子による D-A 変換を開発しなければならない。 しかし、受動素子の採用は多大の損失を導入するとともにその取扱 い電力の大きさから大容積となり、 IC 周辺回路の部品として不適 当になる。

他の変換技術も逆変換の テクニック では大同小異で結局,構成の簡 単さと経済性を考え合わせると連続制御、すなわち、通常の線形増 幅の縦続によって高出力をうる方法が順当な方式となる。

従来増幅器の延長線上に高出力 IC を位置づけるとき、特に留意 すべき事項を掲げると、

(1) 増幅器電力効率の可及的向上→(終段構成)

(2) 小信号回路系の高温動作の許容

(3) 熱帰還による信号系じょう乱の除去 (前置増幅器)

(4) 増幅器全体の fail safe 化→(無信号時電流制御回路)

以上4項目は IC の取り扱い電力の拡大とともにその重要性を 増 す。特に第1項は先の考察からも明らかなように、回路技術的に大 幅な向上が望めないため、 IC 製作 プロセス をも加味した IC 全体の 問題として十分配慮せねばならない。

以下,各項目について三菱製高出力 IC,M 5102 を例に具体的検 討を行なう(4)。

2.1 高電力効率化

電力効率を大きく左右する増幅器終段部の構成は、トランジスタ(以 下 Tr と略す)をB級ないし浅い AB級に バイアス した Single End Push Pull 配置が最も現実的である。 この構成は IC の持つ, 小型 軽量,高信頼性という特長を引き出すため OTL, ITL にしなけれ ばならない IC の宿命的なものを具現化するうえからも避けられな いものであり、今日の市場製品はすべてこの構成を使用している。 基本構成を図2.1に示す。

基本回路において、上下の Tr は負荷と直列関係にあるため、負 荷電流は、すなわち Tr 電流である。このため電流的損失はほとん ど無視できるが、電圧損失は大きい。この結果生じる Tr の電力損 失を少なくするには付録に示してあるごとく パラメータ, kを小さく、 かつ安定化する必要がある。

このことは具体的には,

(a) V_{CES}の低減

(b) 電源電圧利用率の向上

(c) 出力端子 バイアス 電位の適正,安定化を意味する。

上記3項目は電源電圧が低いほど,よりきびしく設計されねばな らない性質を持っている。すなわち、電圧と電流の積としての出力 は電圧の低下とともに大電流化を促し、 VcEs の増大をもたらす。 これを軽減するため接合部面積をいたずらに広げることは、 チップ面 積の増大から コストアップを招くためその解決は至難である。 それゆ えに、電源電圧の有効利用は絶対的な条件となる。また正極性・負 極性出力が同時にクリップしはじめるよう、その出力端子電位を設定 し安定化をはからないと電圧の2乗に比例する出力が著しく低下す る。さらにこの電位の変動は、本来等しくあるべき Tr Q1, Q2の消 費電力に不平衡を生じさせる結果,特性劣化・信頼度低下等を招く。

図 2.1 は駆動段をも含めた今日の出力 IC の代表的な回路構成で ある⁽⁵⁾。 クランプダイオード Dc でその バイアス 電流が 設定されている進 コップリメッタリ回路で、1W 前後の出力、あるいは電源電圧を 20 V 以上にして2W以上の出力 IC に使用されている。

この回路に比べると低電圧,高出力 IC の M 5102 (Vcc=13.2 V, $P_0=3$ W) では電力効率を高めるため 種々のくふうがなされている。

まず VCES の低減に対しては,終段素子の駆動電流が十分取れ るよう Q10, Q12 Tr の飽和を避けている。この対策により Q12 の電 力損失はふえるが、 その コレクタ 電位を下げることによ り 微少増加 にとどめている。 回路技術的にこれ以上 VcEs を低減させるの は VcEs が デバイスパラメータ であるだけに困難である。

図2.1の回路において負荷出力に結びつかない回路残留電圧は、 $I_{B3}R_5 + V_{BE3} + V_{BE1} + (V_D + V_{CE4} + V_{BE2}) \not \supset I_{B3}R_5 + V_{BE3} + V_{BE1}$ + $(V_D + V_{BE4} + V_5)$ のどちらか大きいほうである。一方、M 5102 に おいては $V_{CES9} + V_{BE10} + V_{BE11} + (V_{CES13})$ かあるいは $V_D + V_{CES11}$ + VCES13のどちらか大きいほうで決定されるが、両者はほぼ等しい。 このため前者を使って両回路の電源電圧利用度の優劣を考えると, 前3項の和がほぼ等しいため、() 内の比較となる。 これより、 M 5102のほうが1V以上すぐれており、電源電圧13Vの動作にお いて、出力で約20%程度の差が生じる。

出力端子電位の設定は、両回路とも前置増幅器で決定するよう構 成している。また、多量の負帰還によりその安定化を計っているた め安定度に関する弊害は一般に認められていない。



図 2.1 音声増幅 IC の代表的回路構成 Typical circuit schematic of audio power IC.

図 2.2 三菱製 M 5102 の等価回路および外部結線 Circuit schematic and terminal connections of Mitsubishi M 5102.

2.2 高温動作と熱帰還

この問題は前置増幅器に対する種々の制約を意味している。2.1 節において提起されたように高出力が取りも直さず大消費電力とな る制御方式であり、えられる出力が、その方式の高電力化の限界と いう観点から、IC $_{30}$ ブ動作温度の上限は製造 $_{3}$ つセスの許容温度の 限度まで上昇している。これが、今日必要出力を経済的にうるため の一つの必須条件とも言える。このため電力部と同居している前置 増幅器は電力部許容温度まで安定に動作しなければならない。また その温度は一般に 125℃を越える高温となり、この温度変化に追随 する抵抗変化(+0.3 % 1℃)を考慮した前置増幅器の設計が必要と なる。 さらに高出力 IC では電源投入前後の急激な温度上昇にも十 分順応する過渡的動作の安定化をはかる必要がある。

一方,電力部の熱流が前置増幅器に与えるじょう乱の問題がある。 これは出力の増大,高利得化,小 チップ化とともにますます重要性 を増してくる。

以上はいずれも IC の経済性追求上の弊害とも言えるが,一方その経済性を使用可能電源電圧の範囲拡大で救済することは 製作 プロ セス 上の制約により多くは望めない。 しかしその許容された範囲内 においては常に電力部が最適の バイアス 点で動作するよう 制御 する 必要がある。しかも前置増幅器としては, これらの制約を満たしな がらその電気的特性としては高電圧増幅率が要求される。高電圧増 幅率を必要とする理由は二つあり,その1は駆動段,終段が低負荷 インピーダンスの電流増幅器であり,その2は準 コンプリメンタリ 回路の本 質的不整合,および大きな パラメータ 変動から生じる波形ひずみを負 帰還により改善する必要上からである。

以上述べた熱的・電気的諸条件を満たす回路は差動増幅器を用い て構成できる。とくに IC 構造の特長である双対性を活用できる点, (その動作から) 過渡的・ 定常的温度特性が良好である点, さらに 終段からの熱流じょう乱の除去能力の高い点等の特長は他の回路と 置換しがたい。

M 5102 においては, ITL 化のための位相分割回路をこの差動形 前置増幅器に付随させて, IC 出力端子から帰還比1で直流負帰還 がかけられるよう構成している。このため出力端子電位の安定度は 最大傾斜で -0.3 mV/°C であり,高温時においても安定に動作する。 この位相分割回路は、高入力 インピーダンスの エミッタフォロワ 構成にして 前置増幅器の高利得化を可能にする一方,駆動段に対しては電流駆 動の形をとっているため,その無信号時電流制御回路とあいよって クロスオーバ ひずみを大きく減少させている。

2.3 fail safe 化

図2.3はM5102の無信号時電流の電源電圧, 温度依存性を示 したものである。この電圧依存性は回路中の抵抗を流れる ブリーダ電 流によるもので終設 Tr の無信号時電流, Iso は次式からも明らか なようにほとんど変化しない,

$$I_{S0} = \frac{V_{BE8} + I_{B8}R_f}{R_L} + \frac{A_D}{A_8}I_{B8}(h_{FE8} + 1)$$

A は Iミッタ 接合面積, 添字はそれぞれ相当 Tr の パラメータ であ る。無信号電流の温度依存性は Iso, および ブリーダ 電流両者の温度 依存性できめられるが, 両者とも負の温度系数を持っているため高 温まで安定に働くことが図 2.3 からも明らかである。

この負の温度依存性をその制御された レベル 上で実現することが IC 全体の安定度を大きく向上させる。 この 回路方式の具現化が限 界近くで動作する高出力 IC に対して,回路構成上の最も重要な点





である。このため、M 5102 では3石の Tr と電力 ダイオードを用いて 上記回路を構成した。しかもこの ダイオードのそう入により、 Q_{II} が Q_{I3} とほぼ同様な飽和状態まで駆動される一方、 熱的にも両主熱源 に平衡がとれ、小信号系回路に対する熱じょう乱が除去しやすく、 かつ IC パターン上の複雑な問題が解決された。

この増幅系の安全性という観点から従来の回路をながめると IC 的回路構成である反面, チップ内素子の熱結合の限界を考えるとその 限界一杯を使用している感が深い。これは フランプダイオード Dc 群 と Tr の特性が指数関数的であり, 両者の電流の温度的な整合が定常 的にも誤差が大きく, 過渡的にも熱流の伝ばに有限の遅延を伴うこ とを考慮すると容易に理解できる。

3. デバイス設計

低電源電圧で効率よく高出力をうるには、回路構成にもよるが、 デバイス 設計上の問題として

- (1) 最適 エピタキシャル 層 (コレクタ 層)の選定
- (2) 出力 トランジスタ の飽和抵抗の減少
- (3) アルミ 蒸着配線をも含めた寄生抵抗の減少

などがある。特に M 5102 のように車載用を対象としたとき、 電源 電圧をあまり高くとれないので、電流を大きくし出力をかせぐ必要 がある。 このため出力 トランジスタ の設計にあたっては飽和抵抗を減 じ、電流容量を増すように特に注意し、アルミ 蒸着配線、 内部 リード 線、外部 パッケージリード線の抵抗損までをも考慮する必要がある。

3.1 最適エピタキシャル層の選定⁽⁶⁾

IC における トランジスタ は図 3.1 に示す構造をもっている。 コレク $g_{I \equiv vyg}$ 間耐圧, BV_{CE0} は \checkmark -ス コレクタ 接合の コレクタ 層の Avalanche breakdown か \checkmark -ス 層の punch-through 電圧で決まる。 今 \checkmark -ス コレクタ 接合を ステップ と考え,空乏層は コレクタ 層のみに広がるも のと仮定する。 コレクタ 側に広がる空乏層の幅を W とし, コレクタ 層 内での電界分布を式 (3.1) のように仮定する。

- ここで $E_M: (qN_D/\kappa\epsilon_0)W$ 空乏層における最大電界強度
 - N_D : ドナー 濃度
 - q:電荷 1.6×10-19 coul
 - κ:誘電率
 - ϵ₀:比誘電率 8.85×10⁻¹⁴ F/cm



of transistor in IC form.





into consideration of re-diffusion for N⁺ floating collector layer into collector.

したがって破壊電圧 V_B は式 (3.2) で与えられる。 $V_B = (\kappa \epsilon_0/2qN_D) \cdot E^2_{MB}$(3.2)

ここで E_{MB} : breakdown を生じる臨界電界強度

$$V = V_B(W_e/W_0)(2 - W_e/W_0) \dots (3.3)$$

式 (3.2) より特定の エピタキシャル 層の比抵抗に対する V_B が定ま

り, N⁺ 層の再拡散のため式 (3.3) のように厚みに対して耐圧は低 下する。式 (3.3) で耐圧を V_B , 厚みを W_0 で規格化したのが 図 3.2 である。図からもあきらかなとおり, N⁺ 層の再拡散が多いほ ど耐圧は低下してくるので, 所要の耐圧を満足するように N⁺ 層の 再拡散をも考慮して全 エピタキシャル 層の厚みを 選 ぶ 必要 が ある。 M 5102 では エピタキシャル 層比抵抗, $\rho=1\Omega$ cm, 厚み 12 μ に選び, $BV_{CEO} \geq 30$ V (at $I_C = 3$ mA) を得た。

3.2 パワートランジスタの設計

図 3.1 に IC における トランジスタ の断面図および飽和抵抗解析 モ デル 図を示す。通常の トランジスタ と異なり、IC においては PN 接合 分離を用い、基板電位を最低電位にする必要上、表面電極構造をと り、 このため飽和抵抗の増大をまねく。図 2.2 の出力段の デザイン パラメータ を図 3.1 の モデル を用いて以下に解析する⁽¹⁾。

SEPP 回路を理想的に構成したとき、出力 P_0 は式 (3.4) で与えられる。

	$P_0 = (V_{CC} - 2V_{CES})^2 / 8R_L \dots (3.4)$
ててで	Voc: 電源電圧

V_{ces}: 出力 *P*₀ に対応する _{コレクタ} 電流での 出力 トランジス タの飽和電圧

R_L:負荷

負荷抵抗 $R_L=4\Omega$,電源電圧 13.2 V,出力 3 Wとすると式 (3.4) より許容しうる飽和電圧の最大値は 1.7 V である。このとき, 瞬時 最大電流 \hat{I} は式 (3.5) より 1.25 A である。

 $\hat{I} = \hat{E}/R_L \quad \dots \qquad (3.5)$

ここで $\hat{E}: V_{cc}/2 - V_{cES}$ 瞬時最大電圧振幅

したがって出力 トランジスタの最大許容飽和抵抗, R_{s max} は 1.36Ω である。以上より出力 トランジスタ に要求される特性は

 BV_{CBO} 40 V ($I_C = 3 \text{ mA}$), BV_{CEO} 20 V($I_C = 3 \text{ mA}$)

 $I_{C \text{ max}}$ 1.25 A, V_{CES} 1.7 V(V_{CC} =13.2 V, I_{C} =1.25 A)

耐圧上の要求は、 車載用の場合電源電圧が 18 V まで上昇すること が考えられるので、この電源電圧変動に対して安定に働かせるため である。一方出力段に大電流を供給するため、IISups 有効長を求め る。Phillips⁽⁸⁾によれば高注入時、電流増幅率 h_{fe} がその ℓ --ク 値か ら 10 %低下する IISups 電流 I_E は

ここで D_{NB} : $\langle -\lambda \rangle$ における拡散係数

N_B': エミッタ 接合近傍の ベース における不純物濃度

- A_E : III の 面積
- $X_B:$ ベース 厚み

通常の IC 製造工程では $X_B=1\mu$, $D_{NB}=26 \text{ cm}^2/\text{sec}$, $N_B'=1.8 \times 10^{17}/\text{cm}^3$ であり、 $I \equiv v_2$ 幅を 10 μ とすると

 $I_E/L_E = 0.2q D_{NB} N_B'/X_B = 2 \text{ m} A/10 \mu \cdots (3.7)$

上式からピークコレクタ電流を与えるエミッタ有効長が求められる。実際のパワートランジスタの設計にあたっては電流容量を大きくするため、 ダブルベース構造にし大電流の局部集中に伴う, current hogging, 破 壊等を避けるためダブルベースーOverlay トランジスタを4本並列にし同時 に飽和抵抗の減少をはかった。図3.3にパワートランジスタのチップサイ ズに対する飽和抵抗の実測および図3.1に基づく計算値, h_{fe}ピー クを与えるコレクタ電流の実測値を示す。

3.3 寄生抵抗

電力段と前置増幅段が電源あるいは アースライン を通して電気的 に 結合される共通結合は, IC の場合個別部品よりも起きやすい。こ











れは IC の場合, すべての増幅器が 1 パッケージ 内に含まれることと, チップ 上の アルミ 蒸着配線, チップ と パッケージリード を結ぶ ワイヤ および パッケージ の リード 線の抵抗が無視できないためである。特に M 5102 では, 高出力時に大電流が出力段に流れるのでこの効果は顕著であ る。

図 3.4 に大電流通電時における ダイオード 接続 した Tr の 順方向 特性から、 $r_{\rm IV}$: 蒸着配線、内部および外部 J-ド 等の抵抗を分離す るための解析 \overline{t} デル 図および種々の組み合わせによる実測値を示す。 図で Tr A は ダブルベース 構造であり、Tr B は A を $r_{\rm IV}$: 蒸着配線で 並列接続したものである。単体、並列の区別は、TO-5 パッケージに マウント したものを 1 2ニット と考え、並列は外部接続により行なった。 内部 J-ド数は ポンディング パッド-ケース 間の配線を長さは同じにして 1 本、2本の両者を作った。 このとき高注入時における直列抵抗 R_s は、

ここで、 R_J : ダイオ-F 接合抵抗

R_{Al}: アルミ 蒸着配線による抵抗

R_{l(in)}: 内部 リード による抵抗 R_{l(out)}: 外部 リード による抵抗

Kovar (Fe 54 %, Co 17 %, Ni 29 %) を外部 リード にしたとき, $\rho_{kovar} = 49 \mu\Omega cm$ より $\phi = 0.44$ mm, 長さ 2 cm として $R_{l(out)} \simeq$ 0.065Ω となる。内部 リード は金線を用いると $\phi = 25 \mu$, 長さ 1 cm として $R_{l(in)} \simeq 0.5\Omega$ である。アルミ 蒸着配線抵抗は $\rho_S = 0.05\Omega/\Box$ よ り形状を考慮して求められる。以上より図3.4を用いて ダイオード 接続した Tr の接合抵抗を求めると、Tr A で 0.31Ω, Tr B で 0.21 Ω となる。これより R_J , $R_{l(out)}$, $R_{l(in)}$, R_{Al} の比率を求めると、 Tr A で, 内部 リード 2 本の場合、全抵抗値は 0.91Ω であり, R_{Al} 0.44Ω, R_J 0.21Ω, $R_{l(out)}$ 0.135Ω, $R_{l(in)}$ 0.122Ω となり、大電流 を流すとき アルミ 蒸着配線抵抗は接合抵抗そのものより大きい。

3.4 電流容量

大電流を流すためには、アルミ蒸着配線、内部 リード線の電流容量 をも考慮しなければならない。図 3.5 に内部 リード線の長さに対す る Burn out 電流および抵抗値を示す。図から長さ 0.5 cm のとき、 瞬時最大許容電力= $I^2R=0.075$ W となる。アルミ蒸着配線の材質を、 内部 リード線と全く同じと仮定し、熱放散係数も同じと仮定すると、 アルミ蒸着配線の抵抗損失はこの値よりも十分小さくする 必要 が あ る。高出力時の大電流は、出力段 トランジスタの エミツタ コレクタ 部に集 中すると考えられるので、同様の計算を IC パターン 上の出力段 トラン ジスタ について行なうと、0.011 W となる。一方、電源、アース、出力 の内部 リード線は高出力時に大電流が流れるので、 所要の容量をも つように長さおよび径を設定すべきであり、M 5102 では $\phi=50 \mu$, l=0.5 cm 2 本を各端子に用いている。

3.5 PNP トランジスタ

M 5102の回路構成上の特長として,位相分割回路,無信号時電 流制御回路に用いている PNP Tr をあげることができる。IC で用 いられる PNP Tr は通常 ラテラル 構造であり,従来のトランジスタ 理論 に対して,Iミッタ面,コレクタ面の幾何学的形状,寸法,拡散深さな どに関して異なった考察をする必要がある。ラテラル PNP Tr の特性 および解析については,すでに本誌上で発表したので⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾,ここ では M 5102 に用いられた PNP Tr の特性のみをあげるにとどめ る。

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

$$BV_{CEO} \quad 40 \text{ V} (I_C = 1 \text{ mA})$$
$$h_{fe} \quad 10 \text{ V} (I_C = 1 \text{ mA})$$
$$3. 6 \neq \sqrt{2}$$

M 5102 は, 以上 3. 1~3. 5節の基本的考察をへて, 通常の リニ ア IC プロセスを用いて作られた。図 3. 6(a) に基本的 プロセスフローチ ャートを,図 3. 6(b) に パターン 写真を示す。チップサイズは,2.0×1.6 mm² であり,写真からも明らかなとおり,大電流通電を考慮し, 信頼性上からも特性上からも電流の局部集中を避けるため,出力 Tr を対称的に配列している。得られた出力段 Tr の特性は

 $V_{CES} = 1.5 \text{ V} (I_C = 1.25 \text{ A})$

 $I_{c \max}$ =700 mA (h_{fe} 最大より 10 % 減少する I_c) であり, V_{cc} =13.2 V, R_L =4 Ω で P_0 =2.5 W であった。設計値よ りも V_{CES} が小さいにもかかわらず,出力が3W より小さいのは, 回路構成の項で述べたとおり,電源電圧利用率が悪いためである。









4. 熱 設 計

IC,特に高出力 IC では回路設計,デバイス 設計と並んで熱設計は きわめて重要な問題である⁽³⁾⁽¹⁾。

この熱設計を大きく分けると、チップ内の熱的相互干渉の問題とパッケージを含む系の熱放散という二つの問題に集約できる。以下それらについて検討する。

4.1 熱的相互干涉

IC チップの母材である Si の熱伝導率 (0.2 cal/cm. s. ℃) は鉄 よりも大きく、銅、モリブデンとともに熱の良導体である。 このため 電力部の発熱の影響が IC チップ全体に波及する。この影響は高電力 IC になるほど,また大発熱部と至近距離にある素子ほど強いと 言 える。図 4.1 は鉄材質の 10 ピン TO-3 ヘッダ による実測例であり、 *d*~200 μ を境界としてその温度こう配に大きな差異がある。 この ことは主発熱部と密な熱結合を要する、あるいは可避したい素子に 対する IC パターン 上の素子配置に疎・密熱結合の限界が、存在すると 考えられる。一方このことから図 2.1の回路中の ダイオード, Dc 群 と電力 Tr との温度追随性があまりよくないと考えられる。 という のは、距離 d が主発熱部の コレクタ 接合端から測った値である ため, 他の素子はごく近接させ得たとしても 100 μ 程度以上, その電気的 分離のため離れざるを得ないからである。もちろんこう 配 急 変 点 200 μ は ヘッッダ 金属あるいは チッップ 直下の中間金属の熱伝導率で大き く変わるため、どのような方法においても密熱結合が得られないと いうのではない。実験事実では、コバール 片を チップと ヘッダ 間にそう 入しても顕著な差異は認められなかった。また、10 ピン TO-5 につ いてもこの温度こう配急変点はやはり 200 μ 前後であった。

次にこれら定常的熱結合に加えて,電力部の消費電力が時間的に 変化する場合の過渡的熱結合を考えねばならない。発熱量を正弦波 状に変化させ,そのチップ内伝ば特性を見ると,図4.2のようにな る。この特性は発熱部の熱時定数が約1ms内外であることから, ~100 Hz 近傍まではチップ内の熱伝ば特性に左右されていると考え られる。また,その伝ばを一次遅れ系で近似するとその伝ば時定数 を dの関数として図4.3のごとく算出できる。この時定数を使っ て熱帰還に起因する利得の制限,すなわち電力部において発生した 熱流がチップ内を伝ばして前置増幅器にいき,ここで電力部を駆動 する電気信号に変換されるという系を考えると電気系の利得はある 有限値しか取り得ない。その上限は各回路ごとに異なるが,既述し たとおり前置増幅器として差動形を使用すると大幅に向上させられ る。



また, 主発熱部の影響を受けて チップ 全体が高温で動作すること

図 4.1 IC チップ内素子の熱結合(定常値) Heat degeneration characteristics in IC chip (static value).

高出力 モノリシック IC・中野・早水・堀場













になるため,通常の Tr パラメータ,hFE,VBE,Ico のほかにその飽 和抵抗の温度依存性(約+0.8%/°C)も考慮しなければならない。 とくに電力 Tr の VcEs 増大から出力低下が生じる一方, 消費電力 の増大を招くためブレッドボード設計における温度実験は慎重さを要す 3.

4.2 放熱の問題

低熱抵抗の パッケージ に大面積の電力 Tr を用いればその許容消費 電力は明らかに大きくなる。 しかし, IC 用 パッケージ は多 ピン を必 要とするうえ、 IC 化の特長を生かすような小形寸法のものとなる とその開発は容易でない。一方その熱抵抗の下げ方次第で IC 出力, したがってその経済的価値が決まるため現在の電力 IC では大半が 新たに開発した低熱抵抗 パッケージを使用している。

卑近な例では GE 社のように新しい モールドパッケージ の開発によ り 出力を2Wから5Wにひきあげている(12)。

これら パッケージの低熱抵抗を パッケージ それ自身の フイン により得 るか,あるいは外付け放熱片に頼るかは IC 組立ての難易度, 信頼 性, コスト,ユーザ からの要望等を総合して決められるが, 一般的に は プリット 基板等への実装の容易さの点から,ある程度の放熱片は, それ自身で確保している メタルベース 形のものが望ましい(13)。低熱抵 抗化のために用いる他の技術は熱源面積の拡大である。

一例として図 4.4 に TO-3 へッダの場合の熱抵抗の熱源面積依存 性を示す。この面積は IC 構造に基づく高飽和抵抗を考慮して コレク タ 電極をその一部に含むような コレクタ 接合部面積を採用している。 そのため実効接合面積はかなり小さい。 実効接合面積に対する Tr 全占有面積はくし形状のほうが オーバレイ 形よりも小さく, チップ 面積 を有効に,したがって経済的に活用できるため民生用の IC では好 んで使用される。

チ┉ウの約半分を占有する電力部を大きくして低熱抵抗化 を 計 る か, パッケージを変えてそれを達成するかは, パッケージ費用をも織り 込んだ IC の コストを算出してその最適点を求めなければならない。 音声増幅 IC に対するその算出結果は製造技術 レベルの向上に 伴い 高出力側に移行できることを示しているとともに, 現状では 数 W 出力のものがほぼ適当であることを明らかにしている(14)。

5. 応 用

前述のように, 高出力 IC を性能, 経済性, 信頼性の 3 点の総合 力から、個別部品回路と交替できる工業製品にするには個別部品で 構成されている システムの一部分を,他の部分の仕様変更を最小限に とどめ、全体としての性能的劣化をきたさずに、より安価に、より 高い信頼性をもって,そっくり置換できるものであることが望まし い。すなわち, 高出力 IC は置換すべき システム を ブラックボックス とし て抜き出したときの機能、具体的には電源電圧、入力レベル、出力 レペル, 増幅度, 忠実度などを満足し, かつ ブラックボックス の周囲環境, 具体的には周囲温度,電源電圧変動,電源 リップル,外来雑音,許容 スペース などにたえ,特に民生用機器で重要なことは,性能,信頼性, 作業性と差引きした価格的要求を満たすものでなければならない。 工業的、あるいはより現実的には商業的見地から上記の事項を厳密 に吟味すると,実用に供することのできる高出力 IC は, どく限ら れた少数になる。

M 5102 AY について、これらを具体的に考察するため その 代表 的応用回路例として カーステレオ をとり M 5102 AY 使用回路と 個別 部品回路について個々の項目にわたり比較すると 表 5.1 のよう に

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

Ċ

なる。

総じて特性面ではほぼ同等に近く,さらに半導体 IC の持つ高信 頼性と品質の均一性を勘案し,需要の増大によってもたらされる価 格の低下を見込むと,この IC は個別部品を駆逐するに十分な力を 持つと言える。

ただし、IC の持つ性能や、 信頼性の面での メリットを十分に引き 出すためには、個々の IC の回路構造、IC 構造特有の性質に関連し て、適切な注意を払う必要がある。具体的に M 5102 AY を カーステレ オ に応用する場合についてその手法を示す。

5.1 放熱

B 級 SEPP の個別部品回路の出力 トランジスタ1 個に比べ, IC では, 出力 トランジスタ を2 個合むことから当然のことながら発熱は少な く とも2 倍になる。また前述のごとく IC 構造 トランジスタの高飽和抵 抗による発熱の増大がある。すなわち, トランジスタの飽和電圧が電 源電圧に比べて無視し得る程度に電源電圧が高い場合,電力損失の 最大は no clip 最大振幅時の 64 % の振幅において生じ, これ以上 の励振に対しては電力損失が 0 に漸近していくことは周知の事実で あるが, (飽和電圧/無信号時 コレクタ エミッタ間電圧): k が 36 % (100 %—64 %)を越える場合には no clip 最大出力振幅に至るま でに電力損失最大点は存在せず,それ以上の励振に対しても単調に 増加する曲線となることを理論的に容易に導くことができる(図 5.1, 付録参照)。

IC 構造 トランジスタ の出力段で,低電圧の場合には k が増大し, clip level 以上の励振に対する電力損失の低下をあまり期待する こ とができない。さらに,車載用電源は, レギュレータである程度電圧 値が制御されているが, 自動車の走行速度, 負荷状態などで 13 V ±20 %の範囲を上下する。

図 5.1 でこれらを考察すると、IC の電力損失余裕度すなわち放 熱の余裕度を相当広くとっておく必要があることがわかる。M 5102 AY の場合、 個別部品 パワートランジスタ でしばしば行なわれるように シャーシ を放熱 Fin として利用することによりこの問題は容易に解決 できる。

5.2 電源リップル

応用に際しては電源 リップルの抑圧, または リップル に対する感度 を落とすための対策を構ずることが必要である。

車載用電源に含まれる ノイズ は大別すると、比較的低周波(0~3 kHz) の整流 リップル と イグニションノイズ や整流 ダイオードサージ などの高周波 ノイズ (μ s λ -g の λ パイクノイズ) に分かれる。整流 リップル は比較的低周波に属し、RC フィルタ で除去できるが、信号出力電流が大きいため、フィルタ を電源と IC の電源端子間に挿入することができない。したがって、デカプリング 端子を前段に備えている IC が必要である。M 5102 AY では、Q₁、Q₂ の電圧増幅段に対する パイアス を与える端子 4 と r- λ 間に容量 C_a を接続し、 R_1 との デカプリング 作用をさせることができる。

高周波 ノイズ は $R_l C_d$ の デカプリッグ である程度除去できるが、より完全にするためには、 $/ _{u_{\mathcal{T}}}$ と IC の電源端子間に LC $_{\mathcal{T}}$ をそう入する。 (L \simeq /mH, C \simeq 300~500 μ F が実験上適 値 で あった)。

また、上記のような外来性 リップル のほかに、信号出力電流と電源 内部抵抗(*LC* フィルタの*L*の内部抵抗も含む)との積に起因する 信 号 リップル を考えなければならない。 信号 リップル は、単独運転の場 合のひずみ率、ステレオ 運転の場合は チャネルセパレーション にも悪影響し、

表 5.1 カーステレオ における 個別部品回路と M 5102 AY 使用回路との比較

Characteristics of M 5102 AY circuit in comparison with ones of discrete circuit with car stereo.

	Contract and the second of the			
The second se	項 目	条件	個別部品回路	M5102AY使用回路
	電源電圧		13.2 V±30 %	9~16 V
	出 カ	$Vcc=13.2$ V, $RL=4$ Ω	4 W	3 W
		THD=10%		
	電圧增幅率	Po=1 W	\sim 40 dB	37 dB(variable)
	電圧增幅率温度 変化	$P_0=1$ W	3 dB	1 dB
	雑 音 出 力	$VCC=13.2$ V, $RL=4$ Ω	-	-70 dB
		$f=1 \text{ kHz}, P_0=3 \text{ W}$		
	ひずみ感	Ba-1W 出力部	1.5 %	0.5 %
	· · · ·	総合	3 %	2 %
	ひずみ 率10 % 時出力電流	$Vcc=13.2$ V, $RL=4$ Ω	750 m.A.	500 mA
	無信 号 時 電 流	<i>Vcc</i> =13.2 V	<100 mA	40 mA
	電源リップル抑 圧度		$40\mathrm{dB}$	48 dB
	チャネルセパレ ーション		$40\mathrm{dB}$	48 dB
	周囲温度		−20~65°C	-20~75°C
	部 品 点 数	出力部のみ	33	11
	占有面積	出力部のみ	59 cm ² 十出力ト ランジスタ×4	60 cm ²



図 5.1 入力 レベル に対する内部消費電力 (理論曲線) Dissipation power vs. input level (theoretical curve).





Application of M 5102 A to car-stereo.

る。図 5.2 に チャネルセパレーション に対する各容量の効果を示す。

5.3 入出力のカップリング

IC では、電流的にも電圧的にも大きく レベルの異なった、入力、 出力が接近した状態にあるから、出力から入力への帰還は個別部品 回路の場合に比べてはるかに生じやすい。高周波 IC では寄生容量, トランジスタの逆方向特性などが帰還の主原因となるが、 プリント 基板の 銅はく(箔), IC と プリット 基板との結合部に存在する寄生抵抗と出 力電流との積の形態をとる場合が多い。この帰還電圧が正帰還とな れば発振の危険性がある。したがって IC の回路構成,動作の認識 に立ち,外付部品が IC 回路に対して果す役割に応じて,その結合 点を入出力側にふり分けるなど、個別部品回路での パターン 設計とま ったく同様の配慮を怠ってはならない。

5.4 応用具体例

図 5.3は M 5102 AYX 2をカーステレオのドライバ,出力段に応用 した例である。特性は $V_{cc}=13$ V, $R_L=4\Omega$ にし, $P_0=3$ W (THD =10 %), $P_0 = 2.25 \text{ W}(\text{THD} = 2 \%)$, $A_V = 85 \text{ dB}(f = 1 \text{ kHz}, P_0 =$ 1W) である。

> 6. む す び

以上, 高出力 IC を製品化するにあたって具体的に遭遇した 技術 的諸問題について概観した。 IC 工業の根底をなすものが信頼性の 向上, コストの低減, 性能の向上にある以上, M 5102 も高出力 IC の決定版とはいいがたく、今後時代の要請とともにいっそうの改善 がなされる必要があるが、現時点についていえば、適切な出力を標 準的 IC 製造技術を用いて作りうる点で, 高出力 IC に おける一つ の位置を獲得したものと思われる。

終わりに日ごろご教示、ごべんたついただく集積回路部および半 導体研究部各位に深謝いたします。

文 献 者 去

- (1) 小林 : 大出力半導体 IC, 電子材料, 8, (昭44), p. 9~14
- (2) 伝田:高出力 IC の内外の動向, 電子材料, 8, (昭 44), p. 27 ~ 32
- (3) 中野, 早水, 堀場: 高出力 IC の 設計 法, 電子 材料, 8, (昭44), p. 33~39
- (4) 早水, 堀場:3 watts 音声増幅用 IC の回路構成, 半導体ト ランジスタ 研資 SSD-68-15 (昭43-08)
- (5) 藤林, 早水:電力用 IC の現状と問題点, 電気学会 トランジス タ専門委資料,43 (昭43-07)
- (6) 出水,中野:高耐圧 プロセス における分離時間の影響, 信学 会・半導体 トランジスタ 研資,SSD-68-30(昭 43-10)
- (7) 早水,中野, 掘場: 3 watts OTL 音声增幅用 IC 電気四学 会全国大会予稿 1989~1991 (昭43-04)
- (8) A. B. Phillips : Transistor Engineering, McGraw-Hill, New York (1962)
- (9) 大久保,中野: 横形 トランジスタ の電流増幅率,信学会・半導 体 トランジスタ 研資 SSD-67-34(昭 43-01)
- (10) 大久保, 中野, 堀場: IC 用横形 PNP トランジンタ, 三菱電機 技報, 43, (昭44) p. 807~811
- (11) 小沢,三和: ダイオードアレイ による半導体 チップ 温度分布の 解 析,信学会電子回路部品,材料研資,CPM 67-31 (昭 42-09)
- (12) Electronics : IC Audio amplifier puts out 5 watts, Nov. 25, (1968) 111
- (13) 福住, 早水: IC パッケージの熱抵抗, 昭43年通信学会全国大 会, No-815
- (14) 早水:電力用 IC の コストと熱抵抗,昭44 年電気四学会連合 大会, No-1862



B 級 ブッシュプル 増幅器における トランジスタの消費電力の計算

B 級 ゔッシュゔル 増幅用 トランジスタ、 すなわち正弦波の 半 サイクル 期間のみ電力を消費している トランジスタ について、 その電力損失の瞬時最大値 (最大瞬時電力損失),平均最大値 (最大平均電力損夫)の Vorss に対する変化を求める。

いま,簡単化のため付図 1(a) に示すように 2 電源駆動とし, Q_1 , Q_2 は電力損夫という観点からはまったく対称的であるから, 解 析 は Q_1 についてのみ行なう。

 $Q_i \circ v_{CE} \ge i_c o$ 時間的関係を示したのが付図 1 (b), (c) である。

ここで VCE: 瞬時 コレクタ エミッタ 間電圧

ic:瞬時 コレクタ 電流

 $I_P \equiv (V_C - V_{CES})/R_L$

Vc: 無信号時の コレクタ エミッタ 間電圧

- $V_{CES}: I_P$ における コレクタ エミッタ 間飽和電圧 $k \equiv V_{CES}/V_C$
 - m: I_P に対する任意 ビーク 電流の比,ただし クリップ 期間においては クリップ されないとしたときのピ ーク 電流を採用する。

2 nπ: 半波上の クリップ されない期間

上記 パラメータ を用いると、瞬時電力損夫、 P_c は

 $P_C = v_{CE} \cdot i_C$

```
= V_C^2 [1 - m(1-k)\sin\theta] \cdot m(1-k)/R_L \cdot \sin\theta
```

これより 0<k≤0.5 では

```
P_{C \max} = V_C^2 / 4R_L at m \sin \theta = (1-k)^{-1} / 2
k > 0.5 TeV
```

 $P_{C \max} = (V_C^2/R_L)[k(1-k)]$



付図 2 最大平均電力損夫と最大瞬時電力損失の トランジスタ 消費電力計算 モデル Tentative circuit for calculating power dissipation of transistor in push-pull class-B amplifier.

一方,平均電力損夫, $\overline{P_c}$ はmの範囲により次の3 = -Fに分けて扱うことができる。

$$\overline{P}_{C} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{\pi} P_{C} d\theta$$

$$= (V_{C}^{2}/R_{L})(1-k)[m/\pi - m^{2}/4 \cdot (1-k)]$$

$$\overline{P}_{C} \max = V_{C}^{2}/\pi^{2}R_{L} \quad \text{at} \ m = (2/\pi)(1-k)^{-1}$$
(b) $m \ge 1$

$$\overline{P}_{C} = \frac{V_{C}^{2}(1-k)}{\pi R_{L}} \left[m(1-\cos n\pi) - (1-k) \left(\frac{m^{2}n\pi}{2} - \frac{m}{2} \cos n\pi \right) + \frac{\pi}{2}k(1-2n) \right]$$

$$\partial P_C / \partial m > 0$$

 $(a) \quad 0 \leq m \leq 1$

(c) $m = \infty$

録]

 $\overline{P}_C = \overline{P}_C \max = V_C^2 k (1-k)/2R_L$

これらを図にしたのが、付図2で、特に注意を要するのは、最大 平均電力損夫が、 $0.5 \ge k \ge 0.282$ では出力に 0 = 0.5 で最大とき のほうが、非 0 = 0.5 時よりも大きくなり、k = 0.5 で最大となり、 一定入力信号状態では IC の温度上昇とともに電力損失が増加する 傾向にある。

トランジスタの出力制御性をみるため、ηなる パラメータを定義する。

$$\eta = \frac{\underline{2} \overline{x} \overline{x} \overline{x} \overline{k} \overline{k} \underline{k} \underline{k}}{\underline{k}} = \frac{\pi^2 (1-k)^2}{2} \quad 0 \le k \le 0.282$$

このk依存性も付図2に示す。

 $V_{CES}=0$ のときには5となり、許容消費電力1Wのトランジスタ2本で5W出力を取り出せることを意味するが、 V_{CES} の増大とともに低下し、k=0.28では $\eta=2.5$ となり、その出力は1/2となる。

691

UDC 621. 375. 018. 756 : 621. 314. 63. 07 : 546. 28

高速スイッチングサイリスタの高周波応用

岡 久雄*・飯田隆彦** 岩本英雄**・石堂道治**

High Frequency Application of High Speed Switching Thyristors

Kitaitami Works Hisao OKA • Takahiko IIDA Hideo IWAMOTO • Michiharu ISHIDOO

In high frequency application of high power and fast switching thyristors, their gate electrode construction, transient on-state characteristics and changes of thermal resistance come to pose problems. It has been made successful in measuring these transient characteristics and expressing the results with numerical formulas. And further the high frequency current rating and the power dissipation have been made available with electronic computers regarding sinusoidal wave current and rectangular wave current. On the other hand actual measurement was made on the temperature rise and power dissipation by flowing high frequency current in specimens, and comparison was made between the measured values and calculated ones to prove relative coincident between them. However, further study is needed on the problem of thyristor transient characteristics and transient heat conduction.

1. まえがき

電力用 サイリスタ の最近の進歩には目ざましいものがあり,その応 用は サイリスタ 静止 レオナード にとどまらず,各種 インバータ,チョッパへ と飛躍的に拡大している。すなわち,大電力用 サイリスタ の製造技術 ならびに特性が安定し,サイリスタ の高い信頼性と サイリスタ 装置のす ぐれた特長が,フィールド で実証されるにつれ,サイリスタ を電力用逆 変換装置に応用しようとする気運が最近急速に高まってきた。さら にその発振周波数も50 Hz から 1 kHz 以上となって,高周波電気 炉用電源などに用いられようとしている。高周波を発生する装置と しては,従来から MG があったが,すでにサイリスタ を用いた出力 50~数百 kW,発振周波数1~5 kHz のものがか動しており,近い 将来この発振周波数は 10 kHz にもなろうとしている。

このたび当社では、高速 スイッチングサイリスタ の製法およびその過渡 特性を徹底的に研究し、これに基づき電子計算機を用いた高周波電 流決定方法を確立することができた。そして、その計算結果は実測 値と比較的合うことが確認された。本文では、サイリスタの高周波電 流定格におよぼす諸要因について述べ、電子計算機による高周波電 流定格の求め方、および実験によるその確認法について述べる。

2. 高周波応用時の問題点

サイリスタを高周波に応用する際の問題点を列記すると、 およそ次のとおりである。

- (1) ゲート 電極の構造
- (2) ゲート 電流波形
- (3) 過渡順電圧降下特性
- (4) 熱抵抗の変化
- (5) 逆回復電荷
- (6) CR ァブゾーバ
- 以下、逐次これらの影響について述べる。
- 2.1 ゲート電極の構造

サイリスタの高周波電流定格の検討をおとなうに当たって、 その最 も基本となる サイリスタの ターンオン 動作について、まず考察したい。 図 2.1 は サイリスタ の シリコンウエハ 断面を模型的に示したものである。 今 ゲート 電極から カソード 電極 ヘ ゲート 電流を流して,サイリスタ を ゲー トターンオン させたとする。 シリコンウエハ の横方向には有限の抵抗が あ るため, この ゲート 電流は カソード 全面を流れず 図 2.1 で示したよ うに,ゲート と カソード の間の最短径路を流れる。そのため,サイリスタ の ターンオン は カソード 電極全面で起こらず,ゲート 近傍のところから 始まり,その ターンオン 領域はある有限の速度で,カソード 全面に広が



図 2.1 サイリスタの シリコンウエハ 断面模型図 Cross section of silicon wafer of thyristor.



図 2.2 サイリスタの ターッオン 広がり 速度 Spreading velocity of thyristors.

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

ってゆくのである。この広がり速度は大略 0.1 mm/µs と言われているが, 詳しく検討すると, 図 2.2 で示すように, 電流値に依存する特性やシリコンウェハ 自体の諸特性, および サイリスタ 自体の製法によって変わる特性を有している。

一方, ゲート電極の構造を大別すると図2.3のようになる。図 2.3(a)のコーナゲート構造とは, シリコンウエハの周辺の一隅にゲート 電極を配置する方法である。この構造はサイリスタの組立てやすさな どの点からサイリスタ出現当初より採用され,今なお一般に使用され ている方法であるが,高周波応用に当たっては次のような致命的な 欠点を有する。すなわち, カソード全面に ターンオン が広がるに要する 時間は,次に述べる構造の物に比べ2倍の時間を必要とする。

たとえば、400 A 25ス の サイリスタ では hy-ド 直径が 30 ϕ ほどに なるため、広がり速度を 0.1 mm/ μ s とした場合、hy-ド の端から端 まで広がるのに 300 μ s の時間がかかることになる。 この 300 μ s と 言う時間は、1.5 kHz の正弦波電流の $\eta_{\mu\lambda}$ 幅に等しい値である た め、1.5 kHz 以上の周波数あるいは $\eta_{\nu\lambda}$ 幅 300 μ s 以下の $\eta_{\nu\lambda}$ 電流 では、hy-ド 全面が有効に利用されず、シリコンウエハ 直径の小さな サ イリスタ と同等になって電流定格が減少することになる。

図3.3(b)のセンタゲート構造は三菱の大電力用サイリスタ全般に 採用されている構造であるが、この構造では広がり時間がコーナゲートのそれに比べて半分となるため、高周波応用には非常に有利な構造となる。さらに、シリコンウエハ全面積に対するカソード面積の占める 割合は、この構造が一番大きく、それだけ大きな電流を制御しやす くなる。

一方,図2.3(c)のリングゲート構造は、一見センタゲート構造に比 ベ有利なように見えるが、ゲートカソード間の各点での抵抗値には相当 ばらつきがあるため、ゲート電流がその一部に集中して一点だけがタ ーンオン しやすく、カソード 周辺の全面が同時に ターンオン しない。また、 過大な ゲート電流を流して カソードの全周辺を ターンオン しない。また、 過大な ゲート電流を流して カソードの全周辺を ターンオン させようとす ると、次に説明するように相当周波数特性の良い 高価な ゲートアンプ が必要となって、ゲートアンプの設計が複雑となり実用的でない。 さ らに、 この方法は シリコンウエハ の利用率が悪いため、 順電圧降下が 増大し、電流定格が減少するおそれがある。

2.2 ゲート電流波形

D)

前項で述べたように、センタゲート構造は高周波応用に非常に有利で あるが、センタゲート構造においても、ゲートカソード間の各点での抵抗 にばらつきがあるため、図2.4のように局部的な $g_{-ンオン}$ が生じ やすい。この局部 $g_{-ンオン}$ を防ぎカソードの全内周が $g_{-ンオン}$ が生じ やすい。この局部 $g_{-ンオン}$ を防ぎカソードの全内周が $g_{-ンオン}$ するよ う、振幅が大きくその立ち上がりの速い ゲート電流が一般に推奨さ れている。これがいわゆる high gate drive であり、図2.5に示す ような ピーク値 1~1.5 A、上昇率 1 A/ μ s の ゲート電流が用いられる。 すなわち、図2.4 はこの様子を模型的に示したものであるが、わ ずかな ゲート電流で $g_{-ン}$ オン させると初期 $g_{-ン}$ オン 面積はわずかで あり、high gate drive するとそれが増大する様子を示している。

この ゲート 電流は サイリスタ の *di/dt* 耐量にも密接な関係があり, high gate drive であるほど,初期 ターンオン 面積が増大し*di/dt* 耐量 が増加する。しかし サイリスタの ターンオン 時間は数 マイクロ 秒で ある ため、ゲート 電流の立ち上がりを サイリスタの ターンオン 時間よりも短く し、かつ、大きな振幅の電流を用いる必要が生じる。図 2.6 は セ ンタゲート 形 サイリスタの *di/dt* 耐量が、ゲート電流の振幅およびその上 昇率にいかに影響されるかを示したものである。図 2.6 は 三菱が 独自で開発した特殊な測定法を用いて ゲート電流の依存性を調査 し



カソード電極

カソード電标

カソード電振









た結果であるが、 f_{-} 下電流の振幅が大きくてもその上昇率が小さい と di/dt 耐量は小さくなる。このことは f_{1} 大部の g_{-} ンオン す ると、それ以後いくら大きな f_{-} 電流を流してもあまり効果のな いことを示している。 逆に f_{-} 電流の振幅が小さくてもその上昇 率が大きい場合は、di/dt 耐量は相当大きくなる。 もちろん、 f_{-} 電流の振幅が大きくその上昇率が高いほど di/dt 耐量は大きくなる が、上昇率 $1 A/\mu$ S 以上の f_{-} 電流を得ることは f_{-} Froプの実用 性を欠くので示していない。

2.3 過渡順電圧降下特性

サイリスタ を high gate drive で ターンオン させても,結局は ゲート 周辺の カソード 部のみ オン 状態になるだけで,カソード 全面が完全に オン 状態となるにはある有限の時間を要することはすでに述べ た。オン 状態が カソード 全面に及ぶまでの過渡状態下の サイリスタの順電圧降下 を,以降本文では過渡順電圧降下と呼ぶことにする。

サイリスタの過渡順電圧降下は図2.7に示したような回路で測定 する。すなわち所定のパルス幅を有する正弦半波電流を試料に流し, 電流の変化率が零になる時点,すなわちピーク電流時の順電圧降下 をオシロスコープを用いて測定する。これは電磁誘導による誤差が測 定値に入らぬよう配慮したためである。またコンデンサに充電される 電圧は100~400 V であるのに対し,測定される値は1~10 V であ るため、オシロスコープに過大な電圧が印加されて零点がドリフトするお それがあり、これを防ぐため測定したい値のみ計器に入るようチョッ パが接続されている。過渡順電圧降下を測定するもう一つの方法に、 方形波電流を用いる方法がある。方形波電流を用いると過渡順電圧 降下特性をより広範囲に能率よく測定することができる。

この測定結果の一例を図2.8に示す。この過渡順電圧降下特性を数式で表わすため、式(2.1)を仮定し広がり速度0.1 mm/ μ s と0.15 mm/ μ s の場合について計算すると、ほぼ実測値に合致することが判明した。式(2.1)は サイリスタ や ダイオードの定常順電圧降下を示す式として従来から知られていたが、過渡時にも適用できることが今度判明した。式(2.1)は、過渡順電圧降下がその瞬間における電流密度の関数であることを示している。したがって過渡順電圧降下を低くするには、初期 ターンオン 面積を大きくし、その瞬間での有効 カソード 面積を大きくすればよいことを示している。



- v_T : サイリスタの過渡順電圧降下瞬時値(V)
- A, B:素子により決まる定数
 - *i*_T: サイリスタ を流れる順電流瞬時値(A)
 - S: その瞬間における ターンオン された有効 カソード 面積広が り速度と時間および ゲート 電極構造で決まる値

2.4 熱抵抗の変化

サイリスタの接合部・ケース間熱抵抗は、直流電流を流しカソード全面 が完全に オンした状態で測定される。しかし上述の理由によって, 高周波応用では カソード 全面が完全に オン していないこともあり、こ の熱抵抗値も変化することが当然考えられる。高周波応用時の熱抵 抗を知るため,センタゲート構造の サイリスタ において,シリコンウエハの外 径のみを小さくした サイリスタ を作り,従来の測定方法を用いて熱抵 抗を実測した。図 2.9は、250 A クラスの センタゲート 構造の サイリスタ に関する実測 データである。 この実測値に基づき式 (2.2) を得た。 サイリスタの高周波応用においては、 過渡順電圧降下が問題となるこ とは種々報告されているが、熱抵抗の変化することはほとんど報告 されていない。しかし、 図 2.9 よりわかるように、 高周波応用あ るいは幅の狭い パルス 電流応用においては、 この変化を無視するこ とができず、過渡順電圧降下の増大と相まっていっそうきびしい使 用条件になることが判明した。 したがって, 高速 スイッチングサイリスタ の設計ならびに高周波応用に対しては、過渡順電圧降下特性および 熱抵抗の変化について、十分考慮する必要がある。

$$\theta_{jc}(d) = -0.152 \ln\left(\frac{d}{19}\right) + 0.13$$
(2.2)

2.5 逆回復電荷

サイリスタの逆回復電荷の高周波応用に及ぼす影響については、 ほ とんど報告されていない。 一般に高速 スイッチング 用 サイリスタの逆回 復電荷は、一般用 サイリスタ のそれに比べ1けた以上小さな値であり、 さして問題とされなかったのであろう。しかし、逆回復電荷の及ぼ す影響としては、スイッチング (ターンオフ) 損失の増加による電流定格の 減少が考えられる。 この スイッチング 損失は周波数に比例して増加す るので、今後の研究が期待される。



図 2.7 過渡順電圧降下特性の測定 Measurement of transient on-state voltage characteristics.



図 2.8 CR 250 AX 過渡順電圧降下特性 Type CR 250 AX thyristor transient on-state characteristics (measured and calculated values).



図 2.9 熱抵抗対 シリコンウエハ 直径 (実測値) Thermal resistance versus silicon wafer diameter (measured values).

2.6 CR アブゾーバ

サイリスタを使用する際, 普通その アノード カソード 間に CR アウゾーバ を接続し, サイリスタ に印加される サージ 電圧を吸収させている。 商 用周波での応用であまり問題とならなかった問題に, CR アウゾーバ に よる スイッチング 損失がある。すなわち, CR アウゾーバ による サイリスタ の スイッチング 損失(ターンオン 損失)は、周波数に比例して増加し、高 周波になると無視できないので コンデンサの容量はさほど大きくする ことができない。 実際の応用では、コンデンサの容量は直列接続の抵 抗器の容量から制限され、1 μF 以下となる。 抵抗器の 容量 は 式 (2.3) で与えられる。

$$P = \frac{1}{2} C V_c^2 f$$
(2.3)

C: コンデンサの容量 (F)

Vc: ターンオン 直前の コンデンサ の充電電圧 (V)

f:使用周波数 (Hz)

P:

3. 高周波電流定格とその電力損失

商用周波でもちいられる一般用 サイリスタの電流定格およびその電 力損失は,従来から電子計算機を用いて計算していた。これはサイ リスタの順特性が非直線であるため,簡単な手計算では誤差が生じる ためである。一方,高周波電流定格とその電力損失になると,非常 に煩雑な計算となって手計算は実用的でない。しかし,上述の諸過 渡特性を電子計算機の プログラム に組み込み,さらに,電流のパルス 幅と順電流上昇率(方形波電流の場合のみ)および繰返し周期,許 容温度上昇値などを インプット すると,高周波の許容正弦波電流値お よび方形波電流値を電子計算機で求めることができる。

図 3.1,図 3.2 はその計算結果の一例を示す。パルス幅が狭くなる るにつれ許容電流は一度増大するが、やがて過渡順電圧降下特性お





Type CR 250 AX maximum allowable peak on-state current versus pulse width (sinusoidal waveform) (calculated values).

よび熱抵抗の変化の影響を受けて急激に減少する。一方,図3.3 は電子計算機で得られた正弦波電流1パルス当たりの電力損失を,パ ルス幅をパラメータとして示したものである。図3.3より得られた値 に使用周波数を乗じると,一素子当たりの平均電力損失がわかり, 実使用において必要な フィンの設計や冷却条件の設定が可能となる。







図 3.3 CR 250 AX 平均電力損失対せん頭順電流 (正弦波電流)(計算値) Type CR 250 AX thyristor average power dissipation

per one pulse versus peak on-state current (calculated values).

4. 高周波通電試験

電子計算機で得られた値には、いろいろな仮定が入っているため、 一度通電試験でその値を確かめる必要がある。 図 4.1のようにサ イリスタを2本用いて直列 インバータを作り、一方のサイリスタを供試試



図 4.1 高周波通電試験回路および電流電圧波形(正弦波電流) Circuit diagram of high frequency test and waveforms of current and voltage (for sinusoidal current).





料とし、他方を補助素子として動作させると簡単に所定の周波数の 高周波電流を試料に流すことができる。通電に先だち 図4.2のよ うな g_{-v17} 時間対接合部温度の関係を測定しておき、供試試料が 転流失敗を起こす寸前の逆 パイr7 時間(転流余裕角)と素子の f_{-2} 温度から、接合部・ f_{-2} 間の温度上昇を知ることができる。 っ 方、方形波電流に関しても並列 f_{-v1-9} を用いて同様に測定するこ とが可能である。供試試料として 250 A g_{57} 高速 af_{-y5-v} ず f_{-12} 昭 CR 250 AX を用い、3 kHz f_{-10} 幅 160 μ s 正弦波電流波高値 300 A を通電し、接合部・ f_{-2} 間温度差 15°C を得たが、これは計算結果 と比較的一致していた。また高周波通電時の発生熱を実測し、計算 値と比較したところよく一致することが確かめられた。

5. む す び

サイリスタ を高周波に応用するに当たり、ゲート電極構造,過渡順電 圧降下特性そして熱抵抗の変化などが、これに影響を与えることを 示した。またこれらの影響の度合を数式であらわし電子計算機を用 いて、高周波電流定格およびその電力損失を算出することができた。 計算で得られた値は高周波通電試験値と比較し、比較的一致するこ とが判明した。しかし、サイリスタの設計法および製造技術は、日進 月歩の状態にあるうえ、そのスイッチング特性には、まだ未解決なと ころが若干残されている。そのうえ非常に時間の短いところでの熱 の問題を含んでいるので、今後ともいっそうの検討が必要である。

参考文献

- (1) 岡ほか:昭44年電学東京支部353
- (2) Werner Luft : Forward voltage drop & power loss in silicon rectifier, AIEE, No. 60-34
- (3) 大塚:昭39年電学連合1317

UDC 621, 382. 2 : 621. 375. 029. 5

テレビチューナ用ダイオード

中村 邦宏*·西面 宗男*·玉利 邦喜*

Varactor Diodes for TV Tuners

Kitaitami Works

Kunihiro NAKAMURA · Muneo SAIMEN · Kuniki TAMARI

Varactor diodes for TV tuners have been developed and are partially produced in quantities. This article introduces their manufacturing method and characteristics in brief.

They have distinctive features of a large ratio of the variation of capacitance to voltage in comparison with the conventional diffused junction type diode because of their employing a hyper abrupt junction system ; a wide range of frequency control and excellent selectivity owing to a large Q-Factor of diode.

They are most favorably applicable to electronic tuning and automatic frequency control (AFC) of TV tuners and FM tuners.

1. まえがき

チューナの無接点化,すなわち電子同調化は,TV 受像機における 最近の一つの方向であり,国内各メーカーとも,それの開発もしくは 量産体制の準備段階にはいっている。欧州では,すでに西独のシーメ ンス 社,オランダの フイリップス 社および ITT セミコンダクタ 社を中心に, チューナ用 ダイオード つまり 可変容量素子が大量生産されており,電子 同調方式が全体の セットの 50 パーセントを占めるに至っている。欧州 において早期に普及したのは,電子同調方式の利点の多い UHF 帯 での放送が早くから行なわれていたことと、テレビの選局数が日本お よび米国に比べて少ないこと等の背景によるものと思われる。

電子同調化によりもたらされる利点として

(1) オールチヤネル 化に伴う小形化への要求を満たしてくれること

(2) 選局を直流電圧の切換えだけで行なえるので、切換部分と 高周波部分とを分離できる。それにより遠隔操作および プリセット 化 が容易になるし、意匠上の自由度が増すこと

などがあげられる。特に, UHF チューナでは, うリセット 化により従来の バリコン による ダイヤル 機構に比べて リセッタビリティ が一段と 向上す



図 1.1 DS 形 チューナ 用 ダイオード の断面図 Crosssectinal view of type DS tuner diode.

る。国内において電子同調方式が本格化していないのは, 選局数が 多いことによる混変調と チャネル 表示の方式に問題があることや, ダ イオードの特性不均一性による トラッキング 不良が起こりやすいことが 考えられる。

われわれは今回,小形 ガラス による外装すなわち DS 形 (Double Stud Type)の ダイオードを開発した。 この外装によるものは製造上 からは組立・工程の作業性がきわめて高い,特性的には直列 インダク タンス が小さい等の特長を有するものである (図 1.1)。

以下に製造法のうち特に拡散工程を中心に述べ,得られた ダイオー ドの電気的特性と,それの応用回路例についてふれることとする。

製造法の概略

チューナ用 ダイオードを実用するうえにおいて,重要な特性は容量変 化特性とその均一性ならびにQである。まず容量変化特性であるが, 少ない動作電圧で大きな容量変化を得るには,超階段接合によるも のがよい。しかし超階段接合は,他の接合方式に比べて接合容量の 絶対値およびその変化特性を所要の範囲内に制御することが困難で ある。超階段接合を形成するには,合金拡散法・拡散合金法・ダブル エピタキシアル法・二重拡散法等が考えられるが,特性の均一性,プレー ナ化の可否および量産性を考慮して,われわれは二重拡散法を採用 した。ここで拡散不純物として何を用いるかが重要となるが,われ われは次の理由から Sb (アッチモン) B (硼素)を用いることにした。

(a) 拡散 プロセスを容易に行なうことができ、あとの拡散(この 場合はB拡散)の際に先の拡散層の特性が影響されにくいこと。つ まり各層の制御が独立に行なえるような条件を設定できること。

(b) 超階段接合の場合,容量変化特性をそこなわず,かつ動作 電圧よりも十分高い耐圧をもたせるには, N 形拡散層の表面濃度 Nos をある適当な範囲内に再現性よく制御できることが必要であ るが,それが可能であること。

(C) P形拡散層の表面濃度 N_{AS} が $N_{AS} \gg N_{DS}$ であり,それぞ れが接合面内で十分均一性を有し,他の有害不純物原子の混入や異 常拡散を最小限におさえることができること。

図2.1は、 チューナ 用 ダイオードの 製造工程の概略を示すものである。まず、Non N⁺ エピタキシアルウエハ を用い、熱処理により酸化膜を 形成する。次いでホトエッチングにより酸化膜孔をあける。引き続きそ の酸化膜孔を利用して選択的に Sb および B を拡散する。このよう







図 2.2 超階段接合における小純物分布 Impurity distribution of hyper-abrupt junction.

にして得られた超階段接合の正味の不純物分布の一例を図2.2に 示す。これで所定の容量変化特性のものが得られるのであるが、オ $- z_{29}$ 7電極を取り出す前に表面保護膜を形成して封止時の耐圧劣化 を防止する。次に、 $\pi - z_{29}$ 7電極を取り出すために保護膜層に穴あ けを行ない、その部分に Al 蒸着をする。ウェハの裏面に対しても π $- z_{29}$ 7電極を形成する。そして、さらに ウェハ 表面の Al 蒸着層の 上に、Ag x_{39} +により フロットコンタクトを形成する。以上が ウェハ 製 造工程の概略であるが、特に製造上問題となるのは、拡散工程であ るので、それにつき得られた結果を中心に述べる。チューナ用 ダイオー ドを製作する際に、制御しなければならない特性項目としておもな ものは、1) $C_3(-3V$ における容量値)、2) $C_{25}(-25V$ における 容量値)、3) C_3/C_{25} (容量変化比)、4) Q および 5) $V_{BR}(耐圧)$ で



Variation of C-V characteristics due to diffusion condition

ある。

特に, C₃の値の均一性と再現性をよくすることと, Q を高くす ることに留意しなければならない。

まず、 C_3 の許容範囲は 9~14 pF であるが、後述するように f_1 - f 用 g'(f_{-} Fⁱ は、3本ないし4本を組合わせ使用するので、それ らの間では極力特性がそろっていることが望まれる。 C_3 の値はほ とんど拡散条件によって決められるので、再現性のよい安定な拡散 を行なう必要がある。 図 2.3(a)~(d)に、Sb および B の二重 拡散によって得られた超階段接合の C-V 特性曲線を示してある。 図 2.3(a)は、Sb 拡散の際の j_{1} /位置 (25 cmの範囲)による 特性曲線のばらつきを示す。

図 2.3(b)は Sb 拡散をくり返し行ない(このとき ウェハ は ボー トの中心においた),それらを同時に B 拡散することによって,Sb 拡散ごとのばらつきを調べたものである。図2.3(c)は, Sb 拡散 を同時に行なったウエノ を分割して B 拡散をくり返し行ない, B 拡 散のばらつきを示したものである。以上の例で示すように, Sb と B による二重拡散はきわめて再現性・均一性がよく, 十分所定の容 量範囲に制御できる。 また, B 拡散時間の変動による *C−V* 特性 のばらつきを図 2.3(d)に示してある。 これらから,全拡散時間 19 分に対して1 分の変動があっても、 C_3 の値を ± 1 pF 程度に押 えられることがわかる。次に,Sb および B 拡散によるそれぞれの シート 抵抗を ρs(Sb) および ρs(B) とし,それらの比と C₃ の値の関 係を プロット したものを図 2.4 に示す。これによると, 最適な PS (Sb)/ps(B)×100の値としては 4.1±0.05 である。次に Q であるが, 特に UHF 用としては, -3 V 50 MHz で 300 以上の値を有する ことが必要であり, V_{BR} および C_{25} の値との兼ね合いを考慮して, エピタキシアル 層の厚さ (W_EP) および不純物濃度 (NE) を決定する。

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970




図 2.5 $I \stackrel{\ell}{\to} _{\mathcal{T}} \mu$ 層厚さ,不純物濃度と Q の関係 Thickness and impurity concentration of epitaxial layer vs. Q.

表 3.1 可変容量ダイオード電気的特性 Electrical characterisitics of variable capacitance tuner diodes.

та н	83 E	× µ+	MV 201			MV 202			MV 203			
<u>щ</u> п			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	単位
降伏電圧	V(BR)R	<i>IR</i> =10 µA	23			30	-		30			v
道 電 流	IR	VR=28 V MV 201 のみ VR=20 V			150			150		_	150	nA
端子間容量	C_{t1}	VR=3V f=1 MHz	9	11	14	9	11	14	9	11	14	pF
端子 問 容 量	C_{t2}	VR=25 V f=1 MHz MV 201 のみ VR=20 V	2.3	-	3.3	2.2		3.2	2.2		3.2	pF
容量ペアー偏差	⊿C	VR=3 V~25 V 問 f=1 MHz						±3			±1.5	%
容量比	CR	VR=3 V/VR=25 V			_	3.5			4			
Q	Q	<i>VR</i> =3 V <i>f</i> =50 MHz	160			160	-		300	_		
しゃ断周波数	fc	<i>VR</i> =3 V		10			10			20		GHz
共 振 周 波 数	fr	<i>VR</i> =25 V <i>LS</i> =2.5 nH					1.9		-	1.9	-	GHz
直列インダクタンス	Ls	総リード長 13 mm	-	2.5			2.5			2.5		лН

図 2.5 に示すのは, 前述の図 2.2 のような分布に対して, 1) 空 乏層は n⁺ 層側にのみ広がると仮定し, 2) n⁺ 層の分布を指数関数 近似することによって得られた計算結果である。

3. チューナダイオード電気的特性

TV チューナ 用 ダイオード は, AFC 用 MV 201, 電子同調用 MV 202, MV 203, スイッチング 用 MC 301 から構成されており, それぞれの電気的特性を**表 3. 1, 表 3.** 2 に示す。

表 3.	2	スイッチングダイ	(オー	- ۴ MC 3	301	電気的	勿特性
Electrical	$^{\rm ch}$	aracteristics	of	switchin	ng	diode	MC 301.

項 目	記 号	条 件	最 小	標準	最 大	単位
降伏電圧	V(BR)R	<i>IR</i> =10 μA	30	-	-	v
逆電流	IR	<i>VR</i> =28 V		_	1.50	пА
順電流	IF	VF=1 V	100		_	mA
直列抵抗	Rs	<i>IF</i> =10 mA <i>f</i> =500 MH:		0.5	0.7	Ω
端子間容量	Cı	<i>VR</i> =25 V <i>f</i> =1 MHz		-	2	pF
直列インダ クタンス	Ls	総リード長 13 mm	_	2.5		nH

4. 応 用 例

上記 f_{3-1} 用 g'_{1-1} を使用した VHF 電子同調 f_{2-1} 例を図 4.1 に、UHF 電子電調 f_{2-1} 例を図 4.2 に示す。図 4.1 におい て D_1 , D_2 , D_3 , D_4 は可変容量 $g'_{1,1-1}$ MV 202 で、並列に接続さ れている $1 \neg g'_{2,2 \neg 2,2}$ $L_1 \sim L_8$ とで同調回路を形成し、所要の同調周 波数・帯域幅・局部発振周波数を決定する。 D_5 , D_6 , D_7 , D_8 は $_2$ $1 \neg f_{2} \neg g'_{2} \neg 1 - 1$ MC 301 で、 $1 \neg 1 \neg 0$ $1 \neg g'_{2} \sigma_{22 \neg 2}$ を低 $f_{+2} \wedge 1 \rightarrow 1$ 3 チャネル) と高 チャネル (4~12 チャネル) 受信時に切り換えるために設 けたもので,可変容量 ダイオードの可変容量範囲の緩和の役割を果し ている。

図 4.2 において D_1 , D_2 , D_3 は $\lambda/4$ 形または $\lambda/2$ 形同軸共振回 路を構成し,所要の同調周波数・帯域幅・局部発振周波数を決定す



図 4.1 VHF 電子同調 チューナ 回路例 Electronic tuning circuit of VHF TV tuner.

and a





る。 D_4 は、VHF f_{2-1} と UHF f_{2-1} との切換えに用いられる スイッチングダイオード MC 301 である。

5. 可変容量ダイオード容量特性

最大使用 バイアス 電圧は、電圧安定度・チャネル 指示設定等から通常 30 V 前後が使用される。以下に述べる所要の可変容量範囲は,最 大使用 バイアス電圧内で実現できることが必要である。特に重要なこ とは、 ダイオード 容量のばらつきの制限である。 図4.1, 図4.2の 応用例にも示したように、同調周波数を決定する インダクタンス は単一 であり、トラッキング 調整時に コイル 調整はほとんどできず、必然的に ダイオードの容量値のばらつきに制限が生じる。実際には、VHF 電子 チューナの1 セット に使用される1 組の ダイオード (図 4.1 の 例 では 4 本)の使用全 バイアス 電圧下における最大容量偏差は、±3%、UH F 電子 チューナ においては±1.5 % におさえなくてはならない。

ダイオード可変容量範囲は以下に述べる理由で設定される。VHF 受 信時の同調回路は、図 5.1 に示される基本回路で示される。

ダイオ-ド容量 $C_t(v)$ は次式で示される。 a / \ - 1 -

$$C_t(v) = K \cdot \varepsilon_S^{1-n} \cdot (\varphi_0 + V_R)^{-n} \cdots (5.1)$$

ここに K: ダイオード 構造で決定される定数

Es:半導体材料の比誘電率

- 𝒫₀: 拡散電位 0.5~0.7 V
- V_R :印加電圧

図 5.1 から最高受信周波数 frmax, 最低受信周波数 frmin を 求め、これから周波数比 FR を求めると、

$$FR = \frac{f_{\tau \max}}{f_{\tau \min}} = \sqrt{\frac{C_p + C_t(v)_{\max}}{C_p + C_t(v)_{\min}}} = \sqrt{\frac{\frac{1 + \frac{C_t(v)_{\max}}{C_p}}{1 + \frac{C_t(v)_{\max}}{n \cdot C_p}}} \dots \dots \dots (5.2)$$

ただし、 $C_s \gg C_l(v)$

 $C_l(v)_{\max} = n \ C_l(v)_{\min}$

n:容量変化比

式 (5.2) から

$$C_l(v)_{\max} = C_p \cdot \frac{FR^2 - 1}{n - FR^2} \cdots (5.3)$$

ここに C_p(浮遊容量)~0.4(pF)~5(pF) である。

 $C_t(v)_{\max}$ は、同調回路を構成する コイルの最低受信周波数を決定 する インダクタンス 値で制限されるが、ふつう コイルの インダクタンス 値は、 無負荷 Q と予想される実現可能な可変容量 ダイオードの最小容 量 値



図 5.1 VHF 同調部基本 回路 Basic circuit of VHF electronic tuning section.



λ 図 5.2 形共振回路 Circuit of quarter wave length cavity.

図 5.3 $\frac{\lambda}{2}$ 形共振回路 Circuit of half wave length cavity.

ャネル受信

 $\ell < \lambda/4$

表 5.1 所要可変容量範囲 Required variable capacitance range of tuner diodes.

形 名	所要可変容量範囲	条	件
	低チャネル (1 ch~3 ch)		
	7.5 pF max~4.8 pF min	入力同調,段間結合	回路用
	4.7 pF max~3.1 pF min	局部発振回路用	
MV 202	高チャネル (4 ch~12 ch)		
	8.5 pF max~3.9 pF min	入力同調,段間結合	回路用
	6.5 pF max~3.2 pF min	局部発振回路用	
	9.0 pF max~3.0 pF min	余裕度考慮した場合	
	λ/4 17Ε		
	8.3 pF max~3.1 pF min	ブリセレクタ,入力	同調回路用
		米国チャネル (470	MH2~890 MHz)
MV 203	7.8 pF max~3.0 pF min	局部発振回路用	
	λ/2 形		
	14 pF max~3.0 pF min	局部発振回路用	
	14 pF max~2.8 pF min	余裕度考慮した場合	r i i

等から決定される。 図 5.1 に おいては $L_1=0.1~\mu ext{H},~L_1+L_2=0.4$ μH を用いている。 式 (5.2), (5.3) から表 5.1 に 所要の タイオード 可変容量範囲を示す。 UHF 受信の同調回路は図 5.2, 図 5.3 に 示される λ/4 形, λ/2 形同軸共振回路が用いられる。図 5.2 の λ/4 形では次式の関係がある。

ここに λ:受信周波数の波長 (cm)

 $Z_0: 同軸共振回路の特性 インピーダンス(<math>\Omega$)

l: 同軸回路の中央導体長 (cm)

$$C_l(v):$$
 ダイオード 容量 (pF)

λ/2 形同軸共振回路では次式の関係がある。

$$l = \lambda/2\pi \cdot \tan^{-1} 5.3\lambda/C_1 \cdot Z_0 \cdot \frac{1 + C_1/C_t(v)}{1 - \frac{C_1}{C_t(v)} \cdot \left(\frac{5.3\lambda}{C_1Z_0}\right)^2}, \ l < \frac{\lambda}{4} \quad \dots (5.5)$$

式 (5,4), (5.5) から表 5.1 に所要の可変容量範囲を示す。図 2.3に示される MV 202, MV 203 の容量-電圧特性は, いずれも表 5.1の所要可変容量範囲を十分に満たしていることを示している。

6. 電子チューナの性能例

表 3.1, 表 3.2 に示される電気性能をもつ チューナダイオードを 使 用した電子同調 チューナの性能例を, 従来の チューナ 性能と比較して

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

700

麦 6.1 VHF チューナ 性 能 比 較 Comparison of mechanical and electronic tuning characterisitics of VHF TV tuner.

<u>項目</u> 万式	タレット式	電子同調式
電力利得	25~30 dB	24~28 dB
<u>N</u> F	5~ 7 dB	
イメージ抑圧比	55~80 dB	55~75 dB
中間周波抑圧比	60 dB 以上	60dB以上
退変調(1%)	90 dB 以上	80 dB 以上
RF 帯 域 幅 (-3dB)	10~20 MHz	10~20 MHz
入力 V S W R	2.5 以下	2.5 以下
AGC 利得誠 衰	30 dB 以上	30 dB 以上

表 6.2 UHF f_{1} - 力 性 能 比 較 Comparison of mechanical and electronic tuning characterisitics of UHF TV tuner.

				14		
項目			75	元	バリコン式	電子同調式
	力	利	:	得	15~20 dB	10~14 dB
N				F	7~ 8 dB	9 dB
1 ,	- %	抑	Æ.	H	40 dB 以上	30 dB 以上
中降]周波	抑	Æ.	比	50 dB 以上	50 dB 以上
最	ドス	カ 1	1 3	E	50 mV	50 mV
RF	带城 鵯	a (-	3 d E	3)	10~20 MHz	10~20 MHz
入 :	h V	s١	N :	R	3.5 以内	3.5 以内
AGO	利	得边	¢ I	Æ	30dB以上	30 dB 以上
局 3	色初	期社	S 1	8h	±100 kHz 以内	土100 kHz 以内
局多	ê TE	Æ ₹	e i	助	±50 kHz/V 以内	±100 kHz/V 以内
局発	周波数	温度	符!	4	土10 kHz/deg	±20 kHz/deg
	要 ふ アンティ	く - 端子) {) H	60 dB 以下	60 dB 以下

6.1,表6.2に示す。

7. 技術的な検討事項

表電子 チューナ 性能上の問題点の多くは、可変容量 ダイオード による

ものであるが、最も大きな問題は、通常の コンデンサの Q に比較して ダイオード Q は低くなり、 表 6.1、表 6.2 に示されるように、 f_{2-} ナ 性能において、 f_{2-} ジ 抑圧比、 NF、電力利得性能の低下の原因 となっている。特に f_{2-} ジ 抑圧比は、 f_{2-} ナ 性能上重要である。回 路上では入力段に可変 f_{2-} ジ 拘圧比は、 f_{2-} ナ 性能上重要である。回 路上では入力段に可変 f_{2-} ジ 内国 なごける方法で、ある程度 の改善は可能であるものの、 g_{1} f_{2} ードの Q の向上は、 今後の改良問 題の重要な一つとなる。可変容量 g_{1} f_{2} ードの容量は、 温度係数を有 しており、これを補償するために実用化時点では、 AFC の採用が 必要となることが考えられる。 一般に従来の f_{2-} ナ に比較して、 使用素子の多少の増加は、まぬがれないであろう。

8. む す び

ここでは チューナダイオード のうち, 可変容量 ダイオード の設計製造, および TV チューナダイオード の電気的特性, さらに, チューナダイオード の 応用例について報告した。

多少の問題は残っているが,電子同調化による チューナの信頼性向 上,リモートコントロールの容易さ,チャネル選局の プログラム 機構等,実用 面で新しい試みが数多く考えられる電子 チューナ は,今後の TV 界 に新風を送るものであろう。さらに電子同調 チューナ 化の促進をうな がすため,より高度の新しい製造技術を開発して,高性能な ダイオー ドを開発していく所存である。最後に TV チューナダイオードの開発に 携わられたかたがた,および京都製作所 テレビ 製造部のかたがたの ご指導・ご助言に深謝する。

参考文献

- (1) Robert Fekete : Microwave Journal, July (1964)
- (2) Robert F. Scott : Radio Electronics, April (1969)
- (3) 大内山, 酒井: 新日本電気技報, 3, 1 (昭43)
- (4) Gernot Oswald : Siemens Electronic Components Bulletin, April (1968)

リニアICの最適集積度についての考察

石井 悠*

Some Considerations on Linear Circuit Integration

Kitaitami Works Hiroshi ISHII

Production of integrated circuits in this country has made a steady increase and in expected further increase. The future growth is considered chiefly owing to the expansion of the use of linear integrated circuits for consumer products, which has become remarkable since 1968. The benefit of linear IC should come from the reduction of product cost and assembly cost. The linear IC integration should be considered in this respect. There are many factors to determine the degree of integration depending on the requirements from the market and manufacturing restriction. This article discusses these factors and describes economically right scale integration together with the means to answer the useres' requirements.

1. まえがき

最近の新しい統計によれば、わが国の IC 生産の推移は図 1.1 の ような傾向をたどるものと予想されている。この図において、MOS -IC, MOS-LSI の伸びは卓上計算機などの マーケット にささえら れ ているものであるが、バイポーラ IC の伸び、特に 45 年から 46 年以降 にかけての伸びは、民生商品用の リニァ IC によるものと考えられて





いる(1)。

この民生商品用 リニア IC の膨大な市場は, 誰の目にも明らかであ り, 1968 年ごろから, この方面における IC の開発は急速に進めら れてきた。現在この分野に対する IC の種類はかなりの数になって きており, また, その実用化も図 1.2 に示すように高まりつつあ る。

このような状況にありながら、ディジタル IC にみられるような標準 化、あるいは統一化といった時点にはまだ達しておらず、多様な思 想にもとづいて設計開発が行なわれてきているのが現状である。商 品用 IC の多様性は、商品の個性と密接な関係があり、ある程度は 必然的な現象と考えられるが、それでも現時点においてみられる多 様性は、今後の リニア 市場の立ち上がりに対して大きな問題を提起 していると考えられる。

この小論は、いくつかの観点から、リニア IC の適正集積度 (Right Scale Integration) について考察を加えようとするものである。

集積度を決定する要因

1 個の $y_{\perp r}$ IC が所有する機能とその集積度は、大別して二つの 方向から決定づけられる。その一つは、市場からの要求、または $y_{-y_{-}}$ 側からの要求であり、 これは market demand or user's preference と称すべきもので、 設計はこのわくの中で行なわれなくて はならない。

うえの制約を外的なものとするならば、内的な要因としては、製造 $_{57v}$ の性格から規定される集積度というものが存在する。IC の 直接製造 $_{3\lambda}C$ は、

 $C = (f_{yy} \circ \sigma_{JA}) + (r e_{y} \circ \gamma_{JA}) + (f_{A})$

=*CC_{IC}+AC_{IC}+TC_{IC}*(2.1) と分けて考えることができるが、トランジスタに対してもまったく同じ 形式で、

と考えることができる。おおまかに考えて,1 個の IC が n 個の トラ ンジスタ に相当する機能を持っているとき,少なくとも,

 $C \simeq nC' \dots (2.3)$

であれば, IC のほうが +ァルファ の メリット があり,有利であるとい うととになる。 議論の精度を上げるには, IC が置きかえるべき個 別部品回路を,コスト 的に等価 トランジスタ 数に変換した n を考えれば

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970



図 2.1 素子あたり単価とチップ面積 。Unit cost per circuit element integrated vs. chip area.

よいであろう。式 (2.3) にもどって, この n の値が大きくなくては ならないか, 比較的小さくてもよいかを決めるのが製造 = 1/2 の性 格であって, これは, その方式・構成, 技術 $\nu/\lambda\nu$, 投下資本, その 効率, 労働賃金等々の因子によって決められる。この問題に関連し て, 特に最適 = -2 面積 (\sim 最適集積度)の問題は文献(2)に詳し く論じられている。同文献中より = -2 面積と1素子当たりの単価 の関係を引用したものが図 2.1 である。 = -7 IC の場合には, 各 種素子の製造 n=-2 - +2 設計基準が異なるので, 図 2.1 の数値自 体は多少異なったものになるが, 一般的な傾向は同様と考えてよい。 この図から明らかなように, IC では, ある程度集積度を上げない と, 個別部品より安くならない。問題は, この最適集積度に対応す る個別部品回路の規模は, どの程度のものであるかということであ る。この問題には, この節の冒頭で述べた「使用者側からの要求」 の問題がからんでくる。

3. ユーザー側からの機能集積度

この節では、おもに セットメーカー 側、すなわち「使用者側」から好ましいと考えられる、 リニア IC の機能集積度について考えることにする。

図 3.1 は、ラジオの ブロックダイヤグラム で、同時に IC としての機能 のまとめ方を示したものである。セットメーカー 側からみれば、すなわ ち、システムの構成上の立場からすれば、高周波 ブロック、IF ブロック、 AF ブロック と同一の機能の最小単位ごとに、まとめるのがもっとも 好ましいようである。これは、一般に商品は幾とおりもの型を作る のが普通であり、この最終システムの仕様の変更に対応しやすいから である。単位 ブロックの組み合わせによって、各種の最終システムが 構成できるということであれば、逆におのおのの単位 ブロックは標準 化されることになる。別の例として、テープレコーダにおいても、図 3.2 に示すように、イコライザ アンプ と パワーアンプ に分けて ブロック を作 っておけば、機種に応じた パワーアンプ を組み合わせることができる という利点が生じる。



このような単位機能 ブロック に対する要求は, セットの生産 ラインの 合理化が,単位機能ごとの処理を行なうという形で進められてきて いるためいっそう強いものになる。

このような要求を,前節で述べた IC 生産 =72 側の諸因子からくる要求と照合するとき,式 (2.3)における nの値の違いが生じる。たとえば,うえに述べた 7=77 =70では 2 < n < 3 であり, IF $_{72}$ でも 3 < n < 6 である。一方, IC としては $n \ge 6 \sim 7$ 程度でないと十分な経済性を得にくいのが現状である。

4. 生産性の観点からの考察

IC を使用することから得られる メリットは、 次の2点に要約できよう。

(1) IC の使用によって特性が向上する

(2) IC の使用によって生産性が向上する

(1)の場合の典形的な例は、最近の高級 ステレオ に広く使用されている差動 アンプIC の使用であろう。この場合、本来 トランジスタ1 石分(n=1)を置換しているのであるから、明らかに直接 コストは大幅に上昇する。しかし、その代償として得られる諸特性の向上をもって、コスト 上昇分に対応すると考えるわけである。

特に著しい特性の上昇が得られないか,あるいは必要でない場合 には,式(2.3)を成立させ,上述(2)項の生産性の向上を計るのが 本筋である。

ユーザー 側の生産性の向上という観点からは, 定性的にいって, (3) 集積度が高いほど



リニア IC の最適集積度についての考察・石井





(4) 調整個所の減少するほど

(5) 外付部品の減少するほど

生産性は向上すると期待される。この方向に沿った一つの設計例と して、図 4.1 に M 5103 P (AM \neg ジオ)を掲げる。この場合には、 中間周波 $\vdash \neg \neg \neg$ ・大容量 $\neg \neg \neg \neg \neg \neg$ ・出力 $\vdash \neg \neg \neg$ 、奪の幾つかの技術的 に不可能な部品を残して、すべてを $1.4 \times 1.8 \text{ mm}^2$ の $\neq \neg \neg$ に集積し、 式 (2.3)を満足させ、上述(3)(4)(5)の $\varkappa \neg \neg \neg \neg$ を得ようとしてい る。同じような例として図 4.2 に $n-\chi \neg \cup 1$ 用 IC の M 5111 P(1.4 ×1.9 mm²)を掲げる。この場合には C $\leq nC'(n \simeq 10)$ となり、高集 積度化による明りょうな $\neg \chi \vdash \varkappa \neg \neg \neg \neg \neg \neg \neg \neg \neg$ に為し、(3)(4)(5)も満た される。

2 章においては、チップコスト についてのみ考えても最適集積度があ ることを明らかにしたが、 現実の リニア 回路では、対象のすべてを 集積しても、必ずしもこの最適集積度にまで到達しないことがあり、 機能的には LSI 的な感覚で集積設計を行なうことになる。

チップコスト に関する限り、プロセス 技術の向上に伴って、図 2.1 に も示されるように、最適集積度は高い方に移行する。 しかるに、リ ニア IC では、本来対象とする機能 ブロックの構成素子数が少な いた め、多機能集積を行なっても最適集積度には到達しにくい。したが って、リニア IC においては、集積度を高めるほど一般的にいって有 利であるが、これは3章で述べたように users preference にはそ ぐわない点がある。

集積度を上げることに対するもう一つの IC メーカー 側からの 動機 は、 ワイヤリングに対する生産性の向上である。現在まで、各種の技術 的な条件によって、 ワイヤリングはあまり自動化されておらず、 IC 生 産上人手を多く要する部分になっている。この部分の間接的な生産 性の向上は、 ワイヤリング1本に対する価値を高めることによって計る ことができる。この観点からは、 同じ ピン数を使用するならば、 内 部の機能集積度を高めたほうが有利なことになる。 換言すれば、 ワ イヤリング という労働の生産性を高めるには、 ワイヤリング1本当たりの IC の価値を高めざるを得ないと考えられる。 現実には、 これまで 述べた user's preference の問題もあり、 労賃の安い地域で ワイヤリ ングを行ない、それによって安い IC を得るということも行なわざる を得ないが、そのような段階での競争が進行すれば、 再び上述の状 況になってくるように考えられる。

5. 技術上の制限

以上は,おもに コスト上の立場から集積度を論じたのであるが, リニア IC の場合には,集積度に対する技術上の制限が存在する。す なわち,

(1) 熱的・電気的な内部帰還による不安定現象

(2) 外部素子の近接による不安定現象

の二つの要因が集積度を制限する。これらは、問題とする回路の利 得・周波数帯域・回路方式によって異なってくるので、定量的に議 論することは困難であるが、一つの IC ブロックの有し得る利得×周 波数に制限があることは明らかである。この実際例としては、テレビ の VIF 回路がある。この場合には、現行の形状で約 17 mm 長の パ ッケージ の近傍に共振回路その他の周辺部品を集め、56 MHz で 70~ 80 dB の利得を得ることはきわめて困難であると考えられる。した がって、この場合に、これまで述べた コスト 上からの集積度を高め ることに対する要請は、集積形式を変えることによって実現しなく てはならない。すなわち、VIF アンプ部分はその一部を集積するに とどめ、これに AGC アンプのような DC アンプを付加することであ る。

一般に、本章(1)(2)に述べたような技術的な制限は、ある程度 回路方式の変更により避けることのできるものもあるが、そうでな ければ、相互に干渉しない機能を集めることにより、コスト上の問題 の解決を計らなくてはならない。

6. 単位機能体への方策

これまで.いろいろの角度から、リニア IC においては、多くの場 合対象とする セットのすべてを内蔵する程度に集積度を上げる ほう が有利であることを論じたが、一方、現在の市場では、単一の機能 をもった低価格小集積度の IC に対する需要も強い。 理念とは別に、 市場の要求に応じるのは メーカー の義務であるといえよう。

この問題に対する一つの解答は、安い ァセッブリ 方式を確立するこ とである。モートローラ 社によって発表された 20 セット IC は、 この方 向に沿った一つの手法を示すものであるが、外部への接続を減らし、 ピン数を少なくし、 さらに ワイヤリング および パッケージングコスト を低減 するためには、なおいっそうの検討を行なわねばならない。

いま一つの解答は、これも技術的に直ちに可能ではないが、単位 の機能回路の周辺素子、たとえば IF ァップ における周波数選択回路、 大容量 コッデッサ に等価な機能、 イコライザアップ における イコライザ 回路 等を、IC に内蔵させるようにすることである。これは IC の次の方 向として考えてよいであろう。

この方向に沿った一つの例として、図6.1 に FM ステレオマルチプレ クサ 回路用の IC M 5121 P をかかげたい。この IC では、通常の19



用途・FMステレイ 外形:P-2



kHz パイロット 信号→非線形回路+38 kHz の g_{22} 回路と, 方式による 19 kHz→38 kHz へのてい(圕) 倍を, 図に示すように内部に乗算 回路を設け, $\sin^2\theta$ → $\sin^2\theta$ の原理によって 19 kHz→38 kHz のてい倍 を行なっている。したがって, 等価的に 38 kHz の g_{22} 回路を内蔵 していると見なしうるものであろう。

このように、単一の機能を集積しながらも、周辺部品をも十分に 包含しうる場合には、コスト上の問題は解消しやすくなると考えられ るが、このためには、今後の技術開発に待たなくてはならぬ点も多い。

7. む す び

リニア IC の集積方式, あるいはそれに関連して リニア IC の適切集 積度がいかなるものであるべきかは, 製造 コスト と使用しやすさの 両面から決められる。

製造技術の向上とともに, 最適 チップ 面積は大きい方向へ移動す ると考えられるが, ディジタル IC の場合の例からみても, これは, 2 mm²~3 mm² 程度の間にとどまるのではないかと思われる。しかし, この大きさの チップでは, 200 個以上の トランジスタを収容することが 可能であり,かなりの程度の機能を集積することができる。

使用しやすさの観点からは、単一機能ごとの IC という要求にな るが、これには チップコストの低下とともに、アセッブリコストが今後の大 きな問題となろう。製造技術上からの集積度を高めることにより、 経済性を高めたいという要求は、現状では単一機能 IC の実現を困 難にしているが、タック 回路・大容量等の機能を実現することができ るようになれば、コスト的に引合う形で、単一機能 IC の方向へ製造 技術上からの要求をみたしながら進むことが可能となろう。

現段階では、個別部品回路で6~10 石相当の部分を、大容量 コン ゴッサ とか タック 回路とかを残しながら、1 個の IC に集積するのが いろいろな観点(直接 コスト・アセンブリコスト・部品購入管理費等) か らみてもっとも経済的であるが、ある種の オーディオ 機器では、この ような方式により、十分な経済的 メリットを得ることができる。 ラジ オ・テレビ・ステレオ 等もこのような方向に沿った IC が導入されること になろう。

					_				一日	员 近	登	録	さ	れ	t	当	社	の	実	用	新	罞
--	--	--	--	--	---	--	--	--	----	-----	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

名	称	登録日	登録番号	考案者	関係場所
7/02/仕上台		43-12-18	860819	町原義太郎・荒 木 勲	群馬製作所
冷蔵庫用製氷皿の仕切具		43-12-18	860820	加藤栄一 · 森 宗 雄	静岡製作所
券取機の制御装置		43-12-18	860816	浅野哲正	姫路製作所
受信機		43-12-18	860817	山口哲夫・斎藤義輝	通信機製作所
原子炉用緊急弁		43-12-18	860818	岸田公治	中央研究所
雷磁 syluf		43-12-18	860813	高見 昭·原忠 之	姫路製作所
進歩用計器		43-12-18	860814	久 保 道 代	神戸製作所
自動点滅装置		43-12-18	860815	神本明輝	福山製作所
雷磁接触器		43-12-18	860821	茂手木良夫・西 迫 静 隆	名古屋製作所
雷磁接触器		43-12-18	860822	西迫静隆・落合守光	名古屋製作所
雷磁開閉哭		43-12-18	860823	中 島 治 男	名古屋製作所
冷蔵庫の製氷装置		43-12-18	860824	加藤栄一	静岡製作所
執動安全器付雷動機を用いる装置(の保護装置	43-12-18	860825	高橋克己	静岡製作所
別子をしな流機の接地保護装置		43-12-18	860826	山本潤二	神戸製作所
がりなっていていたので		43-12-18	860627	間上公彦	伊丹製作所
		43-12-18	860828	鶴谷嘉正	群馬製作所
回路遮断男の引外上装置		43-12-18	860829	松 浦 清・山本清美	福山製作所
雪気冷静雨の霰香皿		43-12-18	860830	森八郎	静岡嬰作所
電磁金		43-12-18	860831	鉄 野 治 雄·太田征四郎	伊丹製作所
電風力 家間爆架の摘気装置		43-12-18	860832	木内 修	長崎製作所
西加坡語の決入交通	この消弧装置	43-12-18	860833	太田幹雄	伊丹製作所
	- IT DA SKIEL	43-12-18	860834	平岡浩司・佐藤 一	名古屋製作所
メイル液体		43-12-18	860835	伊槻禎之	师路製作所
無利力又加光电极		43-12-18	860836	山内成周	袖戸製作所
城区体现控制改良		43-12-18	860837	古谷昭雄・鈴木健治	袖戸製作所
一級と休設権电交通		43-12-18	860838	中島義信	長崎嬰作所
南海軍動機の制御法署		43-12-18	860839	小原太郎・太田幹雄	伊丹製作所
這加電動機 一前面表置 五滴維重 並躍		43-12-18	860840	古谷昭雄	神戸製作所
广场和电 发起 广场测完基器		43-12-18	860841		神巨製作所
百法雪动爆制御法器		43-12-18	860842	永 圖 栄·太田幹 雄	伊丹嬰作所
应加电奶极 间两表量		43-12-18	860843	藤井 学	商品研究所
美元 組織電站置		43-12-18	860844	备 川	神巨製作所
		43-12-18	860845	计 順一	神戸製作所
查状 次 區 		43-12-18	860846	三十一郎	神戸製作所
小刑直流電動機の制御装置		43-12-18	860647	小野健一	商品研究所
「空間加電動機や同時要量		43-12-18	860648	山 崎 英 蔵・淡 野 光 章	中央研究所
たっ清海路		43-12-18	860649	牛載諒	中津川製作所
上入(日子)(2) 扬気扇		43-12-18	860650	田口幹雄	中津川製作所
投写形 モビジョン 受像機		43-12-18	860851	鷹 野 泰·小林 弘 男	中央研究所
温度調筋界の調整 いつき 取付装置		43-12-18	860852	山田英樹・阿部五郎	郡山禦作所
出交時間部つ時上 バー K-1 KE		43-12-18	860853	大沢和夫	群馬製作所
南流電動機の制御装置		43-12-18	860854	加藤道明	名古屋製作所
直流電動機の発電制動制御装置		43-12-18	860855	小原太郎	伊丹製作所
直流電動機の知識法習		43-12-18	860856	小原太郎	伊丹製作所
10.11日朝後の前周安區		43-12-18	860857) · · · 山本吉彦	中央研究所
		43-12-18	860858	中村良一	伊丹製作所
四二 ノレス 「高雷動機の速度制御装留		43-12-18	860859	久保田伸夫・銭 場 勘	神戸製作所
回加电影磁~企及制刷衣圖 雷奇 hax11 の付属見収納基器		43-12-18	860860	武井久夫・小川昇	群馬製作所
电入 ルミノリ シロ 周田 収和 認 国		43-12-18	860861	渡辺年美	北伊丹製作所
一十5744次區 可亦志雲動工目		43-12-18	860862	佐々静男	福岡製作所
川交匹甩到上六		40-12-10	860863	- 茲 原 御・III 方 二 一	中央研究所
マーノレーズ お電道 ライロ		43-12-10	860864	河合 正·岩本雅早	中央研究所
旭母コル		43-12-10	860865	藤田 動	群馬製作所
15411年1月1日の小田田日		40-12-10	200000	藤田 動	
以相知深裔の小物理り		40-12-10	1 000000		HI MY ACTE IN

G

-

特許と新案

救難用すべり台

考案者宇川彰

この考案は高層建築物の火災発生時に人が退避する場合使用され る救難用すべり台に関するものである。

図1,2はこの考案の実施例を示すもので,内側環状わく2と外 側環状わく3を複数個の連結腕4により結合して構成した取付具1 を,図1に示すように,綱5で建築物に設けた支持腕等からつりさ げる。この取付具1の内側環状わく2と外側環状わく3には,それ ぞれ内側筒体6と外側筒体7を同心に取り付け,この内側筒体6と 外側筒体7との間には,図2に示すように,両側部をそれぞれ内側 筒体6と外側筒体7に取り付けたら(螺)旋状の気のう8と,この気 のうの上面に沿って支持されたすべり面9を配置している。また, 外側筒体7の上部と下部には,入口10と出口13が開口されている。

このように構成したすべり台は、普通気のう8をからにして収納 されているが、使用時には網5でつり下げ、気のう8を充気させた 後、人は入口10より入りすべり面9に沿ってらせん状に滑走しな がら出口13に出る。したがって、すべり台の下端を建築物より離 したり地上で固定する必要がなく、かつ地上の占有面積も少なくて すむという効果がある。 (実用新案第868814号)(大須賀記)



冷房機の温度調節装置

考案者 丸山 忍

この考案は冷房機の温度調節装置に関するもので,特に室内外の 温度差を感温抵抗素子で検出し,この温度差によって冷房機の運転 を制御するようにしたものである。

図において、今室外温度が設定外気温度以上になれば、感温抵抗 素子 11 の抵抗値が増加し、トランジスタ 18 の パイアス 電圧が 大きくな り、トランジスタ 18 は導通して リレーコイル 21 が働いて リレー 接点 5 を閉 じる。 このとき室内外に温度差がないと感温抵抗素子 10, 12 は同 じ抵抗値を示し、差動変圧器 13 の二次巻線 20 には電圧が誘起され ないので、トランジスタ 16 はしゃ断され、トランジスタ 17 が導通して リレ ーコイル 22 が働き、 リレー 接点 6 を閉じて冷房機の圧縮機駆動用電動 機1 は運転を始める。冷房機の運転に従って室内外の温度差は次第 に大きくなり、感温抵抗素子 10, 12 の抵抗値に差が現われ、 差動 変圧器 13 の二次巻線 20 には室内外の温度差に対応する電圧が誘起 される。したがって トランジスタ 16 に順方向電圧が印加されて トランジ スタ 16 は導通し、トランジスタ 17 はしゃ断されて リレーコイル 22 を消勢 して、 リレー 接点 6 を開いて冷房機の運転を停止する。 冷房機の停止 により、室内外の温度差が設定値以下となればトランジスタ 16 はしゃ 断され、トランジスタ17 が導通して再び冷房機は運転を始める。以下 同様の動作を繰り返す。

との考案は以上のように室内外の温度差を感温抵抗素子で検出し, この温度差によって冷房機の運転を制御しているので,従来のよう に室内外の温度差が大きくなりすぎて,へやを出入りする人にはな はだしい冷暖感を与えるようなこともなく,常に快適な冷房を行な うことができる。(実用新案第 874959 号)(大須賀記)



半導体装置

発明者 中田伏祐

この発明は一つの半導体物質内に PNPN 多層構造を複数個形成 して、両方向に対し スイッチ 類似の機能を持たせるとともに、 ゲート に印加する信号電圧の極性に応じて、直流の方向変換、極性と位相 調整によって、通電角の制御された交流制御あるいは整流作用を行 なわせることを目的とした半導体装置に関するものである。

従来の トライアック と称される双方向 サイリスタ は、主として交流ス イッチ として使用されているが、この発明はその機能を拡張させた交 直両用 スイッチ である。

図は、この発明の実施例を示している。1は第1のN層、2は第 1のP層で、1の下面に接合され第1の接合面3を形成する。4は 第2のN層で2の下面と同一平面を有するように2の一部に接合さ れ、第2の接合面5を形成し、6は第2のP層で1の上面の一部に 接合され第3の接合面7を形成し、4、2、1とともに第1のPNP N層8を形成し、9は第3のP層で6と同一平面を有するように1 の上面の残部に、6と分離するようにみぞ10が設けられて接合さ れ、第4の接合面11を形成し、12は第3のN層で9の上に接合さ れ第5の接合面13を形成し、2、1、9とともに第2の PNPN 層14を形成する。15は第4のN層で6上でしかも11から十分離れ た位置に、比較的小面積に接合され第6の接合面16を形成する。 17 は第1の主電極で2および4の下面にまたがって設置し、18 は 第2の主電極で12および6を電気的に接続する。19は第1の制御 電極で9上に設置する。20は第2の制御電極で15上に設けられ19 とリード線で短絡する。21,22,23は電源・負荷抵抗・スイッチで、 17,18間に直列接続され被制御回路24を構成し、25,26,27はゲート 信号電源・ゲートスイッチ・抵抗で、19,20と18の間に直列接続さ れ制御回路28を構成する。

(特許第535352号)(八木記)



半導体集積回路用ダイオードおよびその製造方法

発明者 土屋 錬平

との発明によって構成された ダイオードは、接合両側の不純物密度 が高い PN 接合であるため単位面積当たりの接合容量が大きく、直 列抵抗が小さく、順方向の立上り電圧が大きい、のとなり、しかも 一つの基板層に他の素子とともに集積回路を構成することが容易で ある。

図はこの発明の実施例を示している。7は基板層で 10¹⁵cm⁻³ 程 度の不純物密度を有するP形 シリコン, 8 は 10¹⁹cm⁻³ 程度の高不純 物密度を有するN形 半導体層 (N⁺層) で, 7の表面の一部に設け られる。

9 は 10¹⁶cm⁻³ 程度の不純物密度を有するN形半導体層 (N層) で 8 を含む7 の全表面に形成され, 8 を取り囲むように円形に形成さ れる P⁺ 離隔層によって, 91 と 92 の 2 部分に離隔されている。

10 は 10²⁰ cm⁻³ の高不純物密度を有する P 形半導体層 (P⁺ 層) で, 9 を通して 8 との間に接合面を形成する。11 は 10 と同様, 10²⁰ cm⁻³ 程度の高不純物密度を有する P 形半導体層 (P⁺ 離隔層) で, 8 の周 辺を取り囲むような状態で 9 を通して 7 に達するように形成し, 91 と 92 とを離隔する作用をしている。12 は 10²¹ cm⁻³ 程度の高不純物 密度を有する N 形半導体層 (N+層) で, 91 の表面において 10 を取 り囲んで円形に設けられ, オーミックコンタクト を得るための もの で あ る。

このような ダイオード は 91, 8 が陰極部を形成し, 10 が陽極部を 形成する。すなわち 10—91 と 10—8—91—12 の二つの導電路を持 つ ダイオード が形成される。この場合, 10—91 からなる導電路は 10 -8—91—12 からなる導電路にくらべ小さな順方向電圧で 導 通 を 始めるが, 立上りがよくないため無視することができ, 10—8—91 --12 の導電路のみ ダイオード として考えることができる。

(特許第539381号) (八木記)





最近の磁気記憶装置(2)

織田博 靖*

1. まえがき

先講で磁気 ディスク等の電気・機械式の ディジタル 記憶装置になにを 期待できるかを説明した。電源を 切っても 情報が 消えない (Non Volatile) こと,読み出しを行なっても情報が破壊されることがない (Non Destructive Read Out) こと,それに ビット 当たりの コストが 小さいこと等々の メリットをみいだし,導入が検討されることになる。 今回はかかる装置を使用するうえで知っておきたい諸点について述 べる。装置自体を製作するに必要な詳細事項は割愛したが,正しい 使用法については見通しを与えたつもりである。

2. 仕 様

磁気 ディスク 等の電気・機械式 ディジタル 記憶装置は, すべて図 2.1 のような リング 形磁気 ヘッド と ヒステレシスループ をもつ強磁性の連続薄 膜の 2 要素の組合せで構成されている。 ヘッドの先端 ギャップ からの 強力な漏れ磁界 Hir によって磁性膜に情報を書き込み, この情報が 残留磁気 Br の形で記憶される。 これが「書き込み動作」である。 読み出しは, 磁性膜を走行移動させることにより, ヘッドの コイル に 磁束変化を誘起し, これにより発生する電圧を検出して行なわれる。 ディジタル 記録では, 情報はいつも "1" か "0" のいずれかの形で 記憶されるので書き込みはいつも飽和まで行なわれる。この 2 値的 な飽和記録という点が, 家庭用 テープレコーダ などの アナログ 記録と異 なっている。 装置は図 2.2 に示すように ヘッドコア に対向してでき る複数本の トラックが並置されている。ここで記憶装置本体の諸仕様 がどのように決まっているかを以下に説明する。

2.1 機能仕様

記憶装置を取扱うに当たってまず注目すべき機能には、どれだけ の容量の記憶ができるかを示す「記憶容量(単位:ビット)」と、必 要な情報を呼び出すために待たされる時間を示す「待時間(単位: 秒)」と、さらに呼び出した情報を実際に他の装置に送る速さを示 す「転送速度(単位ビット/秒)」の三つがある。これ等を規制する諸 要因を関連樹で示したのが図2.3である。

記憶容量は記憶密度と記憶面積の積で与えられる。装置の占有容 積を広げないで記憶面積をふやす手段として、ドラム に代わって ディ スク、カードが出現してきたとも言える。記憶密度は図 2.2 に示す ビ ット密度 D_b (単位;ビット/mm)とトラック密度 D_t (単位;トラック/ mm)の積で決まってくる。トラック密度は ヘッドコアの厚み Wとトラ ック間の干渉を防ぐための ガード幅Gの和の迸数 (=1/W+G)で決 まっている。トラック幅に比例して ヘッドの読み出し電圧は大きくな るし、S/N はトラック幅の平方根に比例して向上する⁽¹⁾⁽²⁾。ガード幅 は構成体の温度膨張や工作技術上の制約により決まる。

これらに関する諸資料の間に妥協点をみい出すのである。ビット密 度は装置固有の パルス分解能と、これをどこまで使いこむかを決め るいわゆる記録技術の両方から決まってくる。パルス分解能(単位; パルス/mm)は磁性膜上に1パルスを記憶しておくに必要な見かけ上の 記憶細胞単位の大きさと対応している。この細胞の大きさは ヘッド 系分解能と記憶面分解能とも言うべきもので決まってくる。ヘッド系 分解能は ヘッドギャップ L と空気 ギャップ H により決まる。通常 L/H \simeq^2 として記憶細胞の長さ $1/D_p$ の 1/5 くらいに Lを選ぶ。記憶面 分解能は磁性膜上の記憶細胞を構成する微小磁石の自己減磁効果に



より規制されるので $H_c/t \cdot B_r$ を一定値以下にしないよう、 磁気特性に合わせて磁性膜厚をおさえている^{(3)~(7)}。 記憶技術については

後述する。 「待時間」はドリスク(トラック どとに ヘッドをもったドラム, ディスク) ではもっぱら回転による待時間を考えればよい。希望する情報が ヘ ッドの最下にあった場合には待時間は 0 秒であり, ヘッドの下を通過 した直後の場合は, 1 回転待たなければならないので, 平均待時間 としては 1/2 回転に要する時間を予定しなければならない。一つの ヘッドで複数個のトラックを探索移動させる形のものは, この時間に ヘッドの移動時間を加えなければならない。このような機械的な待時 間に加えて, ヘッドの電子回路による スイッチング時間も無視できない 場合がある。これについては後述する。

「転送速度」は単位時間になんビットの情報を読み・書きして転送 できるかを示すものであるから、トラック容量と回転数の積として算 定できるものである。このような制約をこえて、大量の情報を転送 する要があるときには複数トラックを同時並列に選択している。

2.2 技術仕様

機能仕様を満たすよう設計を進めるにあたって,おさえておくべ き諸 パラメータ について説明する。

(1) 分解能 (Resolution)

記録密度を徐々に上げていったときの読み出し電圧を測定し、こ れを図示すると一般に図 2.4 (a)のようになる。 すなわち記録密 度が一定値をこえると読み出し電圧の振幅低下が起こる。通常所定 の記録密度で記録したときの読み出し振幅値と、十分記録密度が低 く、特性のへいたん域にある部分での振幅値との比をとって分解能 と呼んでいる。 この高域部の振幅低下は図 2.4 (b)のように低記 録密度のときに観測される孤立波形の重なり合いによる干渉として 説明できることが報告されている(8)(9)。振幅低下が起こる場合には, 図 2.4 (b)からもわかるように波形のピーク点が時間軸上を移動す る。これが大きくなると注目 パルスとその隣りの パルスを区別するこ とができなくなり、記録密度の限界を規定することになる。このよ うな干渉による波形のひずみはこの分解能と一定の関係づけができ るので, 通常測定の容易な図 2.4 (a)の p をもって表現すること になる。 記録密度を ビット 密度で表現する場合には,後述するよう に1パルス/ビット形の記録方式と2パルス/ビット形の記録方式がある ので, ビット 密度・記録方式・分解能を同時にいわないと誤解が起こ る。なお分解能いくらまで使用できるかは後述する記録技術により 異なってくる。これもコアメモリ等とは異なり興味のある点である。 通常分解能0.7 くらいで使用すれば、ほとんど波形の干渉の影響を 考慮しなくてよい。

(2) 振幅変調 (Amplitude Modulation)

トラック1 周にわたり 所定の記録密度で記録を行なって、 これを観 測すると図 2.5 のように多少の振幅変動が観測される。 このよう な変動に伴う振幅の最大値 V(MAX)・最小値 V(MIN) をおさえると同



図 2.5 振幅変調

時に、同一 トラックでの人幅な変動をおさえるために通信工学の振幅 変調にならって、次式で変動を定量的に規定することができる。

振幅変調=
$$\frac{V_{(MAX)} - V_{(MIN)}}{V_{(MAX)} + V_{(MIN)}}$$

同一 トラック内で急しゅん(峻)な振幅変動があると、これの抑制も 困難であり、ピークシフトを起こす原因にもなりうる。

(3) S/N

通常一つの信号弁別系で受持つトラック群中の信号振幅の最小値 と,記録面を直流消去したときのノイズ振幅の最大値の比をとって いる。弁別系のしきい値がこの中間に余裕をもって設定可能でなけ ればならない。

(4) 書き込み電流 (Write Current)

強磁性膜に飽和書き込みを行なうに足る電流振幅値である。図 2.6 は Co 系の y_{v_7} +磁性膜と γ -Fe₂O₃の塗装磁性膜の書き込み電 流対読み出し電圧の関係を示したもので、 y_{v_7} +磁性膜の場合へいた ん域が広く、書き込み電流に対しきわめて安定であることを示して いる。

(5) 読み出し電圧 (Playback Voltage)



図 2.6 書き込み電流の影響

ヘッド に所定の負荷(通常 ヘッドアンラ と布線系を模擬する抵抗と コ ンデンサの並列負荷が当てられる)をつけて,所定の記録密度・記録 電流における ヘッド 端子電圧をもって表わしている。外来 ノイズ に強 くするためにはこの値は当然大きいほどよい。

(6) 半コイルインダクタンス (Half Coil Inductance)

ヘッドに書き込み電流を流す場合,該時間間隔中に少なくとも電流 は完全に立上がっていなければならない。一方,通常ヘッドの書き 込みは図 2.1 に示すごとく互に逆方向の磁界を発生する,半 コイル を交互に通電して行なうので,この半 コイルインダクタンスの値が,書き 込み駆動回路の電圧値等を決定するために必要となってくる。

(7) 自己共振周波数 (Self Resonant Frequency)

読み出しは ヘット の全 コイル 電圧を取り出すようになっている。そ こで全 コイル インダクタンス 値(これは半 コイル インダクタンス 値の 約4 倍 に なる)と, コ イル の分布容量から決まる共振周波数をこのように呼ん でいる。読み出し信号の有用な周波数成分はすべてこの周波数以下 になるよう配慮を要する。

2.3 仕様例

表2.1に当社製小形磁気 ディスク M-811 形の仕様例を示す。M 811-1 では情報の記憶にあずかる データトラックは 32 トラックであり, 書き込み・読み出しの制御にあずかる タイミングトラックは 4 トラックあ る。これらの使い方については後で述べる。

表 2.1 仕様例 (当社製小形磁気 ディスク 記憶装置 M 811)

ディスク形式	M-811-1 M-811-2
総容 量 ピット	270,000 540,000
ト ラ ッ ク 容 量 ビット	8,000 8,000
データトラック	32 64
タイミング トラ ック	4 4
磁気円板	8インチ1面 8インチ2面
回 転 数 rpm	1,200/1,800/3,600
平 均 待 時 間 ms	25/16.7/8.3
データ速度キロビット/秒	160/240/480
半コイルインダクタンスルI	H 200 以下
自己共振周波数 MHz	1.0 以上
書 き 込 み 電 流 mA	50
読み出し 電 圧 mV	30 以上
分 解 能 2 f/f	0.7 以上
振 幅 変 调 振幅変動率	0.15以下
S/N dB	14 以上:
周 囲 温 度 °C	10~40
湿 度 %	40~90(非凝縮)
電源	
ラーイ ン	100 V 1 Ø 50/60 Hz
起 動 電 流 A	2.1 2.1
定 常 電 流 A	0.4 0.6
外形寸法mm	256 ¢×242
重 量 kg	10

(注) 回転数その他は電源周波数 60 Hz の場合の値を示してある。

3. 書き込みと読み出し

図 3.1 に書き込み・読み出し系の ブロック 図を示した。これについて順次説明する。

3.1 記録方式

入力論理信号と記録パルスの対応づけを規定するのが記録方式で ある。磁気記憶装置に広く使用されているのは、NRZI (Non Return to Zero IBM) 方式と PM (Phase Modulation) 方式, および PM の変形の FD (Frequency Doubling) 方式等である。各方式の相違 を図 3.2 に示す。NRZI 方式は、1ビットの情報を記憶するのにた かだか1回の磁化反転があるだけであるから、前節で示したパルス 分解能が許す限界までつめ込んでも問題となる干渉は起こらない。 また読み書き回路が簡単になるという長所もあって、従来最も一般 的な記録方式として採用されてきた。しかしパルス分解能をこえて 情報をつめ込むと、NRZI 方式では連続する記憶パターンは千差万別 であり、これの重なり合いによる影響も複雑なものになる。Hoa-





(上は磁化 パターン,下は読み出し波形を示す)

gland によると,読み出し注目 ビットの7ビット くらい前の状態がき いてくる場合があるという⁽⁸⁾。すなわち,振幅・ピーク位置とも記録 パターン に強く影響されて (これを Patten Sensitivity があるという) 正確な読取りが困難になる。

そこで最近は高密度記録 を 行なう ディスク などには PM あるいは FD 方式のものが多くなってきた。 また τ --ブでも 800 BPI あるい はそれ以上のものもこれらを用い始めた。両方式とも 1 ビット当たり の磁化反転 $パ_{N,Z}$ が 1 発ないしは 2 発のいずれかしかない。 1 ビット を記憶するのに 2 発の $パ_{N,Z}$ を使うので,図 2.4 に示す $パ_{N,Z}$ 分解 能までで記憶を行なえば情報密度は NRZI の場合の 1/2 になる。し かし記憶 $パ_{S-2}$ が単純なため Pattern Sensitivity が少なく,たと えビットシフト があっても、1 ビット に 1 回は信号がでるので、これを 用いて自己同期による ストローブを行なえば、安定な弁別ができるの で、読み出し振幅が減っても、 S/N の許すかぎり $パ_{N,Z}$ 分解能 D_p を越えて情報を記録している。またこの自己同期 (Self Clocking) が可能なので トラック 間の ピーク 点のずれに特別の配慮を要しないの も大きな特長である。また記録情報に冗長性があるので、これを積 極的に使って⁽¹⁰⁾、信頼度の高い システムを得ることができる。

また最近は実質的な情報記録密度を上げるための特殊な記録方式 が検討されている。TM, DM 変調方式等は1パルス/ビットの記録で ありながら自己同期もできる点注目に値する⁽¹¹⁾。

各種記録方式を検討するに当たり、下記の点に着目したい。



(1) 情報量あたりの所要パルス数

(例 2 パルス/ビット, 5 パルス/語)

(2) 情報の独立性(ビット単独の書き換えあるいは弁別の可能性,

隣接パターンへの依存性等々)

- (3) 自己同期の可能性(パターンの周期性の有無)
- (4) 読み出し波形の占有帯域幅
- (5) 対振幅・位相安定度, ノイズ 耐力
- (6) 周辺回路の構成の容易さ
- 3.2 変調回路

2 値的な論理入力信号を受けて, さきに述べた記録方式に応じた 記録パターンを発生する回路である。図 3.3 に NRZI および FD 方 式の変調回路例を示した。

3.3 書き込み回路

書き込み回路は磁気 ヘット の コイル に所定の立上り,所定の振幅の 電流を流すための電流 スイッチ 回路である。

電流振幅は記憶磁性膜を十分飽和させるものが望ましい。図 2.6 に種々な パルス 密度での 書き込み 電流振幅対読み出し電圧振幅値の 関係を Co 系 メッキ 磁性膜と γ -Fe₂O₃ の塗装磁性膜の両者について 示した。特性曲線のへいたん部中央に書き込み電流を設定するのが よい。これより記録密度が高いほど最適書き込み電流値は小さくな ること、メッキ 磁性膜のほうがはるかにへいたん域が大で、書き込み 電流値をらくに設定できることがわかる。

電流の立上りはパルス間隔時間内に最適駆動電流値まで確実に 立 上っていれば,読み出し振幅にはほとんど影響しない。読み出し波 形の ピーク 点の時間位置は立上り時間にそって移動するので, この 影響が問題にならない範囲で用いなければならない。

- 図 3.4 に書き込み回路例を示した。
- 3.4 読み出し回路

読み出し回路は磁気 ヘッドの誘起電圧をひずみなく有効に取り出

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970



し, 増幅するものである。場合によっては次にくる弁別回路が安定 な弁別を行なえるよう周波数補償を行なっている。

図 3.5 は NRZI および FD (または PM) 記録方式の読み出し波 形 スペクトラム 例である。 このような周波数成分に対する信号伝送系 を考えることになる。

磁気 \wedge_{9} ドの等価回路について種々検討がなされている⁽¹²⁾⁽¹³⁾が、 おおむね誘導性 \wedge_{9} ビーダッス として取り扱ってよい。磁気 \wedge_{9} ドが読 み出し波形の基本周波成分に対して示す \wedge_{9} ビーダッス $Z \simeq X_L = 2\pi f L$ を知って、読み出し回路入力系の \wedge_{9} ビーダッス (したがって \wedge_{9} ドの 負荷)を 3Z 以上にすれば、有効な周波数成分をほとんど失うこと なく、無ひずみに近い状態で信号を取り出せる。

プリアンプ部は微小信号電圧を無ひずみで増幅するのが目的である から、帯域幅は信号の周波数成分をほとんど含むように設定し、外 部からはいってくる同相 ノイズを排除するために、同相 モード 信号排 除比 (CMRR)の十分高い差動増幅器ないしは入力 トランスを用いな ければならない。

メインアンプ部は次にくる弁別回路が高信頼度で作動できるような 最適信号レベルを作り、場合によっては各種補償(周波数・位相等 の線形補償,振幅変動抑制等の非線形補償等)を行なっている。図 3.6 に線形補償を行なって波形変換を行なった例を示した。

3.5 弁別回路

弁別回路は信号 パルスの存在を検知する回路で, 波形のひずみ, ノイズの存在等に影響されることなく安定な弁別を行なえる ことが 望ましい。結局磁気記録読み出し波形の特長抽出の問題になる。図 3.7 に読み出し波形の一例を示した。以下に現在実用になっている 弁別法を紹介する。

(1) レベル 弁別法 (Level Sensing)

信号振幅値が一定レベルをこえたことを、しきい値 (threshold) の安定したスイッチング回路で弁別するものである。図3.7 中の黒丸 印で示したしラインがこれに当たる。記録密度が高くなると波形の 干渉によるレベル変動が顕著になる (図中波形ⓒ, ①がこの徴候を 示している)ので、そのままこの方式で弁別を行なうと不安定にな る。したがってこの方式は パルス分解能に余裕がある場合ないしは 干渉による直流的なレベル変動を補償回路⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁽¹⁶⁾等によって少な くしたときに用いることができる。通常のスイッチ 回路で簡単に弁別 できるところから、最も広く使われている。図3.8(a)に一例を 示した。

(2) ピーク 弁別法 (Peak Sensing)

信号振幅の ピーク 点の存在を検知することにより, 信号弁別を行 なう方式である。 図 3.7 中の矢印で示した P 点がこれに 当たる。 この方式は信号の直流的な レベル 変動のいかんにかかわらず安 定 な 信号弁別ができる。記憶磁化の微分読み出しという動作原理からみ ても, ピーク 点は最も直接に記録磁化の存在に対応しており, ビーク 点間の時間的距離も安定しているので,後に述べる復調にさいして



も安定な動作が期待できる。ピーク点の検出は信号振幅の絶対値が時間的に増大から減少に移行したことを検知すればよいので,各種の 手法が採られている。図 3.8(b),(c)にそれぞれスイッチレベルを 決めているエミッタコンデサCを波高値まで充電する方式⁽¹⁰⁾および遅延 線を用いて,入力信号の時間差分をとる方式⁽¹⁷⁾例を示した。この 方式は原理的にはすぐれた方式であるが,回路的にはかなり取扱い が面倒な場合がある。 磁気 テープでは広くこの方式が採用されてい る。

(3) ゼロクロス 弁別法 (Zero cross sensing)

信号波形が ゼロレベル と交差したことを検知することにより,信号 弁別を行なう方式である。 図 3.7 中丸印で示した Z 点がこれに当 たる。磁気記録の読み出し波形は必ずその極性が正・負交番する性 質がある。そこで FD 記録方式のように記録情報のいかんにかかわ らず常に信号が密な間隔で継続するものでは、ゼロクロス点があった ということは次に逆極性の パルスが到来しているということを示し ていることになる。 図 3.7 に示したように入力信号の補償を適当 に行なった後, 飽和 アップを通して,信号波をく(矩)形整形すると, その立上り・立下りが ゼロクロス点に対応することになり、きわめて 安定な読み出しができる。交換形 ディスクのような入力信号の振幅変 動が大きいものに広く採用されている方式である。 図 3.8(d)に 回路例を示した。なおこの方式は見方を変えるとしきい値が ゼロの レベル 弁別動作をしているので、NRZI 方式のように信号 パルス 間隔 が不定のものや パルス 分解に十分余裕があって、継続する信号が孤 立波形のようになっている場合は、ゼロクロス 点があいまいになって 安定な動作は期待できない。また信号の干渉により直流的な ゼロレベ ル の変動がある場合には誤動作をするので、低域しゃ断を適当に行 なった フィルタで信号を補償した後弁別に入る必要がある。

とれらの諸方式を実用化するに当たっては信号波形のひずみ,ノ イズの混入等により, 誤った弁別が行なわれないよう,弁別信号の 時間幅を監視する(積分回路等により)等補助回路にもくふうがな される。

弁別器出力は以後の ティジタル 処理に便利なように, 論理回路 レペ ル に整形されているのが普通である。

3.6 復調回路

弁別器出力は レベル 的には整形されていても, 記録方式特有の特殊な パターンをもっている。これを論理回路で取り扱いうる, 通常の

£.

(a) NRZI 用



(b) FD 自己 クロック 用 D は 3/4 クロック 幅をもつ ワンショットマルチ
 図 3.9 復調回路原理図

2値情報にもどすことが必要になる。すなわち各種記録方式の定義 にもとずき(図 3.1 参照)変調回路で行なった動作の逆の動作を論 理的に行なえばよい。図 3.9 に NRZI および FD 方式の復調回路 例を示した。

復調に当たってはビット間隔の時間基準を得るためにビットごとに 必ず信号を発生する クロック 信号が必要になる。 この クロック の発生 法に次の三つの方法がある。

(1) 専用 クロック 方式

20-92 信号発生のために専用の 20-92トラックを装置内にもち, この 20-92 により弁別 データを サンプリング(ストローブ) するものである。 記録密度が比較的低い (30ビット/mm) ドリスク ではこの方式が最も広 く用いられてきた。この方式では 20-92 信号と データ 信号の時間的 位置関係が安定であることを要求されるが, 記録密度が高くなって くると多数の データトラック と一つの 20-92トラックの機械的位置関係を 一定かつ安定に保つことは困難となり, 自己 20-92 方式が考案され た。

(2) 自己 クロック 方式 (Self-clocking)

出力信号に何らかの周期性があれば、データ信号自身からクロック信号を作ることができる。FD, PM等の記録方式では少なくとも1ビットに1回は弁別出力信号を得るので、きわめて容易かつ安定にクロック信号を抽出でき、これによりさらに情報信号を抽出して復調を行なうことができる。図3.9(b)にFD方式の自己クロック式による復調回路例を示した。自己クロック方式は一定ビット間隔ごとに信号出力を得るような情報ブロックを設定すればいかなる記録方式でも実現は可能であるが、このときその安定性に関する検討を十分行

なう必要がある(18)。

(3) 相互 クロック 方式

複数のトラックを並列に読み出す場合には、奇数パリテイトラックを設け ビットレベル で パリティを成立させると、必ずいずれかのトラックから 弁別出力信号が得られることになるので、これを クロックに用いるこ とができる。トラック相互の安定性に関する配慮を要することは(1) の場合と同様である。 この方式は磁気 カード 等に用いられることが ある。

4. 記憶場所の呼び出し

どのような用途,いかなる情報呼び出し方式 (Address System) で記憶装置を用いるにしても,結局なんらかの手法で(物理的な) 記憶面の特定個所を呼び出す要がある。図4.1 に ディスク を例にとって,呼び出しを希望する個所を黒く塗りつぶして示した。

4.1 トラック選択

4.2 タイミング選択

ディスク, ドラム 等の回転式記憶装置 (Rotating Memory) では一つ のトラック 内での特定個所の選択は呼び出すべき時間 (Timing) を選 ぶことで実施できる。

(1) カウタ 方式

1回転に1回信号を発生する スタートマーク(インデックス あるいは オリ ジンマーク ともいう)と、これにより計数を開始する カウンタ により、



図 4.1 ディスク 上の記憶配置



図 4.3 ドリスク 記憶装置系統構成図

トラック 一周に目盛を入れる手法である。スタートマーク や計数の基準に なる クロック 信号をそれぞれ専用の トラック (これを タイミングトラック と 総称することがある) に書き込んでおくことが多い。スタートマークを 回転体に ノッチ を入れてこれを検出することによりとり出し, クロッ ク は水晶発振器により得るものもある。 呼び出しは カウタ の内容と 呼び出し指令との一致により ゲートを開けばよい。

(2) パタンマッチ 方式

特定の トラック (タイミングトラック) に回転位置を識別できる パタンを書いておき, これを読み出して呼び出し指令の示す パタン との一致に

より ゲートを開くものである。

図4.3にマトリクス選択とカウタ方式による記憶呼び出しを行なう 記憶装置の系統構成図を示した。

5. 装置の制御

記憶装置と情報処理装置(たとえば計算機本体)との間の情報授 受の制御を行なう コントローラ については次回で詳述する。 とこでは 記憶装置を制御するに当たって,金物構成上留意すべき点について のみ述べる。

装置の入出力 インタフェース の一例を図 4.3の系統構成図が示し, 制御の タイミングダイヤグラムを図5.1 に示す。 すべての制御 タイミング は クロックを基準にして行なわれる。まず トラック選択信号により特定の トラックを選択する。 この 選択に 要する時間が トラックアドレス時間TA (図 5.1 参照) である。 T_A は ァドレスライン の過渡現象が消滅して特 定の ヘッドだけが確実に選択されるに必要なものであり, この間は 書き込み・読み出しを行なってはならない。 通常1〜10 μs を要す るので1 テータフロ┉フ 待つようにするとこの条件が満足されることが 多い。そこで書き込み ゲートないしは読み出し ゲートを開いて実際に 情報の授受を行なう。このとき ゲートの スイッチング 時間,その ドリフト ・ばらつきを吸収するために $_{\vec{r}=s$ ブロックの前後に T_L T_E (図 5.1 参照)なる空白時間を見込む必要があり, 通常数百 ns の大きさと なる。 これを安定に吸収するために テータフロಀク の前後に 1 ビット 程 度の スヘァビット を当てることが多い。 通常書き込みと読み出しの両 ゲート は相補的に開閉しているが,書き込み期間中には ヘッド両端に 書き込み電圧に等しい サージが発生し, これが読み出し電圧に影響 を与えない程度に滅哀するには相当長い時間を要する。これを書き 込み妨害遅延 (Write Disturb Delay) 時間と言って通常数 #s から 数十 μs を要するので特に注意を要する。 この遅延時間を可及的に 小さくし,読み出し増幅器の過飽和・破壊を防止するために,書き 込み時間中 ヘッド 選択 ライン から読み出し増幅器をしゃ断する回路が 設けられる。図 4. 2 の鎖線内がこの目的で設けられた回路で リード スイッチという。



磁気記憶装置の基本的な取り扱いについて、トラックごとにヘッド をもったドリスクを念頭において概説を行なった。さらに詳細を検討 されるむきは文献(7)を参照されたい。 なお エラーの誤りと訂正,

三菱電機技報・Vol. 44・No. 5・1970

コントローラの解説は次回に行なう予定である。

参考文献

- D. F Eldridge et al. : The effect of track width in magnetic recording, IRE Trans, AU-9, 10~15 (1960.01)
- (2) 岩崎,小寺,渡辺:狭トラックヘッドを用いた高密度記録法について,昭43電気四学会連大予稿(昭36)
- (3) R. L. Wallace : Reproduction of Magnetically Recorded Signals, B. S. T. J., 30, No. 1, 1,145 (1951)
- (4) J. J. Miyata et al. : The recording and reproduction of signals on a magnetic medium using saturation type recording, IRE Trans. on EC, EC-88, 159 (June. 1959)
- (5) 川又:磁気記録の研究,通研成果報告第2365号(昭39-12)
- (6) 法橋:磁気記録機構の理論解析と記録限界,信学会磁気記録 研究会資料,MR 66
- (7) D. E. Speliotis et al. : A theoretical analysis of saturation magnetic recording, IBM Journal, 10, 233 (May. 1966)
- (8) Hoagland et al. : High Density Digital Magnetic Recording Techniques, IRE, 49, 258 (Jan. 1961)
- (9) 亀山:高密度磁気記録の干渉特性,信学会磁気記録研究会資

料, (昭41-4)

- (10) 織田: ディジタル 形磁気記録の諸性質とその応用,昭42年電気 四学会連大予稿 No. 2063
- (11) 富永,江川: ディジタル 情報記録方式の検討と DM 方式の提案, 信学会磁気記録研究会資料, MR 67-24, (昭 42 - 12)
- (12) 林氏か:電子計算機用高速磁気 テープ装置の検討,通研実用
 化報告 第14巻第2号,195(昭40-2)
- (13) Wesley et al. : A computer simulation of electrical loss and loading effect in magnetic recording, IEEE Trans., EC.
- (14) Sierra, H. M. : Increased magnetic recording read-back resolution by means of a linear passive network, IBM Jour., 7, 22 (Jan. 1963)
- (15) C E. Schlaepfer : IEEE Nat. Con. Rec., Pt. 4, 2 (1963)
- (16) IBM: 特公昭 36-17311
- (17) TSAI HWA CHEN : The use of delay lines in reading a manchester code, IEEE Trans. on EC, C-17, No. 9, (Sep. 1968)
- (18) L. D. Seader : A Self-clocking system for information transfer, IBM Jour., 181 (April 1957)

最近の磁気記憶装置(2)・織田



新製品紹介

MISA 溶接専用溶接機

当社では、八幡溶接棒と共同研究で MISA 溶接法の開発ならびに、 可撤性および経済 性に富む専用潜弧溶接機の開発を進めていたが、このほど試作1号機を完成し某造船所の 協力で実用試験の結果、MISA 溶接法および専用溶接機ともにきわめて好評で、実用化の 具体的見通しが得られるにいたり、早ければ5~6月ころより発売の見込みである。

従来の潜弧溶接法は、主として太径 ワイヤ (2.4 mm 中以上) によって高電流を使用するため、溶接能率は向上するが、水平 スミ 肉溶接では満足な ビード 形状が得られにくく、 この 姿勢の溶接にはあまり実用されなかった。

■MISA 溶接法の特長

(1) 0.8~2.0 mm の マイクロワイヤ を使用し、 脚長 3 mm~10 mm の水平 スミ 肉溶接ができる。

(2) 今回, 同時に開発された専用 フラーックス との組み合わせ使用によって等脚性がきわ めてよく, 溶け込みの完全な水平 スミ肉 ヒードが得られ, ァーシターカーット の発生もほとんどな い。

- (3) 溶接 スラグは、ほとんど自然にはく(剝)離するため、スラグはく離の手間が不要。
- (4) 耐ビット性, 耐プローホール性が良好。
- (5) 溶接電源として、直流だけでなく交流でも同様の溶接ができる。
- (6) ひとりで数台の溶接機が使用できるので能率がよい。
- MISA 法潜弧溶接機の特長
 - (1) 小形軽量で,可搬性は グラビティ 溶接機に匹敵する。
 - (2) 自動ならい機構により、たて板にそって現物ならいするので、_{レール}その他の治具
- なしで、長尺の溶接に対しても安定した ビード が得られる。
 - (3) 溶接に必要な最小限の調整機構のため、セットが簡単で堅ろう性がきわめて高い。
 - (4) 溶接電源としては、一部制御装置の取りつけにより、 手持ちの交流 r-2 溶接機

をそのまま使用できる。

■仕 様

(1) MISA 法潜弧溶接機本体

- /	2		21211	
	便 用 ヮィ†	,径	(mm)	$0.8 \sim 1.6$
	ヮイヤスプ	- 1L		6.25 kg 巻
	ワイヤ送給設	电度	(m/min)	0.5~15
	走行速度印	範囲	(cm/min)	0~70
	ホッパ容	昰	(l)	2.5
	駆動方	式		後輪駆動,サイドローラならい式
	重	륕	(kg)	約 18
(2)	制御装	置		
	構	造		交流 ァーク 溶接機側面積載形
	制御機	能	(電源開閉)	電磯接触器
			(制御電源供給)	制御 トランス
			(ヮィャ 送給制御)	サイリスタ アーク 電圧制御
			(台車走行制御)	サイリスタ 静止 レオナード

(3) 適用電源

AC 垂下特性 (例 MA-500 形交流 アーク 溶接機),定格電流 500 A,使用率 60 % [名古屋製作所]



MISA 法潜弧溶接機



取付け・取扱いが簡単な新形はん用油しゃ断器

当社では、小容量のはん用油しゃ断器の新 シリーズを開発、4月20日から販売を開始した。

この三菱新形はん用油しゃ断器の小容量 シリーズは,取付けおよび取扱いが簡単であるため,最近ふえている簡易 キュービクル 用しゃ断器や,一般の高圧分岐回路用しゃ断器にも適している。

■三菱新形はん用油しゃ断器の特長

(1) 小形で軽量

一段と小形・軽量になっているので、取付面積が小さくてすみ取扱いが簡単である。

(2) 高性能を保証

規格 (JEC-145 および JEM-1198) に準拠し,各種試験を実施してその性能を保証している。

(3) 取付および仕様変更が簡単

操作機構および付属装置はほとんど内蔵しているため,取付および仕様変更が簡単である。

■仕 様

形 夕	定格電圧	定格電流	定格しき	外	形寸法	mm	定 価	
,	kV	A	MVA	奥 行	幅	高さ	円	開考
6-AL-2	7.2/3.6	200	25/15	718	316	540	45,500	
6-AL-5 A	7.010.4	200	10.00				63,700	
6-AL-5 B	7.2/3.0	400	50/25	718	316	630	72,800	電気操作もあり
6-FK-10 A	7.2/3.6	400	100/50	711	435	640	121,000	電気操作もあり
注)定価は手動	操作,配電	资 直接取付刑	彡を示す。		·			[機器事業部]

取付方式としては、他に単独固定据置形もある。

当社では、高圧受電設備の保護に最適の新形過電流継電器 CO-4 シリーズを開発し、4月10日から販売を開始した。

このたびの新形過電流継電器 CO-4 シリーズは、8 形式 16 種で、いずれも角埋込丸銅 ケースを使用しているため、配電盤への取付も容易である。

この CO-4 シリーズ は従来のものと比較して,動作時間を短かくしてあるため,一般の高 圧需要家の受電設備の保護に最適であり,また動作電流の調整範囲も,実際に使用される 値に合わせてあるため,動作電流の設定が簡単である。

短絡保護は瞬時要素付きを受電点で使用し、分岐線の過負若保護は瞬時要素なしのもの を使用すると完全な保護が可能となる。

■特 長

(1) 確実で安定した動作

新機構の採用により、温度や周波数の変化による誤差が小さく、動作が確実であり、M



6-AL-5A 形油しゃ断器

新製品紹介 🎆

K磁石の使用により,経年変化がなく長期間安定した動作特性が得られる。

(2) 正確な時限が設定できる

円板の回転角度が大きく(最大回転角度 270 度),目盛が ダイヤル 状のため, 設定値が常 に正面にくるので正確な設定ができる。

(3) 過電流に強い

最少 タップの3倍の電流を連続通電しても異常はなく,50倍の過電流でも2秒間耐えられる。

■仕 様

瞬時要素の有無	形 名	組合せるしゃ 断器 の引きはずし方式	動作電流調敷範囲	瞬時要素調整範囲	定 価 円
	CO-4-R	直流引きはずし			
侹	COT-4-R	変 流 器 二 次 電流引きはずし	2~5A または		6,400
204	CON-4-R	無電圧引きはずし	4~10 A		
	COA-4-R	交流引きはずし			
	CO-4 I-R	直流引きはずし			
有	COT-4 I-R	変 流 器 二 次 電流引きはずし	2~5A または	20~80 A	8,900
	CON-4 I-R	無電圧引きはずし	4~10 A		
	COA-4 I-R	交流引きはずし			

[機器事業部]

超ミニサイズの新形断路器

当社では、超 ミニサイズの断路器を開発、4月10日から販売を開始した。

このたびの新形断路器は、エポキシ 樹脂製の支持がい子を使用した超 ミニサイズ(従来の 磁器がい子形の断路器と比較して約60%程度に小形化)のため、取扱い・運搬・取付けなどがきわめて簡単に行なえ、簡易 キュービクル などに使用する場合には、 盤自体も小形になり経済的である。

■特 長

(1) 取扱いが安全

安全鎖錠装置をもっているので,振動や衝撃では不必要に開くことがなく, フック棒による操作の場合のみ開閉ができ,安全である。

(2) 高品質·高性能

規格 JEC-165 に規定されている厳重な試験を,すべて余裕をもって合格している。

(3) 安全な接触





■仕 様

	名	定格電圧	定格電流 A	外	定 価		
形		kV		縱	横	奥 行	円
6-E	OSE-2	7.2/3.6	200	290	100	145	4,300
6-DSE-4		7.2/3.6	400	290	100	145	5,000

[機器事業部]









高圧サイリスタ AC 制御装置完成

サイリスタによる交流電力制御は、200/400 V の低圧回路ではめっき ライン 整流器 や ヒータ 電源などの電圧調整にかなり広く利用されているが、この サイリスタのすぐれた制御能力を、 高圧回路にまで拡大するために、高圧 サイリスタ AC 制御装置の開発が進められていた。こ のたび完成したのは 3,300 V 三相用で、逆並列に接続された サイリスタの位相制御により高 圧交流電力を制御するもので、全電圧範囲にわたり連続かつ高速度の制御が行なえるほか、 負荷電流の高ひん(類)度の開閉も可能である。また、この完成により 3,300 V 以下の電圧 や単相用のもの、あるいはさらに大容量のものも容易に製作が可能となった。

用途としては,電解用 シリコン 整流器の出力制御,電力系統あるいは工業 プラントの負荷 開閉,誘導電動機の起動および速度制御,力率改善用または フリッカ防止用進相 コンデンサの 開閉,などであるが,他の特殊用途にも適用できる。定格仕様はつぎのとおりである。

定格電圧	3,300 V 3 ϕ 50/60 Hz
定格電流	735 A 連続
電圧制御範囲	0~100 %
周囲温度	−10~40°C
効 率	99.5 %
冷却方式	送油風冷式
短時間電流	3,320 A 5 サイクル (60 Hz ベース)
絶縁階級	3 号A (高圧部一低圧回路および大地間)
形 式	屋外用

高圧 サイリスタ AC 制御装置

[伊丹製作所]

限流形避雷器完成一

当社ではかねてより限流形避雷器新 シリーズを開発中であるが、このたびその一環として 22~110 kV 系統用 SV-CA 形避雷器を完成し、電力会社の形式試験を終了した。

従来の磯器吹消形避雷器では, 続流 アークを駆動させてもとくに 高い電弧電圧を発生させるものではないが, 限流形避雷器では アー クを細げき(隙)中に押し込めることによって,高電弧電圧を得る限 流 ギャップを使用したもので, 続流を電圧雫点をまたずに強制的に短 時間でしゃ断できる。このため特性要点の責務を軽減できるので, 保護 レベルの低減・高性能化・小形化された避雷器を完成できた。

本避雷器の定格特性および特長はつぎのとおりである。

圖定格特性

定格電圧	$28\sim 140 \text{ kV}$
公称放電電流	10,000 A
特別動作責務静電容量	$25 \mu F$

■特 長

(1) しゃ断性能が飛躍的に向上し,多数回の動作に耐える。

(2) 保護 レベル が 2.8 以下で, JEC-156 に対し 15 %以上の裕度



(左より28kV, 42kV, 84 kV, 98 kV, 112 kV, 126 kV, 140 kV)

news flash I-kyjyje news flash I-kyjjje news flash I-kyjjje

がある。

(3) 高さが低減されたので据付 スペース が縮減される。

[伊丹製作所]

阪神電鉄納め MAU 13 H 形空調装置完成

一般住宅および職場での空調が盛んに行なわれる今日,通勤電車の空調も一般化しつつ ある。当社長崎製作所で開発し,阪神電鉄に納入した車両用空調装置 MAU 13 H は,従 来より量産されて十分に実績のある標準品 AU 13 A を ベースとして,新しく電車用とし て,開発した小形高性能の車両用天井形空調装置である。この MAU 13 H の出現で,阪 神地区の通勤電車の冷房化は著しく促進され,通勤 ラッシュ による不快感がなくなるものと 期待される。

■おもな仕様

04 100 111	
冷房能力	5,500 kcal/h/台
車内循環風量	1,050 m ³ /h/台
1 両当たりとう載数	6~7台
重量	200 kg
外形寸法	長さ 1,452 幅 976 高 670.6 (屋根上高 470) (mm)
	[長崎製作所]



電車用 MAU 13 H 形空気調和装置

マレーシア通信省向け衛星通信地上局完成

昨年2月三菱商事が窓口となり,世界の有力 y_{-b-} との競争に打ち勝つて,受注に成功 した v_{U-br} 通信省向け衛星通信地上局は,三菱電機が中心となって製作を進めていたが, 現地における $v_{0,2-v}$ などの悪条件にもかかわらず,今年2月25日に契約どおりの1年 の短納期で v_{U-br} $0r_{2rvsv}$ 市に納入据付を完了し, v_{U-br} 通信省においては,さる4 月6日現地時間午後4時45分(日本時間6時15分)に,本地上局と約4,500 km離れた日 本の国際電信電話株式会社(KDD)山口衛星通信所とを結ぶ開通式が行なわれた。

本地上局の完成により、マレーシアは印度洋上の"インテルサット3号衛星"を介して、アジア、 アフリカおよび ヨーロッパ諸国の地上局とのテレビおよび電話の即時交信が可能となつた。

三菱電機はこれまで日本国内において, KDD 向け 3 局, 海外向けとして メキシコ 1 局, オーストラリア 2 局, および コロンビア 1 局の衛星通信地上局用設備を製作し, すぐれた成績を 上げてきた。今回は, 地上局全体の システム 設計ならびに直径 29.5 m の アンテナをはじめと する主要機器の製作を担当し, 地上局内の通信機器の一部については, 東京芝浦電気およ び富士通両社の協力を得た。

本地上局は, 衛星通信暫定委員会 (I.C.S.C) の地上局に対する要求を完全に満すもの であり,特に空中線部の高利得により, この地方特有の豪雨その他の障害に対しても常に 安定した高品質の通信を維持することが期待されている。

[電子機器事業部]



マレーシア 通信省向け衛星通信地上局用 直径 29.5 m アンテナ

本社・営業所・研究所・製作所・工場所在地

本	社	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号(三菱電機ビル)	(🐨 100)	(電)	東京(03)	218局2111番
---	---	---------------------------	---------	-----	--------	-----------

······								
大 阪 営 業 所	大 阪 市 北 区 梅 田 町 8 番 地 (西 阪 神 ビ ル)	(W	530)	(電)	大	阪	(06)	312局1231番
名 古 屋 営 業 所	名古屋市中村区広井町3丁目88番地(大名古屋ビル)	(19	450)	(電)	名言	占屋	(052)	561局5311番
静岡出張所	静 岡 市 伝 馬 町 16 の 3 番 地 (明治生命静岡支社) (亚	420)	(電)	静	岡	(0542)	54局4681番
福 岡 営 業 所	福 岡 市 天 神 2 丁 目 12番 I 号(天神ビル)	(B	810)	(電)	福	岡	(092)	75局6231番
長 崎 出 張 所	長 崎 市 丸 尾 町 6 番 14 号	(D	850-91)	(電)	長	崎	(0958)	23局6101番
札 幌 営 業 所	札 幌 市 北 2 条 西 4 丁 目 I 番 地 (北 海 道 ビ ル)	(060-91)	(電)	札	幌	(0122)	26局9 番
仙 台 営 業 所	仙 台 市 大 町 I 丁 目 I 番 30 号 (新 仙 台 ビ ル)	(W	980)	(電)	仙	台	(0222)	21局1211番
富 山 営 業 所	富山市桜木町 番 29 号	(W	930)	(電)	围	Щ	(0764)	31局8211番
広 島 営 業 所	広 島 市 中 町 7 番 32 号(日本生命ビル)	(1	730)	(電)	広	島	(0822)	47局5111番
岡山出張所	岡 山 市 駅 前 町 I 丁 目 9 番 地 (明 治 生 命 館)	(T	700)	(電)	岡	Щ	(0862)	25局5171番
髙 松 営 業 所	高松市 鶴屋町 2番 号	(D	760)	(電)	高	松	(0878)	51局0001番
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号(三 菱 電機 ビル)	(च	100)	(電)	東	京	(03)	218局2111番
城北家電営業所	東京都文京区大塚3丁目3番I号 (新 茗 溪 ビ ル)	(T	112)	(電)	東	京	(03)	944局63日番
城南家電営業所	東京都世田谷区池尻3丁目10番3号(三菱電機世田谷ビル)	(T	154)	(電)	東	京	(03)	411局8181番
城西家電営業所	国分寺市南町2丁目16番14号(秀美ビル)	(T	185)	(電)	国を	}寺	(0423)	22局1881番
横浜家電営業所	横 浜 市 中 区 富 士 見 町 3 番 地 4	(@	232)	(電)	横	浜	(045)	251局2226番
千葉家電営業所	千 葉 市 新 宿 町 2 丁 目 49 番 地(三菱電機千葉ビル)	(w	280)	(電)	Ŧ	葉	(0472)	42局5486番
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8番地のI	(1	530)	(電)	大	阪	(06)	344局1231番
洲 本 出 張 所	洲 本 市 上 物 部 2 丁 目 6 番 33 号	(B	656)	(電)	洲	本	(07992) 2局0631番
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町 3 丁目88番地(大 名 古屋 ビル)	(w	450)	(電)	名古	屋	(052)	561局5311番
静岡出張所	静岡市小鹿2丁目I番22号	(T	420)	(電)	静	畄	(0542)	85局6141番
福岡商品営業所	福 岡 市 天 神 2 丁 目 12番 I 号 (天 神 ビ ル)	(亚	810)	(電)	福	岡	(092)	75局 6231番
札幌商品営業所	札 幌 市 北 2 条 西 4 丁 目 I 番 地(北 海 道 ビ ル)	(ആ	060-91)	(電)	札	幌	(0122)	26局9111番
仙台商品営業所	仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル)	(T	980)	(電)	仙	台	(0222)	21局1211番
北陸商品営業所	金 沢 市 小 坂 町 西 97 番 地	(₩	920)	(電)	金	沢	(0762)	52局1151番
広島商品営業所	広 島 市 中 町 7 番 32 号(日本生命ビル)	(B	730)	(電)	広	島	(0822)	47局5111番
高松商品営業所	高松市鶴屋町2番 号	(B	760)	(電)	高	松	(0878)	51局0001番
新 潟 営 業 所	新潟市東大通I丁目 12番地 (北陸 ビル)	(950)	(電)	新	潟	(0252)	45局 21 51番
関東商品営業所 ————————————————————————————————————	与 野 市 上 落 合 後 原 8 4 2 番 地	(W	338)	(電)	与	野	(0488)	33局3181番
東京機器営業所	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号(三泰電機ビル)	(ज्ञ	100)	(雷)	古	 古	(03)	218号2111番
大阪機器営業所	大阪市北区堂島北町8番地の)	(530)	、毫/ (雷)	ネ 大	际	(06)	210月21日番
	尼崎市南港水空中野約米地			(=)			(• • •)	
商品研究所	後 倉 市 大 舩 2 丁 日 IA 丞 A0 号	(@) (=	001) 047)	(電) (配)	大	阪	(06)	491局8021番
		(@)	247)	(電)		庖	(0467)	46句61 奋
一一件 P 裂 作 所 (分 D 制 作 デ	神戸市兵庫区和田崎町3丁目10番地の)	(19	652)	(電)	神	戸	(078)	67局5041番
		(19	661)	(電)	大	阪	(06)	491局802i番
三四上场	二 田 币 三 輪 町 父 々 部 85 番 地	(B	669-13)	(電)	Ξ	田	(07956)	局 4371番
安 嗬 娶 作 所 恝 泪 劁 作 訳	友 崎 市 丸 尾 町 6 番 14 号	(W	852)	(電)	長	崎	(0958)	23局62日番
111 次 翌 17 所 111 阪山創作記		(T	492)	(電)	稲	沢	(0587)	32局8111番
和驮山爱作所		(640-91)	(電)	和歌	"山	(0734)	23局7231番
螺 倡 骏 1E 所 通信機制作品	骤…	(.	247.)	。(電)。	鎌	倉	(0467)	46局 番
坦 IG 1 级 妥 1 F M 北 伊 丹 割 作 iii	化 嗬 巾 角 演 水 字 甲 野 80 畨 地 一 一 一 一 一 一 一 一 一 一 一 一 一	(Ŧ	661)	(電)	大	阪	(06)	491局8021番
		() () ()	664)	(電) (王)	伊	丹 ((0727)	82局5131番
然 平 工 场 名士 居制 作 ifi	照 本· 币 龟 由 삔 与 削 / 2 U 眷 地 2 十号主吉区左四町 - 2 〒 日 、 町 川	() () ()	862)	(電) (一)	熊	本 ((0963)	62局7211番
福岡制作品		() () ()	461)	(電) (一)	名古	屋((052)	721局2111番
福间数作所	個 叫 「 「 伯 頁 木 b y ሀ 番 地 短 山 主 臼 町 p ≖ 。 □	() ()	819-01)	(電)	福岡)今宿	\$(09295)6局0431番
個出設作所		(ক্রু (ক্রু	720)	(電)	福	山 ((0849)	21局3211番
^妞 ज 表 下 <i>所</i> 相		(ক্র (ক্র	6/0)	(電) (王)	姫	路((0792)	23局1251番
油候数IF 別 冊田公工坦		(亚	229)	(電)	相模	原 ((0427)	72局5131番
· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·		(æ	154)	(電) (王)	東	京((03)	414局8111番
m m 本 H 別 山 注 川 制 作 所	m m m n m m m n m n m n m n m n m n m n	ریں د	420)	(電) (王)	静	岡 (0542)	85局1111番
大船製作品	·····································	(ক্ট (ক	508)	(電) (王)	中津	:Л (^	05736)	5局7151番
ハ ハH 衣 IF /// 那 川 趙 作 証	弊 酒 川 入 厢 つ 」 日 丨 奋 丨 亏 郭 山 末 巴 町 。 平 。 - □	(ক্ট /	241)	(電) (一)	豏	倉(0467)	46局6111番
弾 EF 製作 FF		(@)	963)	(電) (一)	郡	山 (02492)	2局1220番
藤岡工埠	ギッド・ディーター おうしょう うちょう ひょう ひょう ひょう ひょう ひょう しょう うちょう しょう うちょう しょう うちょう しょう うちょう しょう うちょう しょう しょう しょう しょう しょう しょう しょう しょう しょう し	() () ()	3/0-04)	(電) (売)	尾	島 (02765)	2局 番
」 京都		(æ	3/5)	(電)	滕	尚 (02742)	2局1185番
ふ mp ax nr // 長 野 T 坦	ふるちしいまた。 「「「」」」 「「」」 「「」」 「」」 「」」 「」」 「」」 「」」 「	() ()	b1/)	(電) (電)	京都	西山	(075)	921局4111番
シュー物	ム IJ 川 ヘ ナ 用 友 心 チ 札 則 尼 崎 市 南 凄 ァ ウ ホ 堅 の 夹 ゙゚	(@) (=	380)	(電)	攴	野 (0262)	27局1101番
· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	/u m m m /n /n /n / + 中 訂 ǒU 傘 现	(ক্য	061)	(電)	大	阪(06)	491局8021番
机幌工堤	札 幌 市 北 2 条 東 I 2 丁 目 9 8 番 地	(ক্র	060)	(電)	札	幌 (0122)	23局5544番

ANOLA.

2



三菱電機技報 Vol. 44 No. 6

電子計算機特集

《特集論文》

○ MELCOM-7000 シリーズ

- MELCOM-83 小形電子計算機システム
- MELCOM-3100 DAC システム(はん用データ管 理システム)
- 旅客予測システム (FOPS)
- MELCOM-9100/30 研究所システム
- ◎ MELCOM-9100 マルチアクセスオペレーティング ガス温風暖房機(クリーンヒータ) システム 一複数台端末からの技術計算システムー 《技術講座》
- ○小形制御用計算機 (MELCOM-9100-5) とデータ ○最近の磁気記憶装置(3) ーロガー (MELDAP-1300)
- ○最近の計算機用記憶装置
- ○電子計算機用端末機器

○ 中国電力(株)椋梨川発電所 25 MVA 水車発電機お

よび運転制御装置

《普通論文》

- 日本道路公団 東名高速道路納め変電設備集中遠方 監視装置
- ○電子線照射による塗膜の硬化
- ○最近の表示線保護継電装置
- - -その制御方式と誤り処理-

三菱電機技報編集委員会

委員長	仙	石	DÆ	常任	委員	牧	野	六	彦
副委員長	神	崎	逦	5	ņ	凑		武	加生
常任委員	明	石	精	2.5	11	依	田		功
11	石	川理	-	委	員	北	垣	成	-
11	E	田 重	夫		"	南	日	達	郎
11	宇	佐見重	夫		11	林		昇	寿
11.	北	川和	入		<i>u</i>	松	元	雄	蔵
11	$\mathbf{T}_{\mathbf{i}}$	賀	亭		11	吉	武	TE.	彦
11	小	堀 富 次	居住		11	和	囲	義	勝
11	鈴	木 正	末才				61	以上:50	音順)

昭和45年5月22日印刷 昭和45年5月25日発行「禁無断転載」定価1部金100円(送料別)

編集	兼発行	宁人			
	東京	電都千代田区丸の内2丁目2番3号	仙	石	廉
印	刷 東:	所 京都新宿区市谷加贺町 (丁目12番地 (郵便番号 162)	大日	本印刷株式	式会社
印	刷 東:	者 京都新宿区市谷加賀町1丁目12番地	高	橋 武	夫
発	行取	所 (都千代田区丸の内2丁目2番3号(郵便番号 100)			
-	-1-	三菱電機株式会社内	「三日 (菱電機技 電) (03) 218 同	報 社」 2323番
篼	元東	元 京都千代田区神田鎬町3の1 (郵便番号 151)	株式	会社 オーム	社書店

(電) (03) 291 局 0912 番 振替東京 20018