

MITSUBISHI DENKI GIHO

三菱電機技報

Vol. 39 February 1965

2

三菱電子乗算会計機 MAM-51



CLS形電力ヒューズ



限流ヒューズは、その名の示すように、短絡電流の波高値を制限するヒューズであり、ショート時間も半サイクル以下ときわめて短い。このため短絡電流により機器に作用する電磁力や発熱はヒューズがない場合に比べてずっと小さな値に抑えられる。

また、動作に際しての、発煙、噴炎、音響はまったくなく、性能に影響を及ぼすような可能部分もない。

当社では、この限流ヒューズをモータ回路その他の短絡保護に使用することを目的として約2年前に開発し、CLS形電力ヒューズとして製品化した。ショート容量を大きくしながら、限流ヒューズの欠点である動作時の過電圧のきわめて低い値に押えることに成功したもので、現在、量産体制も整い当社伊丹製作所においてぞくぞく生産されている。

このヒューズと高圧気中電磁接触器と組み合わせて使用すれば、従来のヒューズでは得られなかった優秀なコンビネーショ

ンラインスタータが得られるが、これは当社で“アンプガード”という名称で製品化されている。

■ 定格その他

定格電圧 3,450 V

定格電流 100, 150, 200 SA

ショート容量 三相対称 250 MVA, 非対称 400 MVA

最高過電圧 1.5E (3.6 kV で)

溶断特性 “S”定格 (社内規格)

すなわち定格電流の5倍で10秒以内には損傷せず、6倍で100秒以内に溶断する。

なおこの溶断特性は従来のヒューズの特性 (1.3倍で溶断せず、2倍で2時間以内に溶断する) とは異なり、大きな過負荷耐量を有しているので、ヒューズ定格電流をモータ全負荷電流に一致して使用することができる。



表紙説明

この会計機は、電子計算機メーカーである三菱電機が超精密技術を駆使し、製作した、わが国最初の国産会計機である。

わが国の業務システムにもっともマッチした、使用する方の立場にたって合理的な設計がなされているので、中小商店から大企業まで、単能機としてもまた ED-PS, PCS との連動によるシステムの一環としても使用でき、高度のフレキシビリティを発揮する会計機である。



三菱電機技報

昭和40年 第39巻 第2号

目 次

《論 文》

電源開発七色発電所 87,300 kW 立チ軸 フランシス水車	高見道之助	2
揚水 プラット発電電動機用可逆オフセットスラスト軸受	田附和夫	10
トランジスタ化タービン監視計器	渡辺 宏・奥田泰久	14
新形変流器	長野光佑	25
新形CLS, CLE限流ヒューズ	岩崎行夫・本部康英	28
電子計算機による電気車走行計算	北川和人・河村寿三・久山研一	32
MELCOM-1530 ソフトウェア(2)—SIAの構成	嶋村和也・和田 宏・中島正志	40
モレクトロッ携帯無線機 MT-2形	黒田忠光・小林信三・太田堯久	46
高温高圧多目的動水腐食試験設備	岸田公治・阿部康宏・簗田忠男・近藤 弘・鈴木弘一・橋本新三郎	50
高速スイッチ用SCR	清水潤治・中田仗祐・蒲生 浩	58
繰返し回転停止をうける回転円板	蘿原 智	66

《技術解説》

超電導(I)—超電導材料	小俣虎之助・石原克己	73
--------------	------------	----

《技術講座》

SCRインバータとその応用(その1)	大野栄一	80
--------------------	------	----

《新製品紹介》

多点温度選択指示装置完成・EM-4-PB形, EM-15-PB形押しボタン内蔵形電磁開閉器を開発・わが国最初の三菱電気ホーコー(火鍋)NB-601形新発売・三菱掃除機TC-282形“強力クリーンエース”新発売・三菱電気ハンドグラインダHG-6T-1形新発売	85
----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	----

《ニュースフラッシュ》

国鉄新幹線の新大阪駅にITV採用・84kV 5,000MVA SF ₆ ガスシヤ断器の完成・川崎製鉄千葉製鉄所納めリフティングマグネット装置	88
-----------------------------------------------------------------------------------	----

《特許と新案》

極数変換形単相電動機・直流電動機の制御装置・負荷時タップ切換装置	90
----------------------------------	----

《表 紙》	1. 三菱電子計算機MAM-51 2. CLS形電力ヒューズ 3. 三菱ポケットホン 4. 三菱電気ホーコー(火鍋)
-------	---------------------------------------------------------------------

電源開発七色発電所 87,300 kW 立テ軸フランシス水車

高見道之助*

87,300 kW Vertical Francis Water Wheel for Nanairo Power Station of the Electric Power Development Company

Mitsubishi Heavy Industries Ltd. Michinosuke TAKAMI

The Electric Power Development Company is constructing an underground power station at Nanairo along the river Kiyatama. A 87,300 kW vertical water wheel built by the Mitsubishi Heavy Industries Ltd. Takasago Plant is now being installed there. In the construction of the power station a concrete dam has been built in the main stream to form an adjusting pond, in which the water of the river and also that of the branch river is stored. Then, through a penstock of overage 5.85 m in internal diameter and about 98 m in length the water is led to a station arranged on the right bank and under the dam, being discharged with a no-pressure tunnel of 2.168 m to the down stream. The water wheel embodies many marked features made available from many years experience of the company, its description being given herein.



図 1.1 発電所付近平面図
Fig. 1.1 A map around the dam and power station.

1. まえがき

電源開発株式会社が、北山川水系に地下発電所として建設中の七色発電所に据え付けられる、87,300 kW 立テ軸フランシス水車1台は三菱重工高砂製作所で製作されたもので、目下現地据付中であるので、ここにその概要を紹介する。

発電所の地点は図1.1に示すように、北山川本流の池原地点と小森地点との中間の七色地点に位置している。

この水車は中容量のものであるが、その設計、製作にあたっては当社多年の豊富な製作経験と、実績とを生かしさらに各部の構造、材質などに綿密な検討を加え各種の実験、研究を重ね、すぐれた性能と高い信頼度を得ることに万全を期したものである。

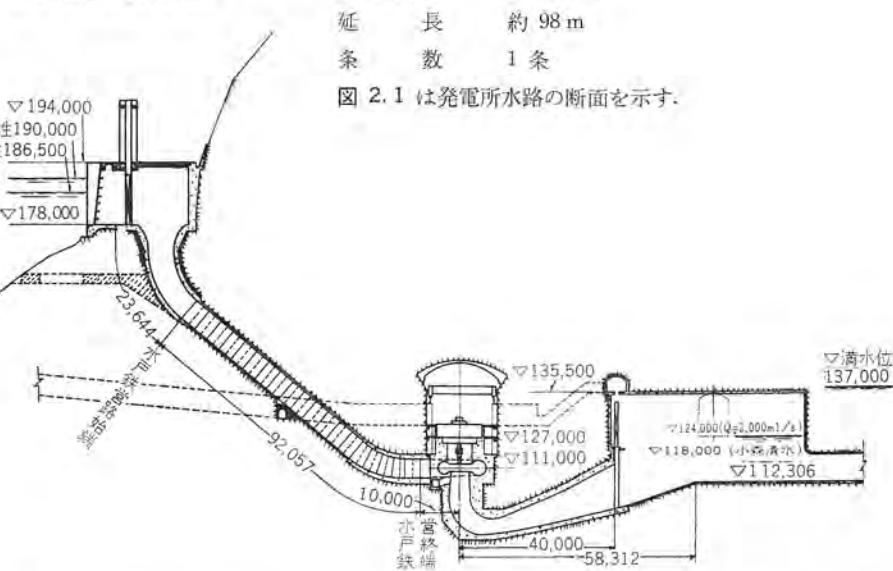


図 2.1 発電所水路断面図

Fig. 2.1 Cross section of power station waterway.

3. 主要目

この水車および付属機器の主要目は次のとおりである。これらの機器の配置を図 3.1, 3.2, 3.3, 3.4 に示す。

3.1 水車

形 式	立テ軸単輪単流ウズ巻フランシス水車		
最高静落差 (m)	76.0		
有効落差 (m)	69.3	68.0	64.0
水車出力 (kW)	87,300	85,000	77,100
流 量 (m ³ /s)	141.2	140.0	135.0
回 転 数 (rpm)	129		
周 波 数 (c/s)	60		
特 有 速 度 (m-kW)	192		
回 転 方 向	発電機より見て時計方向		
台 数 (台)	1		

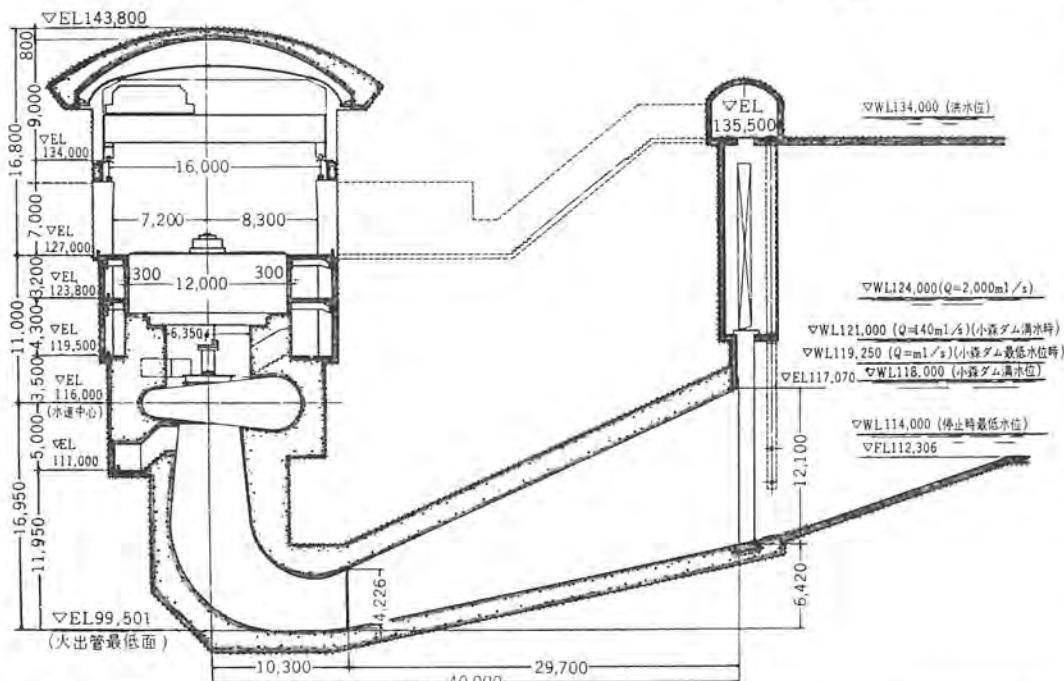


図 3.1 機械配置断面図

Fig. 3.1 Vertical section of water turbine and generator installation.

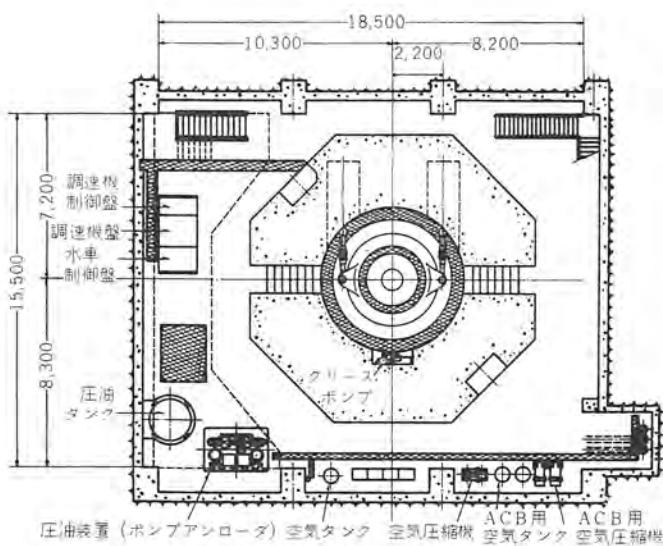


図 3.2 水車室 (EL. 119.50 m) 機械配置図

Fig. 3.2 Plan of machine arrangement of turbine room floor (EL. 119.50m).

電源開発七色発電所 87,300 kW 立テ軸 フランシス 水車・高見

据付方式	三床コンクリートパレル式		
無拘束速度 (rpm)	240		
最大水圧 (m)	96		
速度上昇率 (%)	35		
発電機回転部 GD^2 (kg-m ²)	12,150,000		
調速機閉鎖時間 (sec)	4.7		
調速機不動時間 (sec)	0.2		
吸出落差 許容値 (m)	0.22	0.31	0.98
推奨値 (m)	-1.78	-1.59	-0.89

3.2 調速機

形 式	SEID-48,000 形		
アクチュエータ	EAI 形 電気油圧式 アクチュエータ		
電 源	主発電機直結永久磁石発電機		
サー モ ラ 容 量	24,400 kg-m/個		

3.3 圧油装置

圧油ポンプ形式	立テ軸スクリュー式		
駆動方式	M-M 式		
吐出量	725 L/min		
油 壓	22~24 kg/cm ²		
電動機	出 力 55 kW 回 転 数 1,800 rpm		
圧油タンク容量	6,500 l		
集油タンク容量	5,600 l		

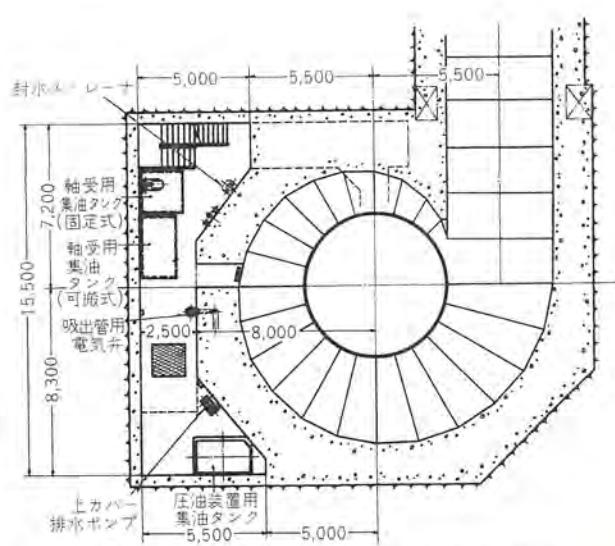


図 3.3 集油タンク室 (EL. 115.00 m) 機械配置図

Fig. 3.3 Plan of machine arrangement of sump tank room floor (EL. 115.00m).

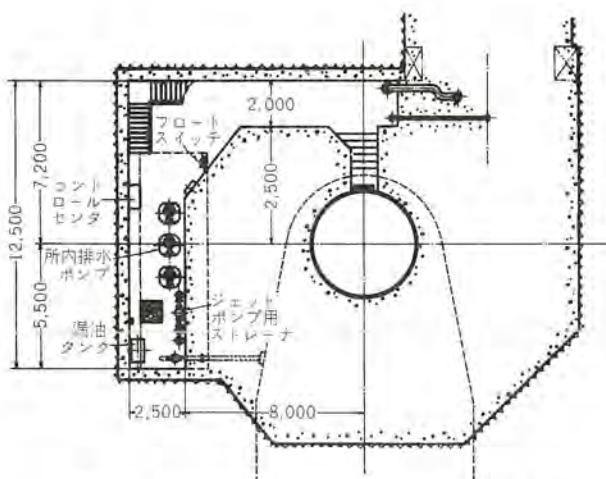


図 3.4 排水ポンプ室 (EL. 111.00 m) 機械配置図
Fig. 3.4 Plan of machine arrangement of drainage pump room floor (EL. 111.00m).

4. 模型試験

4.1 模型性能試験

実物水車の製作に先立ち、この水車の模型を作り効率試験、キャビテーション試験、インデックス試験、無拘束速度試験、水圧推力測定試験などを行ない、それぞれ特性を確認したが、各性能ともきわめて好性能を示すことが立証された。

模型比 $1/7,194$ のものについて求めた性能を Moody の $1/5$ 乗乗式で実物に換算すると、図 4.1 のような高い効率を發揮して

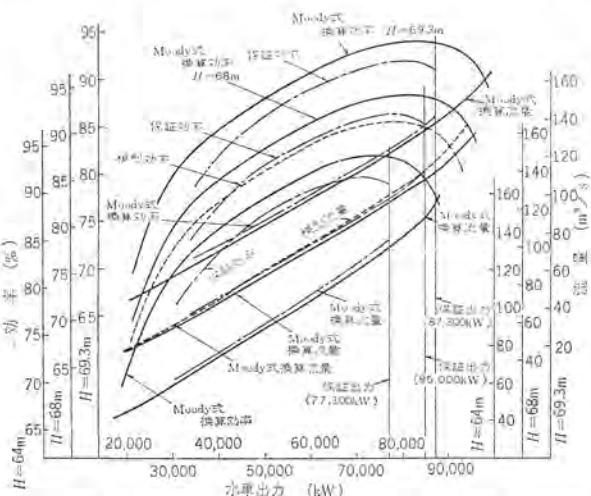


図 4.1 水車推定効率曲線
Fig. 4.1 Estimated efficiency curves of water wheel.

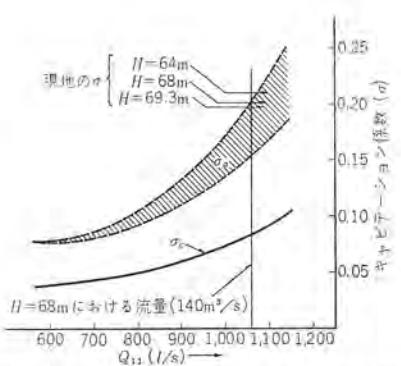


図 4.2 キャビテーション特性曲線
Fig. 4.2 Cavitation performance of water turbine.

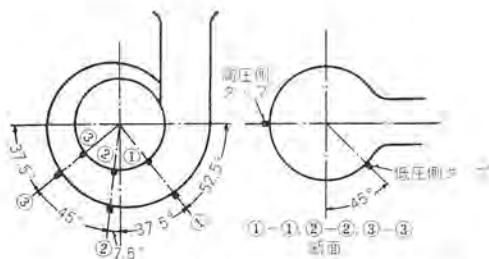


図 4.3 インデックス試験測定個所
Fig. 4.3 Measuring points for index test.

いる。またキャビテーション特性は図 4.2 のようであり、現地放水位の変化にたいして安全性がたしかめられた。

4.2 インデックス試験

模型水車で Winter Kennedy 法により行なった。その計測個所を図 4.3 に示す。いま流量を Q 、高圧側タップと低圧側タップとの圧力差を d とすれば、模型試験で得られた流量公式は次のようにであった。

$$\begin{aligned} \text{測定個所 } ①-① \text{ に対して } Q &= 42.22 d^{0.497} \\ ②-② \text{ に対して } Q &= 40.79 d^{0.497} \\ ③-③ \text{ に対して } Q &= 41.26 d^{0.497} \end{aligned}$$

5. 水車本体

図 5.1 は水車本体構造断面図を示し、図 5.2, 5.3 は水車本体工場組立状況を示し、図 5.4 はケーシング巻終り部分だけをつけた水車本体の工場組立中を示す。

この水車の特長としてはランナ、ガイドペーク、ガイドリングなどを除く他の主要部品を溶接構造による鋼板製を採用し重量の軽減を計った。

5.1 ランナ

ランナは前述のとおり模型試験により性能の優秀性を確認の上製作されたものであるが、またキャビテーションによる摩耗などに対する耐久性にも考慮を払い、キャビテーションの起こり易い部分には 18-8 ステンレス鋼の溶接肉盛を行なった。ランナは入口直径 4,000mm、最大外径 4,740mm、高さ 1,980mm、羽根数 15 枚、重量約 38t の一体鉄鋼製で国内としては大クラスのもので輸送は工場より海上輸送により三重県大泊港に陸揚げ、そこからトレラにより発電所へ輸送することになる。

図 5.5 は主軸と連結されたランナを示す。

5.2 ケーシングおよびスピードリング

ケーシングおよびスピードリングはいずれも鋼板溶接製で、スピードリングの外周にはケーシングを溶接する構造とし、スピードリングは 6 個に分割して輸送し、発電所現場では相互をボルト締めして組み立てる。その外周に約 31 個に分割されたケーシングを現場溶接で組み立てるものとし、溶接技術は過去の数多き実績をもとに十分考慮して行なう。その上とくに重要な溶接個所については X 線による探傷検査を行ない、現地溶接個所の内背割れ部分の板厚 25mm 以上の部分には現地焼純を行なうこととし、水圧試験は行なわないことにした。このケーシングの最大半径は 7,802mm、入口内径 4,700mm、最大板厚は 32mm である。

図 5.6 は溶接製スピードリングの工場組立中を示し、図 5.7 は工場組立中のケーシングおよびスピードリングを示す。

5.3 主軸

主軸は鍛鋼品第 5 種 (SF 55) 製で、直径 940mm、長さ 4,300

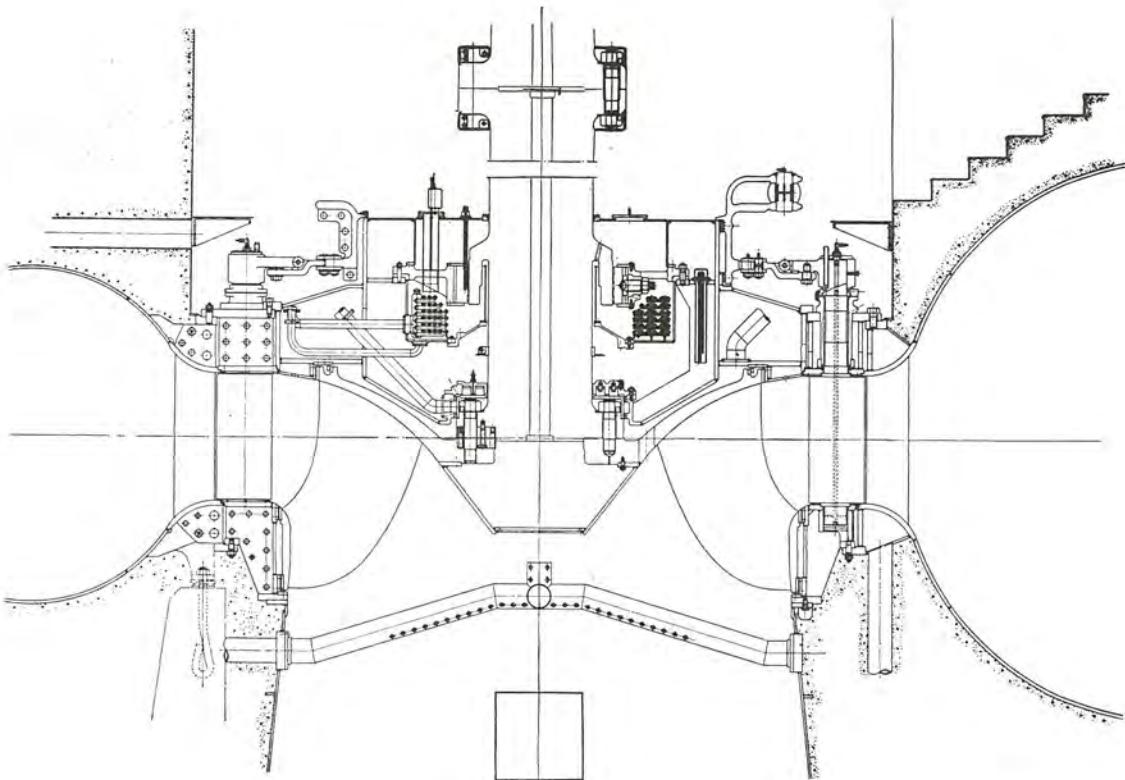


図 5.1 本体構造断面図

Fig. 5.1 Sectional arrangement of water turbine.



図 5.2 水車本体工場組立状況 (a)
Fig. 5.2 Factory assembling of water turbine (a).



図 5.3 水車本体工場組立状況 (b)
Fig. 5.3 Factory assembling of water turbine (b).

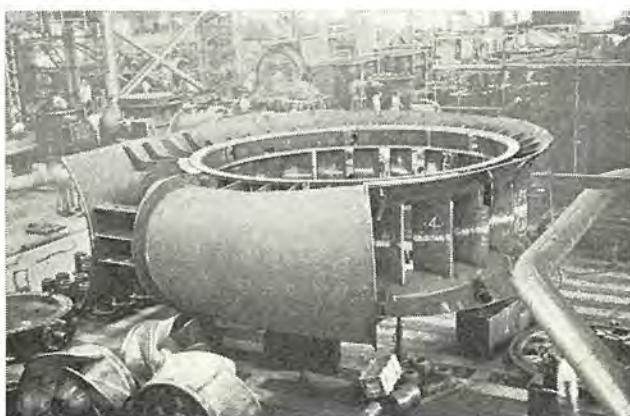


図 5.4 水車本体工場組立中の状況
Fig. 5.4 Water turbine under assembling at the factory.



図 5.5 主軸と連結されたランナ
Fig. 5.5 Runner connected with a shaft.

mm, 重量約 28t である。軸受部は一体鍛(タツ)造の削り出しスカートを有し、油ソウ内の軸受油を下方へ吸い込まないよう、小穴を開けた。下端のランナに接するフランジは2本のキーとスラッド

による結合であるが、発電機軸との結合は着脱に便なるようボルトの外周にテーパライナをカツ(嵌)装した特殊リーマボルトを使用している。



図 5.6 工場仮組立中のスピードリング
Fig. 5.6 Speed ring under assembling at the factory.



図 5.7 工場仮組立中のケーシングおよびスピードリング
Fig. 5.7 Spiral casing and speed ring under assembling at the factory.

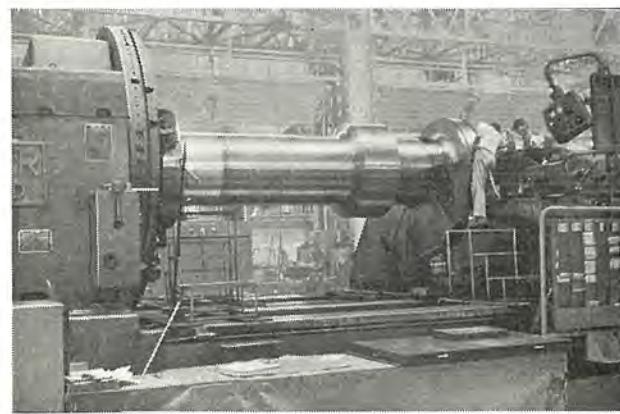


図 5.8 工場で機械加工中の主軸
Fig. 5.8 Water turbine shaft under machining at the factory.

図 5.8 は工場で機械加工中の主軸を示す。

5.4 軸受および主軸パッキン

軸受と主軸パッキンとは水車運転上非常に重要な部分の一つであるが、軸受は当社の過去の実績からもっとも安定性のあるセグメント形自己給油式を採用したが、ラッパが比較的大きい末広がりのものであるため、運転の安全性を考慮して軸受位置を可能な限りラッパに近づけた。軸受には温度继電器および油面继電器を備え運転の安全を期している。

主軸パッキンとしては電源開発十津川第一発電所以来数個所の発電所に採用し良好なる実績のある水平面止水式を採用し、青銅鑄物製のケース内に特殊カーボンパッキンを2段納めその中間に清水



図 5.9 工場組立中の軸受ささえ
Fig. 5.9 Bearing support under assembling at the factory.

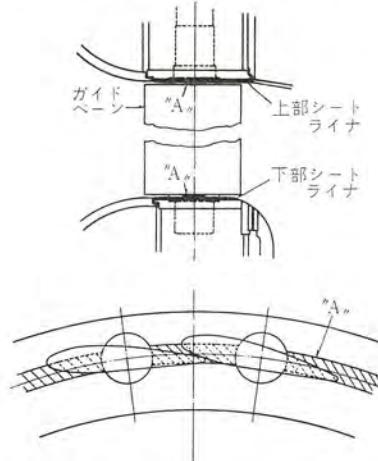


図 5.10 ガイドペーン上下シートライナの構造
Fig. 5.10 Detail of upper and lower sheet liner for guide vanes.

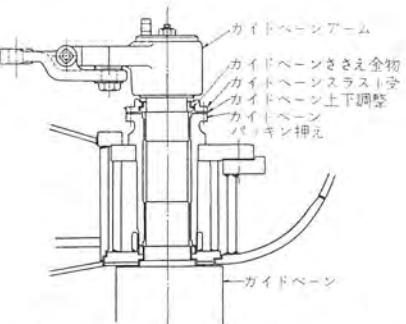


図 5.11 ガイドペーン上下間ゲキ調整装置
Fig. 5.11 Adjusting device for gap between the upper and the lower guide vanes.

を注入して、主軸フランジカバー上で止水し、カバー上に出た漏水は、ステーベン中の穴を通して発電所内のピットに自然流下させているが、危急用として別に排水ポンプ1台を備えて安全を期している。なお警報用水位继電器も備えられている。

またこの主軸パッキンは軸受を取はずしせず、内側上カバーのマンホール上部のガイドペーンアーム1本を取はずすことによって主軸パッキン部まではいることができ容易に分解、組立ができる構造とした。

図 5.9 は工場組立中の軸受ささえを示す。

5.5 ガイドペーンおよびガイドペーン調整機構

ガイドペーンは鉄鋼製で軸と羽根とは一体鋳造とした。また閉鎖時の漏水を少なくするために、上下面および閉鎖時合せ目に18-8ステンレス鋼の溶接肉盛を行ない、上下シートライナとの間ゲキを閉鎖



図 5.12 ガイドベーン調整機構工場組立状況
Fig. 5.12 Factory assembling of guide vane adjusting mechanism.



図 5.13 ガイドベーン工場組立状況
Fig. 5.13 Factory assembling of guide vanes.

時には小さくなるよう図 5.10 に示すように上下シートライナに段をついている。

またガイドベーンの軸方向の間ゲキ調整には図 5.11 に示すように上下調整ライナにより微調整を行ない、ガイドベーンが動作してもガイドベーンと上下シートライナとの間ゲキがネジ調整式のように変化するものでなくもっとも確実な構造とした。

ガイドベーン調整機構はケーシングの外部に配置し、ガイドリンクを内側上カバー上に配置し、アーム、リンクなどからなっており、図 5.12 に示すようにアームは二重構造として純引張式の弱点部を設け、さらにガイドベーン個々の締め調整にはこの間にライナを装入して行なえる構造とした。

図 5.13 はガイドベーンの工場組立状況を示す。

5.6 ケーシングカバー

ケーシングカバーはいすれも溶接構造による鋼板製で上カバーは内外に分けて製作し、内側上カバーをはずしただけでガイドベーンを分解せずにランナを取り出せるようにし、下カバーはガイドベーンさえリンクと一緒に構造とした。上下カバーがランナおよびガイドベーンと接する部分には 13 クロムステンレス鋼製のライナをつけている。

5.7 吸出管

吸出管は 45 分割として輸送し、発電所現場では相互をボルト締めして組み立て上部と下カバーとの接合部はルーズフランジとして現場溶接で組み立てる構造とした。この吸出管のプロファイルは電源開発田子倉発電所および十津川第一発電所納め用と同様 KMW 社の設計を採用した⁽¹⁾。すなわち屈曲部の形状はすべてシングルカーブで結ばれているので展開が容易で、製作上の工数、期間ともに少なくてすんだ。また垂直円スイ管部が長く、流速が低下してから屈曲するので、この部分でのライニングの脱落などなく、この点では有利である。なおこの形状は出口高さが大きいので地下発電所

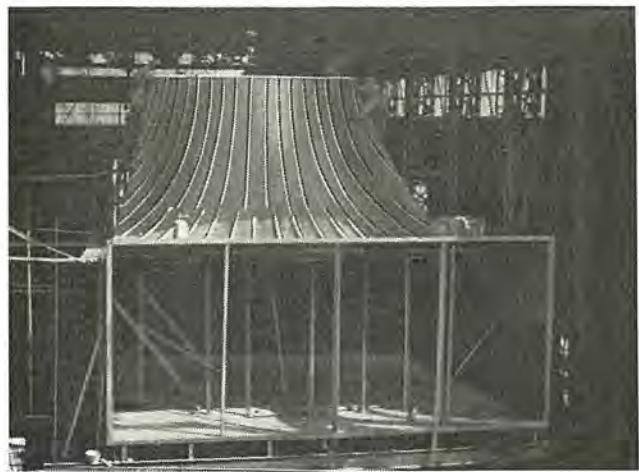


図 5.14 工場組立中の吸出管
Fig. 5.14 Factory assembling of draft tube.

には適していると思われる。

図 5.14 は工場組立中の吸出管である。

5.8 ガイドベーンサーボモータ

ガイドベーンサーボモータは 2 個に分割した復動式のもので、発電機パレル内側に設置している。図 5.2 および図 5.3 の水車本体工場組立状況に示すガイドベーンサーボモータを参照されたい。シリンダ内径は 550 mm、ストロークは 480 mm で、シリンダは鉄製、シリンダカバーおよびピストンは鉄鋼製とし、ピストンリングはつけていない。またサーボモータは無負荷開度以下からは、開側シリンダの排油を絞り弁を通して行なうようにし、全閉した瞬間の衝撃を緩衝する構造とし、鎖錠装置を設けている。なおこの緩衝装置は、水車起動時に不必要的緩衝を行なわないよう考慮してある。

6.1 調速機

この発電所には、三菱神戸キャビネット形電気式調速機が採用された。速応性、試験、調整などについては本誌の関西電力読書第二発電所 78,000 kW フランシス水車の紹介⁽²⁾で述べたので、ここで省略する。

主要部分は

(1) 水車発電機軸に直結された永久磁石発電機 PMG。

(2) 周機数検出、復原、増幅などの電子管式電気的制御部および保護装置を内蔵する調速機制御盤。

(3) 電気的信号を機械量に変換、増幅するアクチュエータ、ガイドベーン配圧弁などを内蔵する調速機盤。

より成っており、調速機制御盤および調速機盤は水車制御盤とならんで水車室に設置した。図 6.1 はその外見を示す。

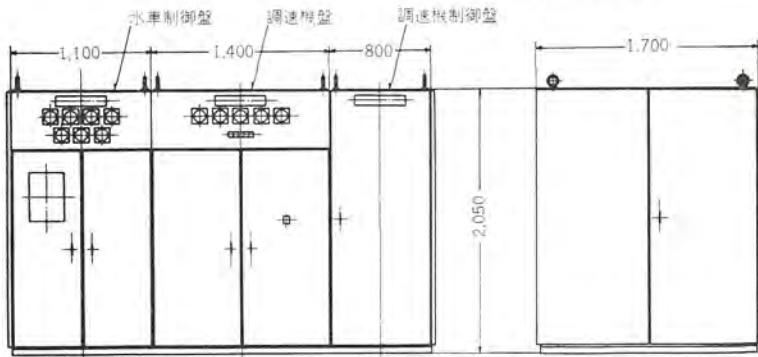


図 6.1 調速機制御盤、調速機盤および水車制御盤外見図
Fig. 6.1 Governor and water-turbine control cabinet.

この電気調速機は、当社において8台目のもので、いずれも非常に優秀な実績があり、絶対的な自信をもって製作した標準形である。

7. 圧油装置

この発電所は、油圧 22~24 kg/cm² で、出力 55 kW の電動機に直結されたスクリューポンプを2台設備された M-M 方式である。ポンプは立テ軸とし、共通台板を兼ねた集油タンク上部にアンローダ、空気筒、油面計、ストレーナなどとともに並べられ、図 7.1 に示すように水車室床面に置かれている。ポンプのケーシングは停止中も油が切れない構造とし、長時間停止後のくみ揚げ不能を防止している。アンローダは総合形で安全弁を組み込み、圧油タンク自動油面調整装置を付属している。ストレーナ室にコンクリート盛り上げをした上に集油タンクが置かれている。集油タンクは中央で仕切り、平常運転時は左右連通状態で使用するが、運転中に集油タンクを掃除するときは、左右いずれかの一室を空にして掃除できる構造としており、各機器よりの排油管および返油ポンプよりの管などは左右いずれの室にも切り換えられるよう配管している。

排水ポンプ室には返油タンクが置かれ、排油のうち自然流下により集油タンクに集油できないものおよび漏油を集めて、集油タンクに返油するために返油ポンプを返油タンク上に置いている。

水車室には圧油ポンプとならんで圧油タンクが置かれている。圧油タンクの油面計には破損の不安のないクリック式で浮子式の油

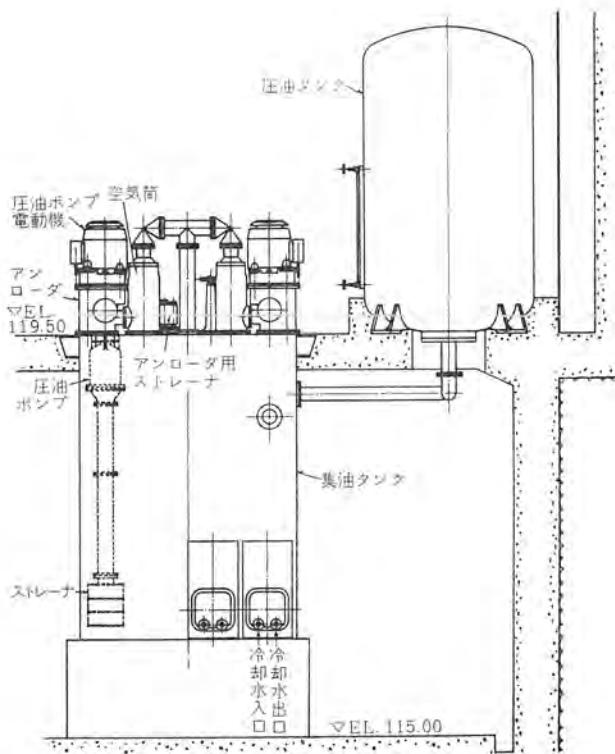


図 7.1 圧油装置配置図
Fig. 7.1 Arrangement of pressure oil system.

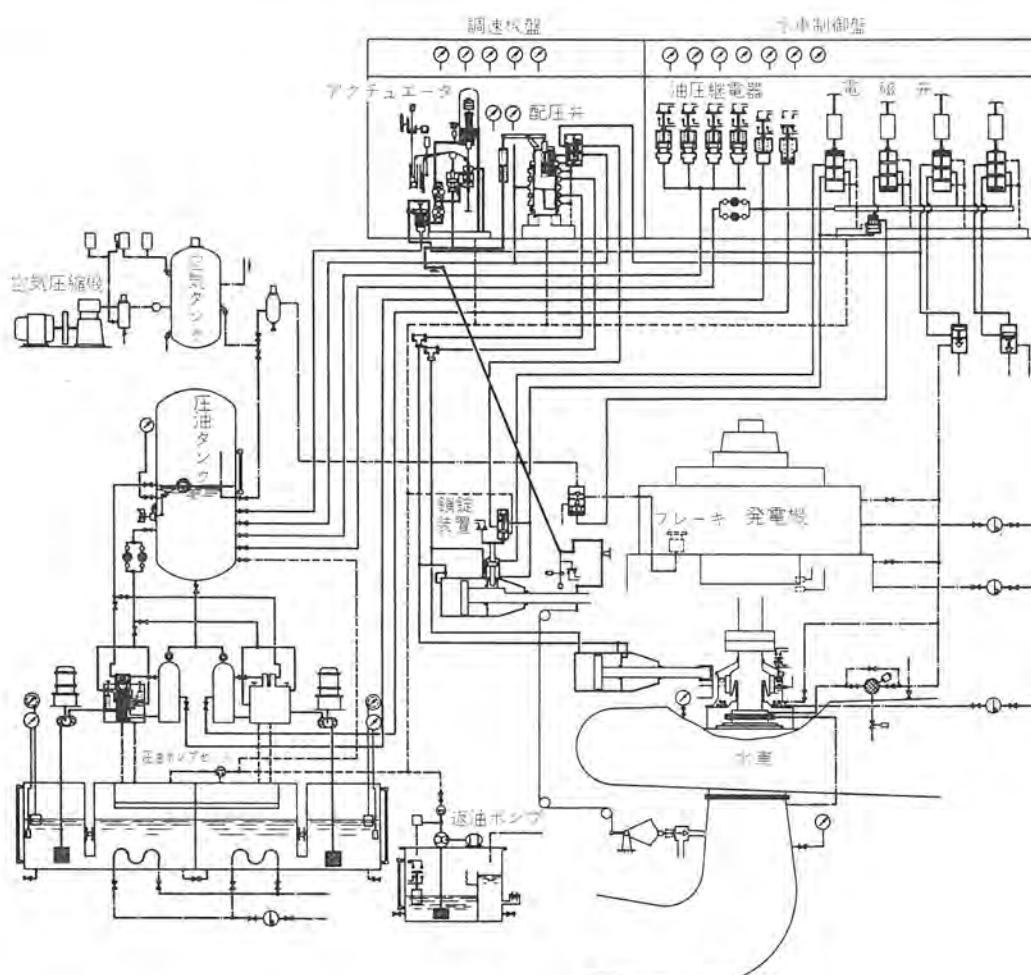


図 8.1 水車自動操作系統図

Fig. 8.1 Diagram of water turbine automatic control system.

面リレーをつけている。また圧油ポンプよりの圧油は圧油タンク底面のマンホールカバーより導入している。圧油タンク、圧油ポンプとならんで圧縮空気タンク、補助空気タンクおよび空気圧縮機が置かれ、圧油タンク給油用および発電機制動用に用いられる。

8. 運転制御装置

制御方式は一人制御式で配電盤上の開閉器で操作され、また水車室の水車制御盤で手動操作もできる。図6.1は調速機制御盤および調速機盤に並設された水車制御盤を示す。水車制御盤中にには自動操作用のソレノイドおよび配圧弁ならびに油圧保護用の油圧リレーなどが納められており、盤面には水圧計、軸受温度計、流量計、電話器などが取り付けられている。図8.1は水車自動操作系統図を示す。

9. 給排水装置

発電機の空気冷却器、水車発電機の各軸受、集油タンク、主要変圧器などに供給する冷却水は、ダムから直接取水し、自動ストレーナを通し減圧水を導き、各機器へ給水する方式としている。

自動ストレーナは、クシ歯形回転式を採用し、タマで、スクリーン回転用電動機と電動弁を動作させて、ゴミを自動的に放出するようになっている。

所内排水には26kW立軸排水ポンプ3台とジェットポンプ1台があり、排水ピットは建屋の漏水、機器の漏水、主要変圧器冷却水排水および吸出管排水などを集水し、排水ポンプにより放水庭に排出するようになっている。

図9.1は給排水系統図を示す。

10. むすび

以上七色発電所用水車についてその概要を紹介したが、工場で詳細な検査を経て完成し、現在発電所現地で据付中で、40年4月中旬に通水の運びとなる予定で好調な運転にはいる日を期待している。

終わりに本機の計画製作にあたって、ご支援とご指導を賜わった電源開発株式会社の関係各位にたいし心から敬意と謝意を申し上げる次第である。

参考文献

- (1) 福田: 十津川第一発電所 43,000kW 水車「三菱電機」, 35 No. 4 (昭35)
- (2) 佐藤・安藤: 関西電力読書第二発電所 78,000kW 水車、「三菱電機」, 35, No. 5 (昭35)

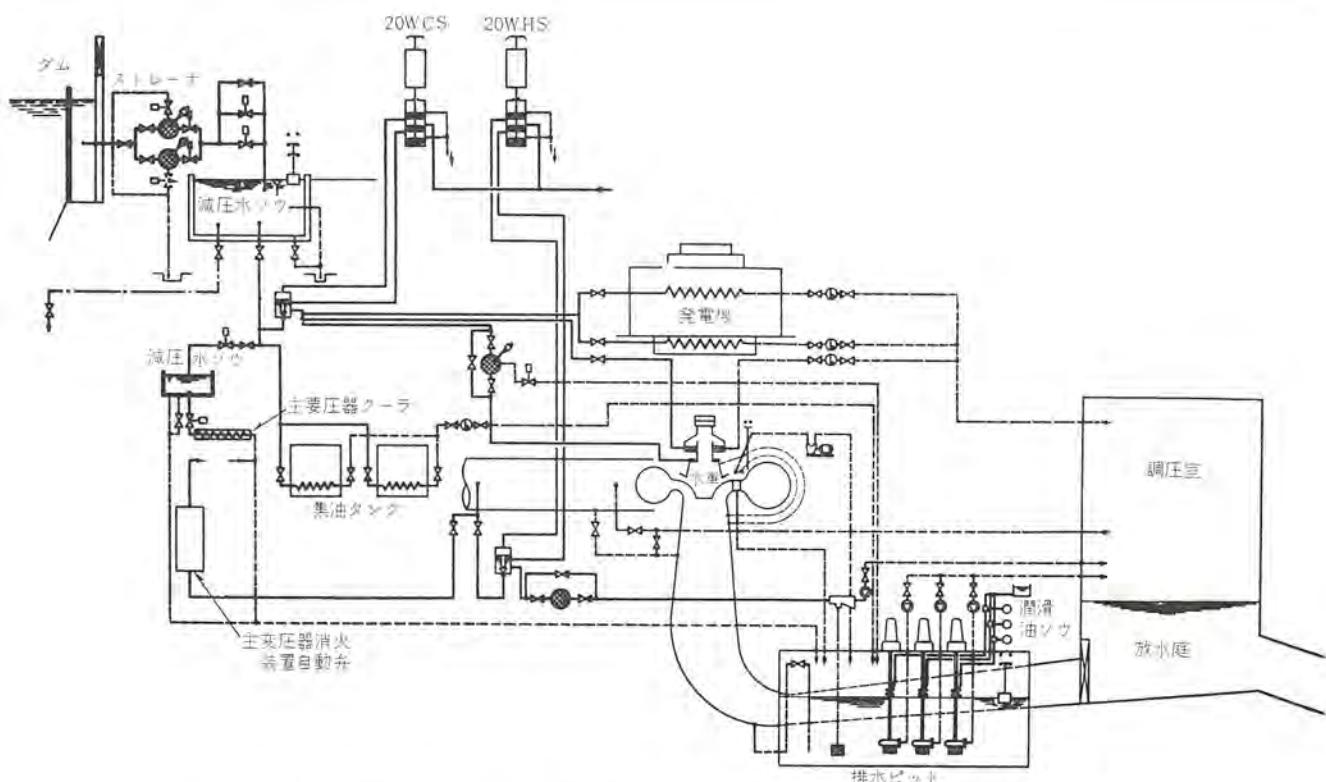


図9.1 給排水系統図

Fig. 9.1 Feed water and drainage system diagram.

揚水プラント発電電動機用可逆オフセットスラスト軸受

田 附 和 夫*

Reversible-Offset Thrust Bearings for Pumped Storage Units

Kōbe Works Kazuo TAZUKE

Centrally supported thrust bearings have ever been used for reversible pumped storage units because of their reversibility, though the offset support is superior in the bearing characteristics such as the bearing losses, the load capacity and the minimum oil-film thickness. However, it is now undertaken to make use of the offset supported bearings for reversible units for the improvement of their performance.

This paper deals with an ingenious device worked to shift automatically the pad position relative to their supports at the change of the rotational direction, obtaining efficient operation with the offset-support bearings in both generating and pumping up periods. The reliability of the device confirmed at the shop through a 10,000 cycle endurance test with an actual water-wheel generator.

1. まえがき

水力発電所の立軸機用スラスト軸受をみると、キングスペリ形、スプリング形を問わず、パッドの支持方式に二つの形がある。一つは中心で支持したセンタサポート(図1.1)、他は支持点を回転方向にずらしたオフセットサポート(図1.2)である。

当社ではこの両支持方式のいずれをも製作した経験があり、現在好調に運転している。また軸受研究については両方式を比較検討し、理論、実物の両面から研さんにつとめている次第であるが、軸受損失、負荷容量、最小油膜厚さ、温度などの性能を比較した場合、センタサポートに比べオフセット方式の方がすぐれていることは明らかである。

普通の水力プラントでは回転方向が一定なので、ためらうことなくオフセット方式を採用できるのであるが、可逆式ポンプターピンに直結される発電電動機では、回転方向が可逆であるためオフセットの利用が困難とみなされ、センタサポートが従来採用されている。

しかし、可逆ポンプターピンの使用範囲が次第に広くなり、揚水

プラントの主流となりつつある現在、その性能をさらに向上させるためには、従来の慣例をつきやぶって技術的前進をはかるこもまた大切である。われわれが本文に記述する方式はその考え方に基づく一つの試みであるが、水力プラントで常用されている信頼度の高い器具を使用し、油膜の形成される軸受面には何らの影響も与えず、安全確実な油圧操作を利用し、回転方向の変わったびに自動的にパッドの位置を切り換えることによって、揚水、発電いずれの回転に対してもオフセット方式の軸受として作動させる独自の方式であって、切換操作の繰返し動作試験も実機について完了したので、ここに発表する次第である。

2. センタサポートとオフセットの比較

一般にキングスペリ軸受の理論で、パッドの表面が平面かつ油膜の粘度や密度が一定という仮定が、従来オフセットに対して用いられている。センタサポートの場合にはこの仮定では油膜を発生せず、したがって軸受として使用できないことになる⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁵⁾。センタサポート方式のスラスト軸受が理論的に成立するのは、粘度の変化を考え、パッド表面が平面でなく、わずかな球面あるいは円筒面にトツ変している場合に限られる。図2.1および図2.2は理論的に種々の条件を比較したものです、曲線記号

Aは平面パッド、オフセット、粘度一定

Bは平面パッド、センタサポート、粘度変化

Cはトツ面パッド、センタサポート、粘度一定(トツ面度 $5 \times 10^{-5} \sqrt{UB}$)を示す。すなわちセンタサポートで粘度変化だけを考えたのではオフセットよりかなり性能が劣ること、表面をトツ面と仮定するとオフセットの場合に近づくが、なお及ばないことを示している⁽¹⁾。近時揚水発電所のために必要との見地からか、センタサポートの場合の軸受性能について多くの研究が発表され、荷重や温度コウ配によるパッドの変形を考慮し表面がトツ面の場合も扱われているが⁽²⁾⁽⁴⁾、パッドが理想的なトツ面の場合でもオフセット方式に及ばぬことは、図2.1、2.2の示すところと大差はない。さらに荷重、温度コウ配、メタル材の熱膨張係数の差などがパッドの変形に関係しているが、それらの合成として表面を理想的にトツ変させることは容易でない。

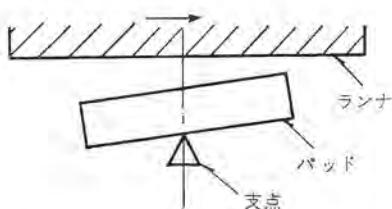


図1.1 センタサポート
Fig. 1.1 Center-support.

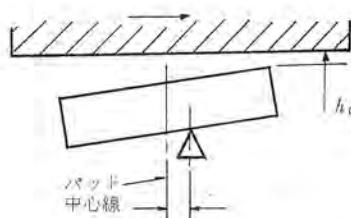


図1.2 オフセット
Fig. 1.2 Offset-support.

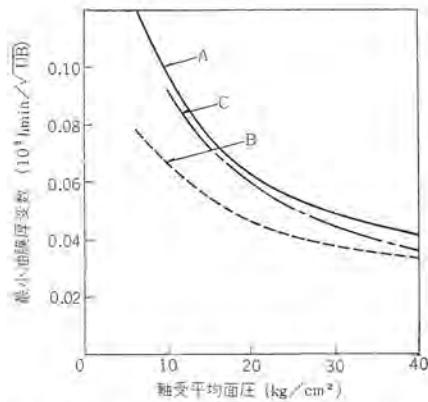


図 2.1 種々のパッドの油膜厚
Fig. 2.1 Comparison of minimum film-thickness on various pads.

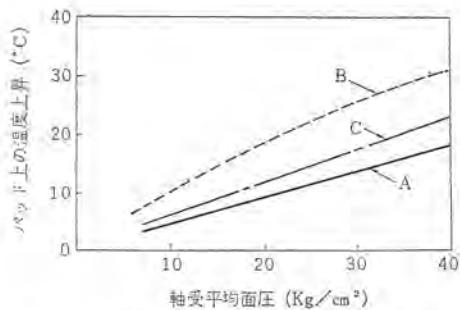


図 2.2 種々のパッドの温度上昇
Fig. 2.2 Temperature rise on various pads.

換言すれば、厳密な仮定でないと成立しないセンタサポート方式は、焼損というクリティカルポイントにそれだけ近よっているといえよう。そこで安全を期するためには軸受面圧を下げたり、油冷却器を大きくする必要が生じる。

J. H. Walker はその論文「揚水 プラントにおける発電々動機の諸問題」の中で、8% オフセットでパッド入口と出口との油膜厚さの比 $h_i/h_0 = 2.0$ 、許容面圧 28 kg/cm^2 に対し、センタサポートの実情は $h_i/h_0 = 1.5$ であり、オフセットと同程度の最小油膜厚さを得るために許容面圧は 21 kg/cm^2 と論じ、かつ軸受損失も一つの例として 150 kW が 270 kW に増大すると述べているが⁽⁵⁾、一つの参考にすべき意見である。

センタサポートにするとそのまで正逆転が可能という大きい利点があるが、オフセット方式に比べて次のような欠点を伴う。

- (1) h_i/h_0 すなわち パッドの傾斜が小さくなる。
- (2) 最小油膜厚さが小さく、焼損の危険が増す。
- (3) パッド上の油温上昇が大きくなる。
- (4) 軸受損失が増加し、機械の効率が低下する。
- (5) 負荷容量が減少するので軸受が大きくなる。
- (6) (3), (4) により一定の軸受温度のために必要な油冷却器が大きくなる。
- (7) (5), (6) により軸受油タンク、上 ブラケット、冷却外部水管などが大きくなる。

水車発電機の現地および工場における実績を見ても、他の条件を一定にしてオフセットとセンタサポートの両方の場合を比較すると、後者の方が軸受温度が約 5°C 高くなったというデータもあり、また一方向回転のスラスト軸受にはオフセットが当然のこととして採用されている事実も、軸受性能においてオフセットサポートの方がすぐれていることを示すものといえる。

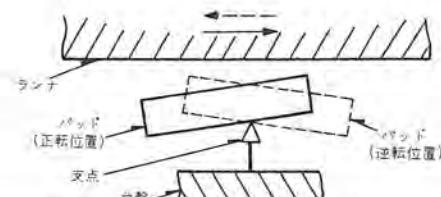


図 3.1 可逆回転のオフセット
Fig. 3.1 Offsetting for reversible use.

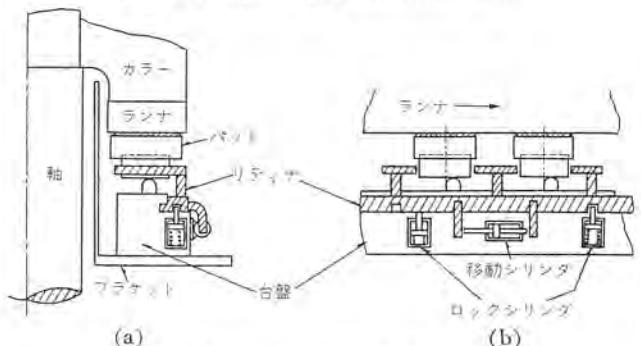


図 3.2 パッド位置移動装置
Fig. 3.2 Shifting-pad device.

3. 可逆回転用オフセット軸受

正転に適当なオフセット位置のままで逆転すると、軸受温度が上昇し、焼損の危険が増すので、可逆回転にオフセット方式を採用するには図 3.1 のように、正転と逆転でパッドと支点との相対位置を切り換え、かつ軸受摩擦によってパッドが移動しないようロックすることが必要である。この操作を信頼度の高いものにするために水車ベーンの圧油操作と同様の方式で自動的に行なわせる。

スラスト軸受の構造としては図 3.2 のように、リティナを台盤と別個に、かつ円周方向に旋回できるように構成し、パッドはリティナとともに移動するように配置する。図の (b) は (a) を外周側から見た展開図で、支点は台盤とともにブラケットに固定し、移動用およびロック用シリンダを台盤に装着する。パッドの位置を切り換えるためには油圧によってロックをはずし、移動シリンダの適当な側に圧油を導入してリティナを旋回移動させる(特許 408895、実用新案 713694)。移動を容易にするためロータをジャッキアップし、パッド上の荷重を除いた状態で操作させる。

操作方式は図 3.3 のように圧油切換弁や電磁弁を使用した円滑な自動操作である。ブレーキとジャッキとは別個にし、図 3.3 は油圧ブレーキの場合である。エアブレーキのときは、ブレーキへの配管をコンプレサのエアベッセルに接続すればよい。発電々動機では揚水の起動摩擦低減のために、スラスト軸受にオイルリフト方式を採用するのが普通である。ジャッキアップには、このオイルリフトポンプの圧油を切り換えて使用する。パッドの移動には水車圧油タンクの圧油を利用する。

起動方式でスラスト軸受に関係のある部分のブロックダイヤグラムを図 3.4 に示す。水車またはポンプ運転の起動指令によってオイルリフトポンプを起動し、切り換えソレノイド C によってパッド位置が運転に適当かどうかをチェックする。パッド位置 OK のときは、圧油切り換えソレノイド A をパッド側(オイルリフト)に付勢し、以後は一方向回転の水車発電機の場合と同様の順序で起動する。パッド位置が逆になっている場合は、ソレノイド A をジャッキ側に付勢し、同時にソレノイド C を反対側に付勢する。圧油タンクの圧油が配油装置を経てロックをはずし、ロータを一定量ジャッキアップしたのち、

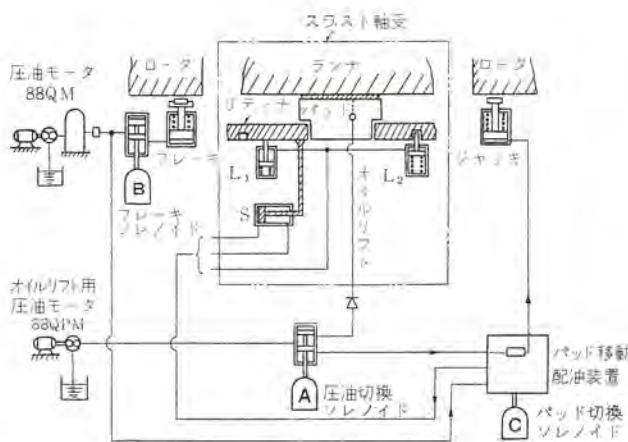


図 3.3 パッド移動操作方式
Fig. 3.3 Shifting-pad operation system.

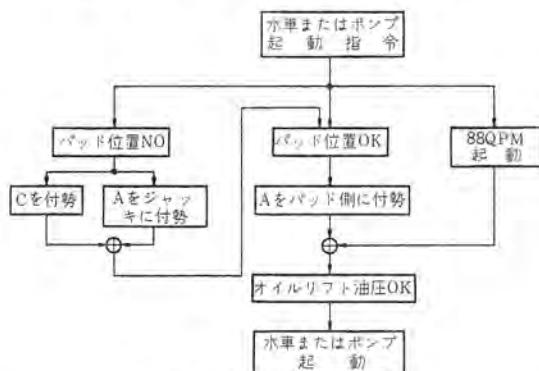


図 3.4 起動方式
Fig. 3.4 Block-diagram of starting operation.

移動シリンダ S に圧油が流入し リティナ (したがってパッド) を反対方向に移動する。移動完了によって ロック がかかると、配油装置によって 88 QPM の圧油は ジャッキ への流入を断たれ、ジャッキ内の油は排出される。ジャッキが定位位置まで下降すると、スイッチにより ソレノイド A を パッド 側に切り換え、リフト油圧 OK の条件で起動に移る。起動後一定速度で 88 QPM は開路される。ブレーキは ソレノイド B によって普通の方法で操作され、パッド移動と切り放して考えればよい。

これらの操作に使用する油圧 シリンダ は内径 20 ないし 60 mm 程度のもので十分で、操作油圧源としては上述のように水車用圧油およびオイルリフトポンプを利用すればよく、パッド移動装置の製作費は配管や補機類を含めても僅少である。センタサポートを採用した場合の軸受、冷却器、ブラケットなどの大形化によるコスト高や、運転中の低効率による損失を考えあわすと、この方式の採用がはるかに経済的といえる。

4. 反復動作試験

パッド移動の油圧操作を繰り返し行なう場合、油圧 シリンダ、ピストン、ガイド部などの摩耗が大きいと圧油の漏れ量が増加し、水車圧油を利用する場合、あらかじめ容量の大きな圧油装置を用意しておく必要があり好ましくない。また動作を反復するうちに異常な力や過大摩耗により、ピストンその他の可動部が動かなくなるようなことがあれば、発電々動機の停止という最悪事態になる。したがって パッド 移動装置は信頼度のきわめて高いことが肝要で、理論的には可能であっても一度実機について反復動作試験を行なう必要がある。幸い客先のご理解により東京電力生坂発電所納め

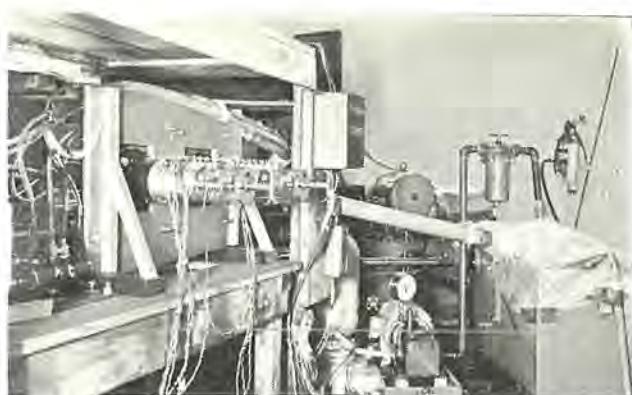


図 4.1 反復動作試験
Fig. 4.1 Endurance test of shifting device.

21,500 kVA, 150/180 rpm 水車発電機の工場試験の際に、この試験を実施する機会を得た。

リティナのロックに対して軸受の起動摩擦力を作用させるために、パッド移動後、発電機を駆動用電動機によって正あるいは逆方向に少し回転させることとした。動作試験の 1 サイクルは “ジャッキアップ—パッドを正転位置に移動—ジャッキダウン—正転起動—停止操作—制動—完停後 ジャッキアップ—パッドを逆転位置に移動—ジャッキダウン—逆転起動—停止操作—制動” で構成したので、1 サイクル中にパッド移動が 2 回行なわれる。操作は全自动で 1 サイクルの所要時間は約 70 秒であった。工期の関係で 1 万 サイクルまで試験した。日々調節の揚水発電所で昼休みおよび夜間の 2 回揚水するものと考えると、1 日に 2 サイクルとなり、だいたい 15 年で 1 万 サイクルに相当する。試験設備の一部を図 4.1 に示す。

この試験の結果は、シリンダ、ピストン、リティナの各部はもとより、電磁弁、リレー、電磁接触器などに至るまで、故障皆無できわめて好調に 1 万 サイクルを終了した。シリンダやピストンには当然多少の摩耗が見られるものもあったが、1 万 サイクルの摩耗によるパッド移動装置の約 10 個の シリンダ からの総漏れ量の増加は、約 70 cc/min であり、排油および漏油を合わせた使用油量の約 8% に過ぎない。シリンダとピストンの材質や表面処理の組み合わせを数種類に変えて試験し、良好な組み合わせを見出したので、製品に実用する場合は漏油量をさらに減少できると信ずる。

5. 逆転試験

揚水 プラント の発電々動機に可逆 オフセットスラスト 軸受を使用する場合、ポンプトリップ 時の異常状態で、パッドの移動を行なえない短時間に逆転に移行する可能性と、その対策について考慮しておく必要がある。

揚水中に ポンプ 入力が シャット された場合、正常な状態であればガイドベーンの急閉、漸閉の二段動作により、逆転に至らずして停止させることが可能である。すべての悪条件が重なり遂に逆転に至る ケース については、普通の水力発電所における ランナウェー の問題と同じくきわめてまれな ケース といえるが、万一そのような事態で、一定の オフセット 軸受上で逆転した場合につき記す。

数年前、4,700 kVA, 300 rpm の水車発電機の工場試験の際に、オフセットサポートの スラスト 軸受で ロータ を逆方向に運転する実験を行なったことがある。静止状態からの逆転、および正逆転を数回繰り返す場合を試験したが、軸受は焼損せず、パッド面にも異常は見られなかった。これは軸受も小形であり、温度も幾分低かった

ためである。

一般には、回転によって発生する クサビ 形油膜は低速で薄く、とくに オフセットサポート で逆転する場合は油膜ができにくく、そのままでは姚損の危険が伴うものと懸念される。この救助手段として、外部 ポンプ によりスラストランナ と パッドとの間に圧油を供給し、強制的に油膜を作る、いわゆる オイルリフト が考えられる。ポンプの圧力、容量を適当に選定すれば、ロータの回転速度と無関係にほぼ一定の厚さの油膜を発生させることができ、オフセットで逆転の場合でも軸受焼損の心配はなくなると考えられる。

この考えを実験によって確認するため、電源開発七色発電所納め 90,000 kVA, 129 rpm 水車発電機の工場試験のときに逆転試験を実施し成功した。すなわち一定の オフセットサポート に対し、オイルリフトをかけておいて規定回転数の正転から減速、ただちに逆転の操作を繰り返し試験したが、軸受に異常はなく、スラストパッドの面も試験前と変わらない状態であった。現在では工場より軸受荷重が増加するが、適当な油膜厚さを与えるべき ポンプ の圧力容量を大きくすればよく、油膜面の性状に大差はない。

ポンプトリップ 時に オイルリフト を駆動すれば、万一逆転しても オフセット 軸受の事故は防止できる。ポンプの駆動源としてはバッテリ電源による直流電動機が考えられ、上記のような大形機の場合でもポンプ用電動機の容量は 3.7 kW 程度であり、発電々動機が小形になれば、ポンプ電動機もさらに小さくてよい。

6. む す び

揚水発電所の可逆式発電々動機の スラスト 軸受に従来 センタサポート

トが採用されているのは、そのままで可逆回転が行なえることによるものである。しかし オフセットサポート の軸受に比べて性能的に劣ることは明らかであって、わずか数分間の、しかも信頼度の高い切換操作により、この難点を克服して運転効率を高め、機器の経済性を計り得るものとすれば、この方式は考慮に値するものと考える。

本文で説明したとおり、この方式によれば、正逆転とも オフセットサポート となり、現在一方向回転の機械に使用されている軸受と同じ特性を期待できることとなる。切り換えは自動シーケンス 内に組み入れが可能であること、装置自体がきわめて安価であること、油膜形成面に直接影響を及ぼさないこと、軸受の小形化が可能など、その利点は追加装置に対するはん雑感を十分つぐない得るものと信ずる次第である。

終わりに逆転や反復動作の実機試験を行なうにあたり、ご理解とご協力いただいた電源開発および東京電力の関係各位に、厚くお礼申上げる次第である。
(昭 39-10-30 受付)

参 考 文 献

- (1) A. A. Raimondi, J. Boyd, Trans. A. S. M. E. April 321 (1955)
- (2) B. Sternlicht, Trans. A. S. M. E. Journal of Basic Engg. June (1961).
- (3) A. A. Raimondi, Trans. A. S. M. E. April 287 (1955).
- (4) B. Sternlicht, Trans. A. S. M. E. Journal of Applied Mechanics, June. 179 (1961).
- (5) J. H. Walker, P. I. E. E. Feb. 157 (1959).

トランジスタ化タービン監視計器

渡辺 宏*・奥田 泰久*

Transistorized Turbine Supervisory Instruments

Kōbe Works Hiroshi WATANABE・Yasuhisa OKUDA

A good many number of turbine supervisory instruments have been built and supplied by the company until now. Recently new type supervisory instruments provided with complete solid state electronic circuits have been developed. The distinctive features of the new instruments different from the old types consist in the following major points. A control box to judge the information from a detecting device is small sized and of a draw out type, they are capable of delivering analog outputs so as to permit combination with a control computer or a data logger, and in case of a vibrometer an amplifier is provided at each measuring point and with a multi-point recorder scanning is made quickly to perform recording. The new instruments have higher accuracy, higher reliability, longer life and easier maintenance.

1. まえがき

近年、蒸気タービンは、ますます大容量高能率化されてきているが、それに伴い運転員はタービンの状態を十分に知って運転することがいっそう必要になっている。

タービン監視計器は、タービンの七つの基本的な状態すなわち振動・偏心・軸位置・車室軸伸差・車室膨張・速度・調整弁位置を監視し、その機械的状態を正確に早く検出し、指示記録し、警報するものである。したがって検出器や検出器からの情報を判断する制御部は堅固で、信頼度の高いものでなければならない。しかも高信頼度の必要性はデジタル制御計算機やデータロガの使用とともに、いっそう強調されてきている。

トランジスタ化して信頼度を増すとともに種々の改良を行なった新形タービン監視計器について、またタービン低速度回転におけるターニングギヤ駆動への自動切換のための零速度指示計についても合わせてその概要を述べる。

2. 特長

トランジスタ化した新形監視計器の、従来と変わったおもな点は下記のごとくである。

(1) 制御箱を小形化し、引出形にしたこと。これにより盤面占有面積が非常に小さくなったり、外形寸法は縦 216×横 178×奥行 550 mm の盤面埋込取付形で、全機種同一寸法である。内部には、電源部、増幅部、試験回路部および絶電器が収納されており、背面と内部要素との間はスパイラルケーブルで接続し、内部要素のみを前方に引き出しても、入力・出力信号や電源はつながったままで、外部警報回路のみ切れるようにしてある。また、制御箱前面には電源スイッチ、ランプ、フューズと試験用押しボタンが付いており、この押しボタンを押すことにより試験信号を回路につなぎ点検できるようになっている。

(2) 測定回路には真空管を使用せずトランジスタを使用し、固体電子回路としたこと。すなわち振動計ではブログイン式のトランジスタ増幅器を用い、偏心計では、とくに高入力インピーダンスの固体回路増幅器を使用している。

(3) 警報回路は制御箱内に内蔵され、トランジスタやシリコン制御整流素子を使用した。すなわち、振動計と偏心計にはトランジスタ

の電圧比較回路を用い、軸位置計と伸差計にはSCRを用いた回路にし、調速機側と発電機側の両方に警報が出せるようになっている。

(4) 多点記録計を用いて検出点を早く走査して記録するようにしたこと。とくに振動計ではそのために各検出点ごとに増幅器をもち、制御箱には最大8個までの増幅器を収納できる。また全検出点に対し常に警報が出せるようになっている。

多点記録計で点数の多い場合には、自動平衡形 16点打点式記録計を用いている。外形寸法は縦 390×横 500×奥行 310 mm で記録紙を左右半分に割り、左半分には偏心と振動を記録し、右半分には膨張と伸差を記録する。打点間隔は5秒で入力定格は DC 40 mV である。

測定点数の少ない場合には、6点または12点の打点式記録計を使用する。

(5) 警報は指示記録とまったく無関係の回路になっていること。

(6) 計算機やデータロガなどとも組み合わせできるよう適当なアナログ出力 DC 40 mV と、指示・記録計用の DC 5 mA 出力(振動は除く)の両方をもっている。

(7) 偏心計と振動計出力にはバイアスを付けてあること。

(8) 低速ターニング速度でも、偏心記録用出力がとれること。

(9) 精度と信頼度を増したこと。

(10) 保守、調整、配線などがさらに一層容易になったことなどである。

3. 振動記録計

3.1 用途

タービンの振動は場所によって振幅、位相角ともに異なるが、軸がそれらすべての発生源であることは疑いない。しかも基礎や軸受台の振動であれば、携帯形の振動計で容易に測定しうるが、軸の振動を測定することは比較的困難である。以上のような理由で、この計器はタービン軸の振動を 600 rpm 以上の速度において測定することを目的として作られたものである。なお 600 rpm 以下においては次章に述べる偏心記録計が軸を監視しており、偏心記録計から振動記録計への切り換えは、タービン速度に関係した油圧で圧力スイッチを動作させて行なわれる。

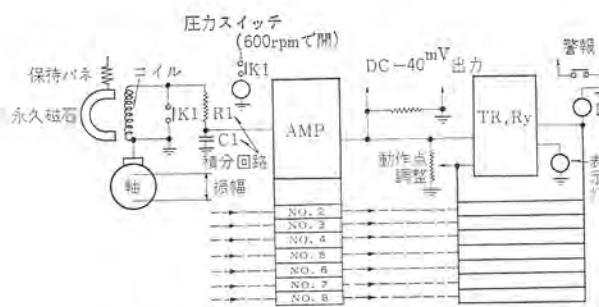


図 3.1 振動記録計原理図
Fig. 3.1 Principle of vibrometer recorder.

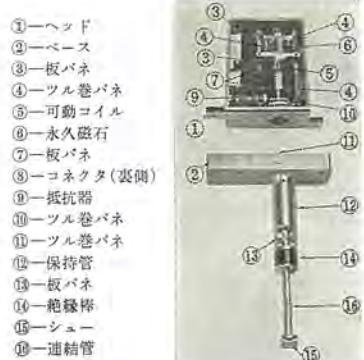


図 3.4 振動計制御箱（外観）
Fig. 3.4 Control cabinet of vibrometer recorder.

図 3.3 振動検出器構造図
Fig. 3.3 Construction of vibration detector.

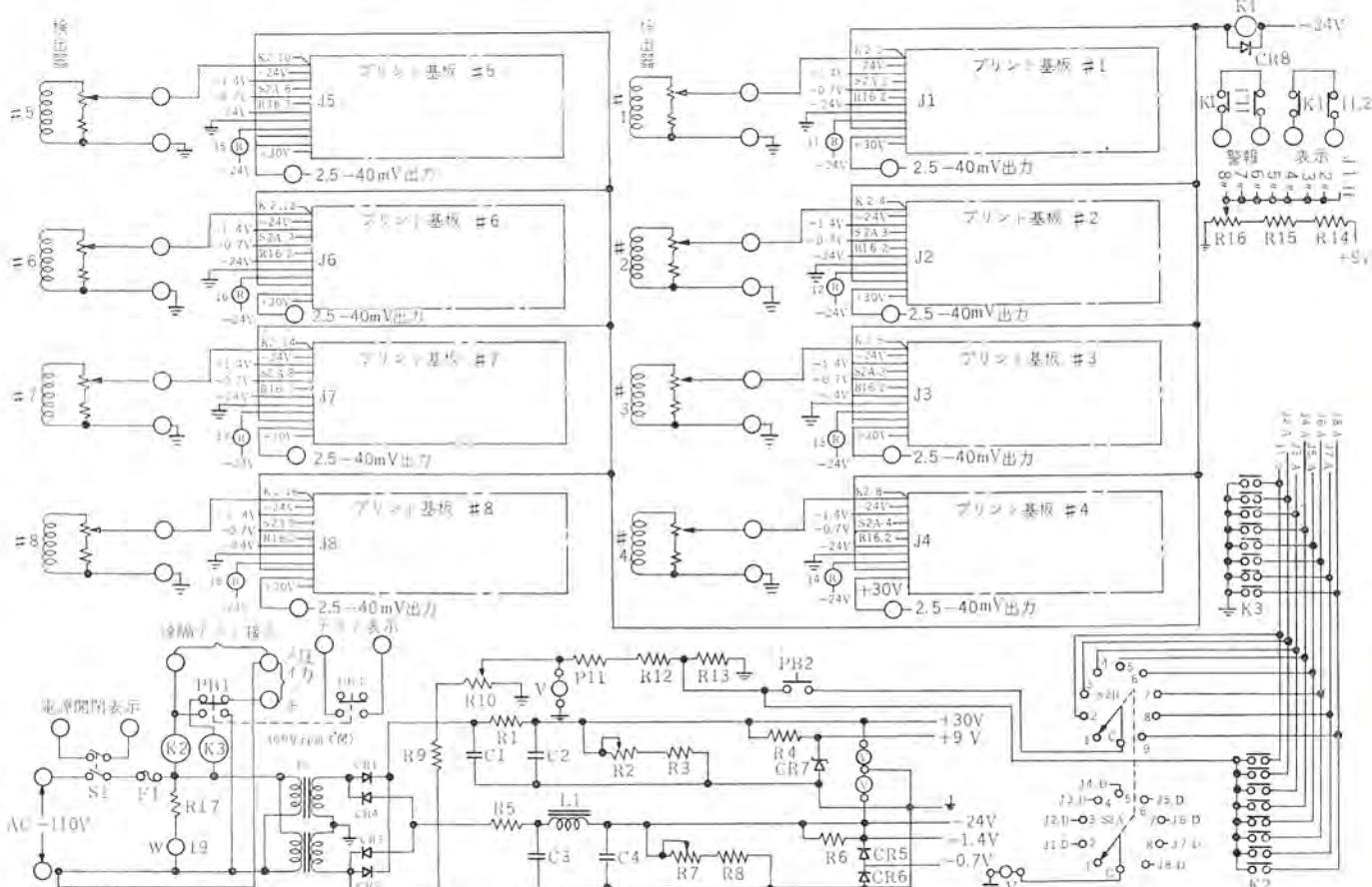


図 3.2 振動記録計総合接続図
Fig. 3.2 Overall connection diagram of vibrometer recorder.

3.2 動作原理

原理図を図 3.1 に示す。ターピン軸と シュウ動する棒の先端にコイルを設け、永久磁石の静止磁界中におくと、コイルには振幅と速度に比例した交流電圧が発生する。この電圧を高抵抗と高容量コンデンサを直列に接続した積分回路に導くと、コンデンサの両端には軸の速度とは関係なく振幅にのみ比例した電圧を得ることができる。積分回路の出力電圧は増幅され整流された後、自動平衡形の記録計を動作させ、さらに電圧比較回路からなるトランジスタ・リレーを通して異常振動を警報することになる。

3.3 構造および回路

計器は検出器、制御箱、記録計の三つの部分に大別される。検出器はターピン上の振動を測定しようとする個所に複数個設置され、制御箱には検出器と同数の増幅器（最大 8 個まで収容可能）と、それらの共通電源装置が含まれている。記録計は DC -40 mV 定格の多点自動平衡形計器で、多くの場合偏心記録計と共用され

るが、そのほか伸差、膨脹などが同一記録計に加わることもある。全回路を図 3.2 に示すとともに、以下それぞれについて略述する。

（1）検出器

検出器は下部のベースと上部のヘッドに分けて組み立てられており、下部は設置場所の条件に応じて形状が変わるが、上部はすべて同一である。図 3.3 の写真に従って説明すると、②のベースをターピンの軸受台に取り付け、⑯のシュウ動子を軸にシュウ動させる。⑪⑯⑯はともに板バネ⑬によって中心に保たれ、⑪のツル巻バネで軸に対し一定圧力で押し付けられているから、軸の振動はここから上部の可動コイル⑤に伝わる。一方永久磁石⑥は 3 本のツル巻バネ④によって保持され、ベースの振動とは無関係に空間に静止しているから、可動コイルには振幅と周波数に比例した大きさをもつ交流電圧が発生することになる。

（2）制御箱

制御箱の引出形ケースには、大きく 4 分することのできる回路

が、それぞれ別のシャーシに組み立てられて収容されている。まず前面には、電源スイッチ(S1)とヒューズ(F1)および検出器を除いた計器全体を試験するための押しボタンスイッチ(PB1)、それに検出器と同数の警報表示灯があって、日常の簡単な操作、点検は盤正面から容易に行ないうるようになっている。

次の試験回路のシャーシには計器の試験電圧を決定するための抵抗(R10')、押しボタンスイッチ(PB1)を押したときすべての増幅器に試験用信号を導くためのリレー(K2)、増幅器に順次試験信号を導き入れるスイッチ(PB2とS2)、600 rpm以下の速度で制御箱の全入力を短絡するリレー(K3)、警報値を決める基準電圧を変えるための抵抗(R16')などが含まれている。積分回路、増幅器、整流器、リレー回路は検出器1台分が1枚のプリント基板に納められて、これが数枚ラック内に収容されている。最後尾の電源回路



図 3.5 振動計制御箱(内部)

Fig. 3.5 Control cabinet of vibrometer recorder.

は、試験用の交流電圧とプリント基板への共通直流電源を用意する。

次に動作状態を簡単に説明する。図3.6にプリント基板の内部接続を含めて、1個の検出器に対する基本回路を示す。(基板外の関係回路については簡略化してある。) R1とC2は前述の積分回路を構成する。C2を出た信号電圧はトランジスタQ1とQ2で電圧増幅され、エミッタ・フォロワのQ3によって電力増幅される。Q4のベースはCR1とR12によってクランプされており、一定電圧以下には下がり得ないから、Q3のエミッタから出た信号電圧は正の半波だけがQ4のベース電圧に重畠されることになって、整流が行なわれる。この電圧は同じくエミッタ・フォロワをとるQ4によってさらに電力増幅された後R15とC7からなるフィルタを通って記録計とリレーを動作させる。

なおQ4出力の一部はR6とR10によってQ1にフィードバックして安定性の向上を計るとともに、帰還量を変えることでゲイン調整を行なうようにしてある。(ゲインはQ1からQ4を通じて約100倍である。) Q5とQ6は電圧比較回路を構成し、Q5のベースに加わる信号電圧がQ6ベースの基準電圧より低い場合は、Q6はシャット状態となり、したがってQ7のベースは-になつて導通、Q8は+となつてシャットされ、通常は警報リレー(K1)、表

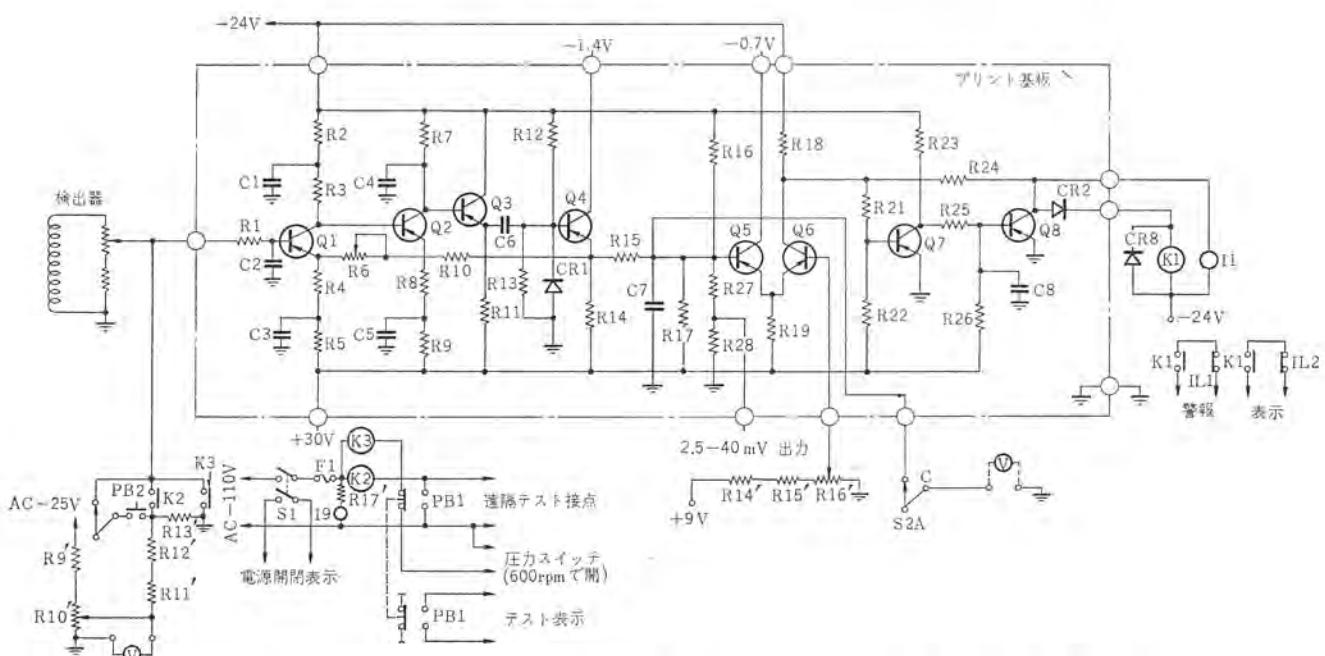


図 3.6 振動記録計基本回路図

Fig. 3.6 Elemental circuit of vibrometer recorder.



図 3.7 AR-210 形記録計外観
Fig. 3.7 Type AR-210 recorder.

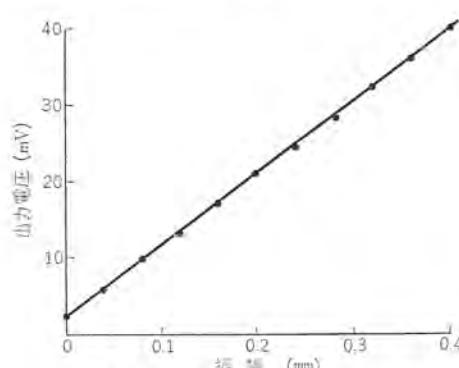


図 3.8 振動記録計出力計特性
Fig. 3.8 Output characteristics of vibrometer recorder.

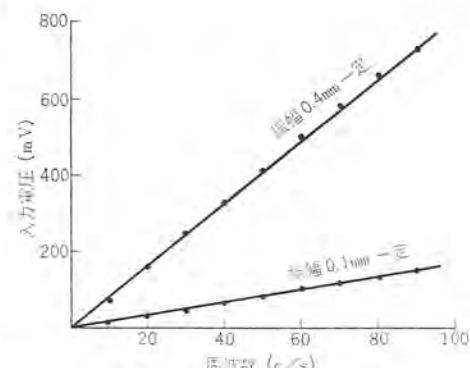


図 3.9 振動記録計周波数特性
Fig. 3.9 Frequency characteristics of vibrometer recorder.

示灯 (II) とともに動作することはない。しかし異常振動が発生して Q5 の入力電圧が基準電圧を上回ると、前と逆に Q6 が導通し Q7 はシャットオフ、Q8 が導通の状態となって K1 と II に電流が流れ警報を発することになる。なお Q8 のコレクタ電圧は、Q6 のコレクタと Q7 のベースに正帰還して回路のレスポンスをよくしている。

(3) 記録計

記録計には自動平衡形の多点記録計を使用し、目盛は 0~0.4 mm (複振幅) を標準として採用し、入力は 2.5~40 mV と決めた。2.5 mV のバイアスを与えたのは、振動という量が通常ゼロに近い値であるから計器の故障によるゼロと区別するためである。この形の記録計は入力インピーダンスが高いから、増幅器にとって負担となることはない。図 3.7 は今回とくに振動専用の記録計として採用した AR-210 形 6 点記録計の外観である。

3.4 特性

試験は検出器単独で加振台に乗せ、実際に振動を与えての出力電圧特性、低周波発振器を入力源としての制御箱出力電圧特性、検出器、制御箱、記録計の 3 者を組み合わせての総合特性に分けて行なった。図 3.8 は周波数を 60 c/s 一定とした場合の振幅出力電圧特性、図 3.9 は一定振幅を指示させるに要する入力電圧を周波数を変えて測定したデータを示す。重複するが性能を一括して掲げておく。

標準目盛 0~0.4 mm (複振幅)

精度 $\pm 4\%$

出力 DC 2.5~40 mV

速度範囲 600~7,500 rpm (10~125 c/s)

4. 偏心記録計

4.1 用途

ターピンを一度停止すると、熱分布の不均一によって軸はわずかにタワミようになる。この状態で高速回転することは不可能であるから、ターピンの起動前には必ず 1.5~8 rpm 程度の低速でターニングを行ない、軸のタワミ (偏心) がなくなったとき、はじめて速度を上げることになる。このターニング時中および起動後 600 rpm に達して振動記録計が動作し始めるまでの間、ターピン軸を監視するのが偏心記録計の目的である。

軸の偏心を機械的に測定するには、ダイヤルゲージの足を軸に押し当てておき、

(1) まず振れの最大値を読んで記憶する

(2) 次に振れの最小値を読んで記憶する

(3) 最後に記憶された二つの量 (最大と最小) の差をとるという過程を経て行なわれるのであるが、偏心記録計はこれすべてを電気的に行って、偏心量を直接に指示、記録しようとするものである。

4.2 動作原理

原理図を図 4.1 に示す。ターピン軸上に設けられた円板の周に面して、互いに 180° 離れた位置に 2 個の検出器を置く。検出器は鉄心を有するリアクタンス・コイルである。2 個直列に接続されてトランジストから 240 V で励磁されている。いま偏心した軸が 2 個の検出器間を回転すると、一方の検出器の空隙が増して (コイルのインピーダンスを減らし)、他方の空隙が減り (インピーダンスを増し)、この関係が 1/2 回転ごとに反転して繰り返される。したがって図中 B 点の電圧は軸の偏心量と回転周期に応じて変化し、2 個のト

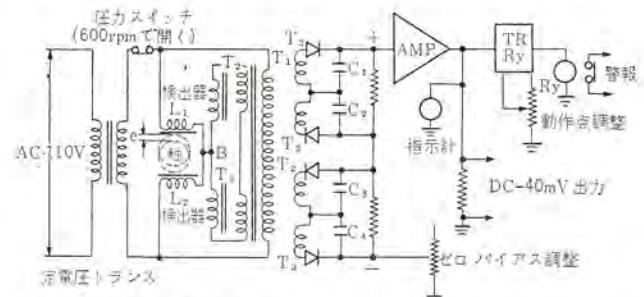


図 4.1 偏心記録計原理図 (1)
Fig. 4.1 Principle of eccentricity recorder.

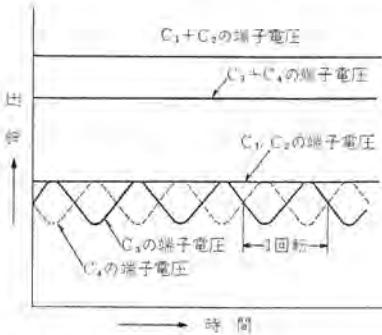


図 4.2 偏心記録計原理図 (2)
Fig. 4.2 Principle of eccentricity recorder.

ランス (T2, T3) の一次電圧を変えることになる。トランジストはおののおのの 2 個の二次巻線と付属のダイオードによって、長短 2 種の時定数をもつ抵抗・コンデンサ回路を充電する。両回路の出力電圧の差は図 4.2 で明らかなように偏心量に比例した値となるので、これを増幅して記録計とリレーを動作させる。

4.3 構造および回路

計器は検出器、制御箱、定電圧装置、記録計からなる。全回路を図 4.3 に示すとともに以下それぞれについて略述する。

(1) 検出器

2 個の検出器コイルはまったく同一の特性に作られており、またターピン内部の高温に耐えうるような絶縁処理を施されている。取付箇所はターピンのガバナ側軸端で偏心量の十分大きい所を選ばれる。

(2) 制御箱

制御箱の引出形ケースには、4 種に大別される回路部分が別々のシャーシに組み立てられて収容されている。まず前面には電源スイッチ (S1)、ヒューズ (F1)、電源表示灯 (II) および警報表示灯 (I2) と試験用押しボタンスイッチ (PB1) があり、簡単な操作、点検は内部を引き出すことなく行ないうようになっている。

次の試験回路シャーシには、ゼロ調整に使うスイッチ (S2) と抵抗 (R8)、計器の試験用電圧を得るための抵抗 (R7) とこれを主回路に導くリレー (K1)、振動計と同様 2.5 mV のバイアスを得るための抵抗 (R15) と増幅器のゲインを調整する抵抗 (R19)、偏心専用の可動コイル形記録計の感度調整抵抗 (R20) および警報リレーの動作点を変える抵抗 (R21) などが含まれる。主回路シャーシには電源トランジスト (T1)、前記 2 個のトランジスト (T2, T3) とダイオード (CR8~CR11)、長い時定数をもつコンデンサ (C9~C11) と放電抵抗 (R10~R14)、短い時定数をもつコンデンサ (C5, C6) と放電抵抗 (R17)、増幅器 (P2)、トランジスタ・リレーなどがある。最後尾の電源回路は 2.5 mV のバイアス用電源とトランジスタ・リレーの直流電源を供給する。

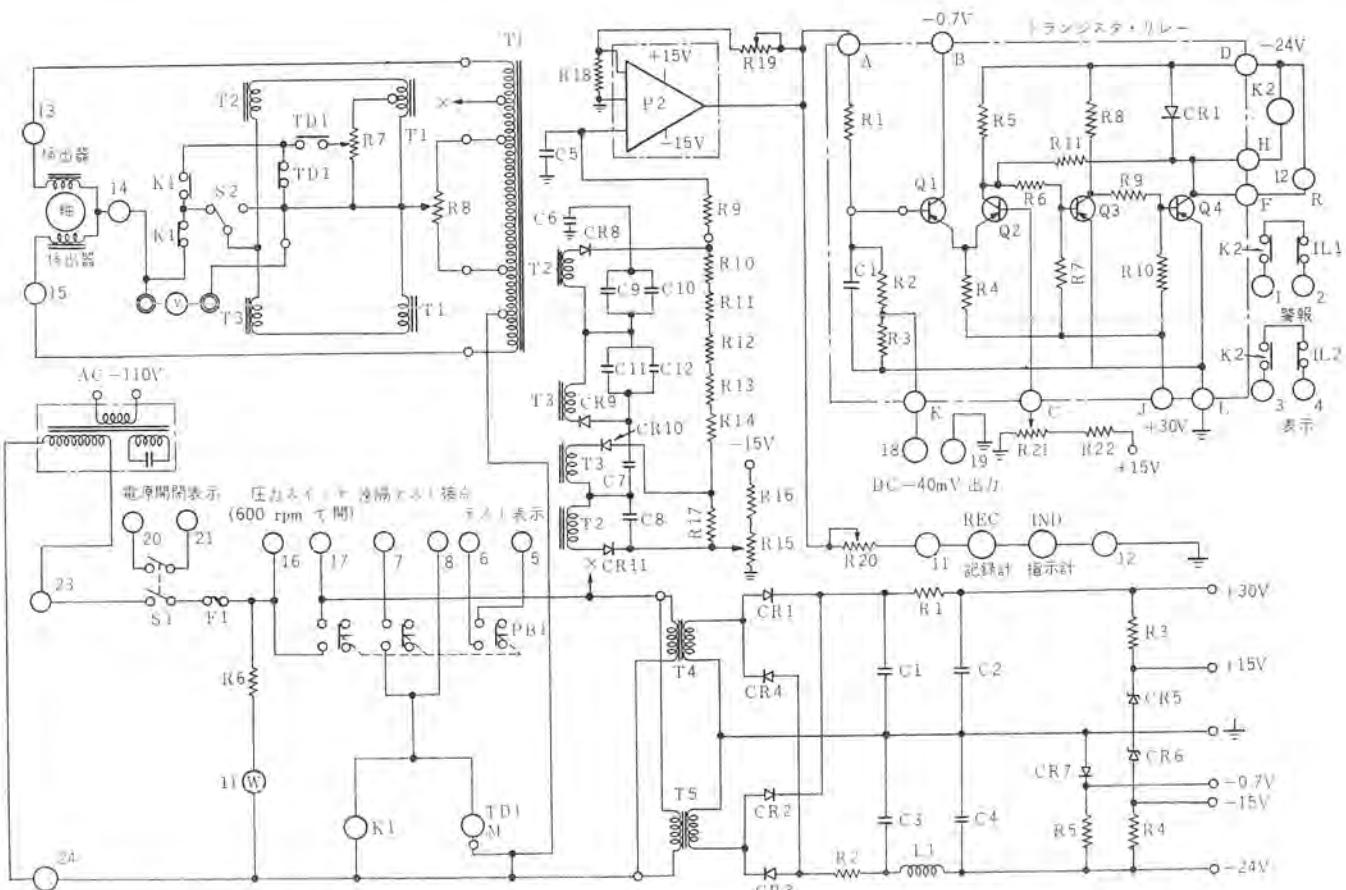


図 4.3 偏心記録計接続図

Fig. 4.3 Connection diagram of eccentricity recorder.

計器の動作状態は 4.2 節 (動作原理) で述べたとおりであるが、若干補っておくと、直列に接続された 2 個の検出器コイルとトランジスタ (T2, T3) の各中点の間には、偏心量ゼロにおいて電位差があつてはならないから、このバランスをとるため抵抗 (R8) を調整している。またトランジスタ (T2, T3) の二次に入っている抵抗は総計 100 MΩ 以上に達するので、これの出力側に置く増幅器は入力インピーダンスのきわめて高いものが要求される。増幅器のゲイン調整は帰還量を変えて行ない、出力は振動計同様 DC 40 mV の自動平衡形記録計とトランジスタ・リレーを動作させるほか、偏心専用の可動コイル形記録計 (DC 5 mA 全振) を動作させることも可能である。警報リレーは振動計とまったく同一の回路であるから説明を省略する。

(3) 定電圧装置

この計器は原理上電源の波形ヒズミが誤差の因となるので、定電圧装置としても波形ヒズミの少ないものが要求され、したがって相当大形となるから制御箱とは別置になっている。

(4) 記録計

記録計は振動計と共に用するため 2.5~40 mV 入力とし、目盛は 0~0.25 mm を標準とした。なお前述のとおり偏心専用の記録計 (指示計) を置くこともでき、これには DC 5 mA 定格でよいか比較的安価な計器を使用できる。

4.4 特性

試験は検出器が実際にターピンに取り付けられた状態そのままの模擬試験装置を使って行なった。この試験装置はターピン上に設けられるのとまったく同一の寸法、材質の円板が、偏心量、速度ともに可調整で回転しうるようになっている。検出器、制御箱、記録計を組み合わせての総合特性を図 4.4 に示す。下記に性能を

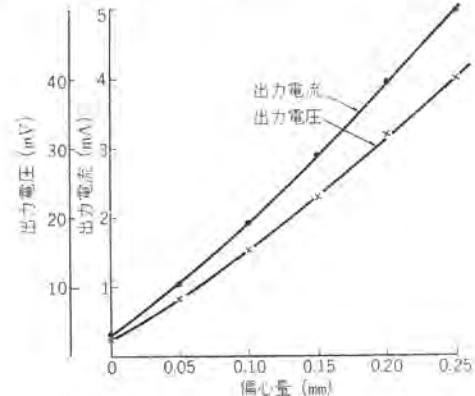


図 4.4 偏心記録計出力特性
Fig. 4.4 Output characteristics of eccentricity recorder.

一括して掲げておく。

標準目盛 0~0.25 mm

精度 ±5%

出力 DC 2.5~40 mV および 0.313~5 mA

測定速度 0~600 rpm

検出器の空気目盛 0 において各 1.9 mm

円板の直径 197 mm

5. 軸位置記録計

5.1 用途

ターピン軸を軸方向に支持している推力軸受は、スラスト・カラーと称する軸上の突部を両側にはさんで設けられたスラスト・パッドによって推力をささえている。負荷の変化はもちろん推力の変化となって軸の移動をみることになるが、そのほかスラスト・パッドの

磨滅によって軸が大きく移動することもある。このようなターピン軸の移動を監視するために、推力軸受に近く熱膨張を考える必要のない場所で軸の動きを測定することが、軸位置記録計の目的である。

5.2 動作原理

原理図を図5.1に示す。ターピン軸上の円板の両側面に対向して2個の鉄心入りコイルを取り付け、軸の移動が一方のコイルの空ゲギを増し、他方の空ゲギを減らすようにしておく。電気的にはこれらコイルは制御箱内の抵抗器との間に交流ブリッジ回路を構成し、一定電圧の供給を受けている。軸の移動は検出器コイルのインピーダンス変化をもたらし、ブリッジの不平衡電圧となって記録計を動作させることになる。このようなブリッジ回路はほかにも2組あって(ただし検出器は共通)、同様に不平衡電圧を取り出し、シリコン制御ダイオードのゲートに加えて、上下限各1点の警報を得ている。

5.3 構造および回路

計器は検出器、制御箱、記録計からなっている。全回路を図5.2に示す。

(1) 検出器

検出器のベース上には、30 mmの間隔を置いて2個の鉄心入りコイルが対向して取り付けられており、この間を厚さ25.4 mmの円板がターピン軸とともに移動するようになっている。両コイルは直列に接続されて制御箱から65 Vの供給を受け、3個の抵抗器との間に3組のブリッジ回路を構成している。

(2) 制御箱

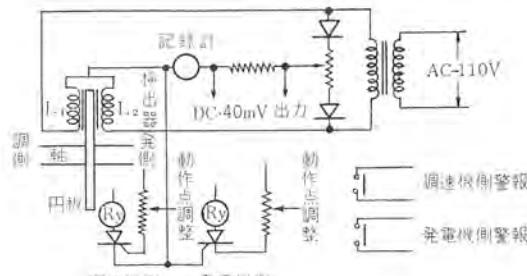


図5.1 軸位置記録計原理図
Fig. 5.1 Principle of rotor position recorder.

制御箱の前面には電源のスイッチ、ヒューズ、表示灯(S21, F21, I23)と調速機側、発電機側各1個の警報表示灯(I21, I22)および試験用押しボタンスイッチ(PB21)がある。引出形ケースのシャーシには定電圧電源トランス(T21)、前記3組のブリッジを構成する抵抗器(R28~R30)のほか、計器の試験用として検出器コイルに代わってブリッジを組む抵抗器(R27)、警報のためのシリコン制御ダイオード(SCR21, SCR22)とリレー(K21, K22)、記録計の感度調整抵抗器(R31)などがある。

計器の動作状態は5.2節で概略説明したが、多少補足しておくと、交流ブリッジ回路の不平衡電圧を整流する方法としてまず考えられるのは、記録計と直列に整流器を入れる方式である。この方式は(1)明確なゼロ点を得られない、(2)直線性が悪くなるという欠点をもっているため、この計器では抵抗器の両端にダイオードを入れることによって、記録計には半波整流された信号が加わるようにしてある。出力は軸位置専用の記録計を置くことを考えてDC 0~5 mAとし、もちろん0~40 mVも得られるようにした。次に警報用のシリコン制御ダイオードに関しては、若干のバラツキはあるが、ゲート電圧がほぼ+0.5 Vに達したときベース電流が通じ、リレーが動作する。

(3) 記録計

記録計にはGM-2形可動コイル形記録計を使用し、目盛は0~2 mm(0は調速機側、2は発電機側への軸の最大移動を示す)を標準とし、入力はDC 0~5 mAである。この記録計は1点連続ペン書き式であるから、軸位置専用として用いる。

5.4 特性

試験は、検出器がターピン上に取り付けられる状態そのままを再現できる、模擬試験装置によって行なった。この試験装置はタ



図5.3 軸位置計制御箱(外観)
Fig. 5.3 Control cabinet of rotor position recorder.



図5.4 軸位置計制御箱(内部)
Fig. 5.4 Control cabinet of rotor position recorder.

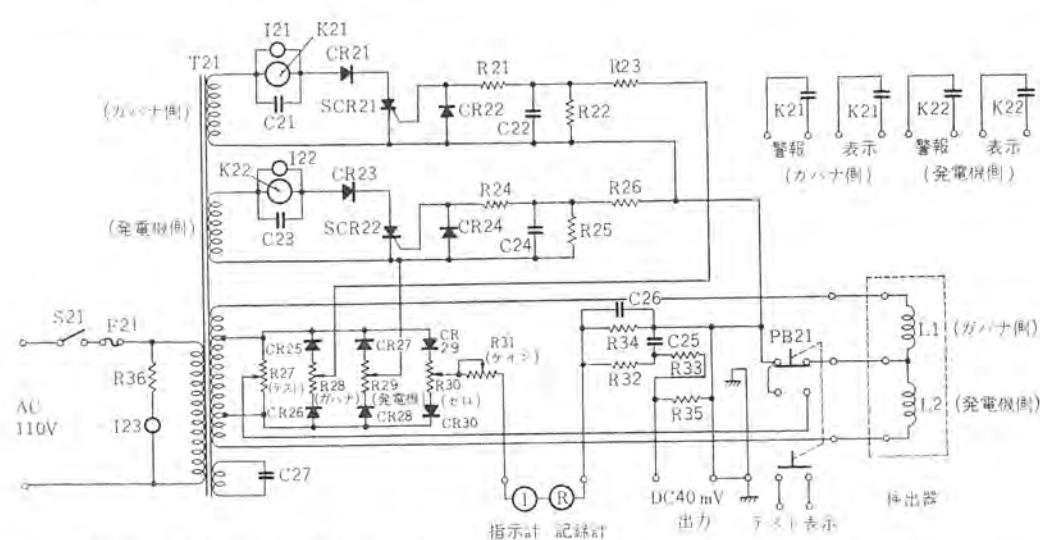


図5.2 軸位置記録計接続図
Fig. 5.2 Connection diagram of rotor position recorder.



図5.5 GM-2形記録計外観
Fig. 5.5 Type GM-2 recorder.

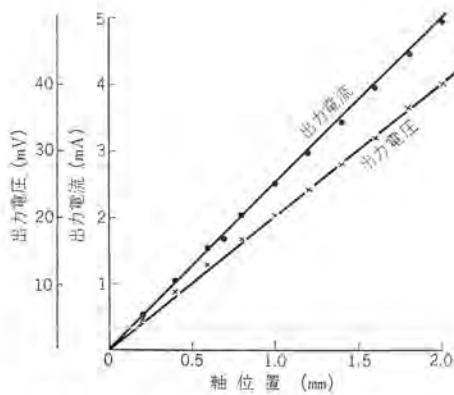


図 5.6 軸位置記録計出力特性
Fig. 5.6 Output characteristics of rotor position recorder.

ターピン上の円板と同一の材質と厚さをもち、検出器の2個のコイルの間を自由に移動できる鉄板を備えている。検出器、制御箱、記録計を組み合わせての総合特性を図 5.6 に示す。計器の性能は次のとおりである。

標準目盛	0~2 mm
精度	±2%
出力	DC 0~5 mA および 0~40 mV
検出器の空ゲージ	中央目盛において各 2.3 mm
円板の厚さ	25.4 mm

6. 伸差記録計

6.1 用途

ターピンに蒸気を通すと、その温度により軸、ケーシングとともに膨張する。もし軸がケーシングと同じように膨張すれば問題はないが、軸はケーシングに比べマスが小さいため早く熱せられ、早く膨張す

る。軸とケーシングとの間には軸方向にあるクリアランスをもつていて、両者の膨張量が異なり、その差がある限界をこえると、両者は接触しターピンを破壊するにいたる。このため軸とケーシングのクリアランスの変化を小さくするため蒸気を徐々に供給し、ケーシングの膨張が軸のそれに遅れぬように、また軸が早く膨張すればケーシングが追いつくまで、蒸気の量を減すとか操作する必要がある。したがって伸差記録計は、ターピン起動時や負荷変動の大きいときに用い、軸とケーシングとの膨張の差を指示記録させるものである。

6.2 動作原理

図 6.1 は伸差記録計の原理図である。ターピン軸に、軸に対し角度 θ だけ傾斜した2個の円スイ面を作り、各円スイ面に対向して検出コイル L_1 、 L_2 を設け、このコイルはケーシングに取り付ける。軸がケーシングより伸びたとき、軸が図の右側に動くとすれば、 L_2 の空ゲージは減り L_1 の空ゲージは増す。逆にケーシングが軸より伸びたときは L_2 の空ゲージが増し L_1 の空ゲージが減る。したがって軸位置記録計と同様の原理により、ブリッジの出力回路には伸差に比例した直流電流・電圧が得られる。

ターピン軸に円スイ面を設けたのは、軸方向の大きな変位を検出コイルの空ゲージ長の小さな変位になおすためで、これによりブリッジの出力電流を直線的に変化することができる。いま、軸方向の変位を Δl とし空ゲージの変位を Δlg とすると $\Delta lg = \Delta l \sin \theta$ となる。 $\theta = 14.5$ 度にすると軸方向に 4 mm の変位は空ゲージ変位 1 mm となる。また警報は発電機側および調速機側の両方に警報値を設定でき、この値をこえた場合 SCR が通電し繼電器が動作し、警報を発するようにしてある。

6.3 構造および回路

伸差記録計は検出器2個、制御箱および多点記録計(共用)、また必要により1点記録計、指示計などから構成される。

制御箱は他のものとまったく同形で、内部には測定回路、試験回路、および警報回路が組み込んである。前面には電源スイッチ、ランプ、ヒューズと試験用押しボタンおよび警報ランプがついている。

図 6.2 は実際の回路を示しているが、軸位置記録計のそれとまったく同一である。また警報は発電機側、調速機側の両方に設定できる。目盛は普通 0~25 mm で、出力は DC 0~40 mV および DC 0~5 mA の二つあり、DC 40 mV 出力は多点記録計などの入力に、DC 5 mA の出力は、1 点記録計や指示計の入力に用いる。

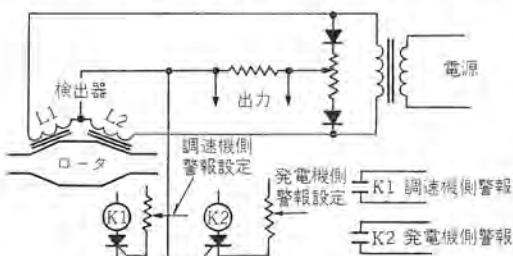


図 6.1 伸差記録計原理図
Fig. 6.1 Principle of differential expansion recorder.

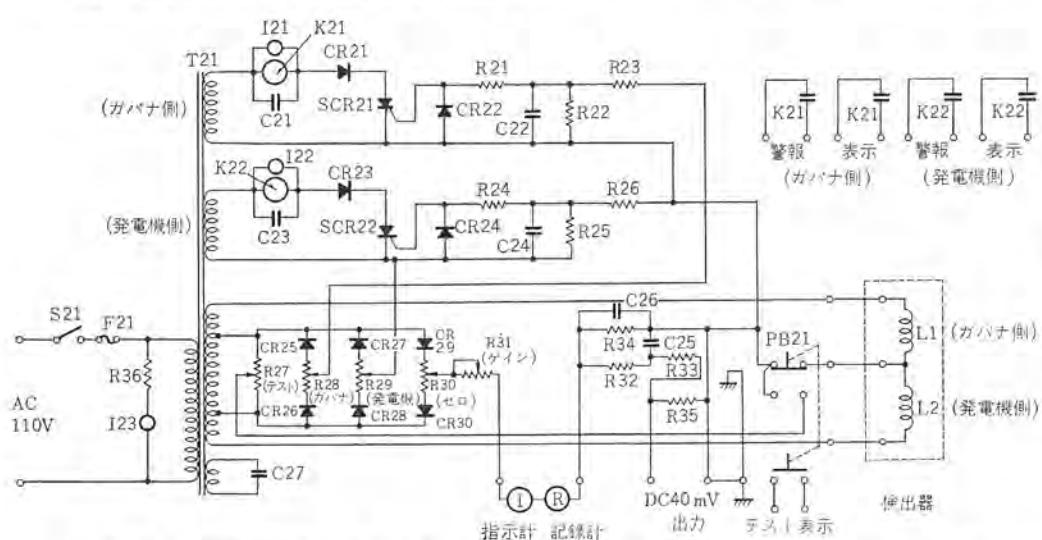


図 6.2 伸差記録計接続図

Fig. 6.2 Connection diagram of differential expansion recorder.

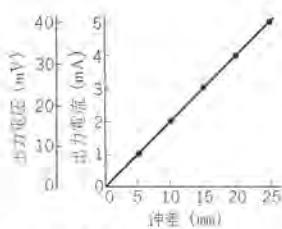


図 6.3 伸差記録計出力特性
Fig. 6.3 Output characteristics of differential expansion recorder.

6.4 特性

伸差記録計の仕様および特性は次のとくである。

標準目盛 0~25 mm

空ゲギ 片側 5 mm

軸のテーク 14.5 度

出力 DC 0~40 mV および 0~5 mA

出力特性は図 6.3 のとく目盛に対し直線である。

精度 $\pm 2\%$

7. 膨張記録計

7.1 用途

タービンが冷却静止状態から加熱され負荷をとるにつれ、ケーシングは膨張する。ケーシングはその一端が基礎に固定されており、他の一端は膨張とともにキー道に沿って、軸方向に自由に動きうるようになっている。もしなんらかの原因で、ケーシングの自由端がキー道に沿ってなめらかにすべらなかった場合には、大きなストレスがかかり、タービンを破壊することにもなる。膨張記録計はタービンの起動時およびその直後のケーシングの膨張を指示・記録させるものである。

正常な起動時の膨張記録と、現在の起動時の記録とを比べながら、タービンを運転することは非常に有意義である。

7.2 動作原理

図 7.1 は膨張記録計の原理図である。ケーシングの膨張は、ケーシングの端に設置したポテンショメータ式検出器で検出する。この検出器はスプリングで押されたラック棒およびこれとかみ合うギヤ、およびポテンショメータからなっている。ラック棒の先端はケーシングに押しつけ、ギヤおよびポテンショメータはペデスタルベースの固定部に取り付ける。ケーシングが膨張すればラック棒を押してギヤ、ポテンショメータを回転させる。ポテンショメータの両端に電圧を印加しておけば、可動腕の回転角が膨張量に比例し、膨張量に応じた直流電圧・電流が取り出せる。ラック棒はつねにスプリングでケーシングに押しつけられているから、ケーシングが収縮すると、ラック棒もそれにつれて伸びる。

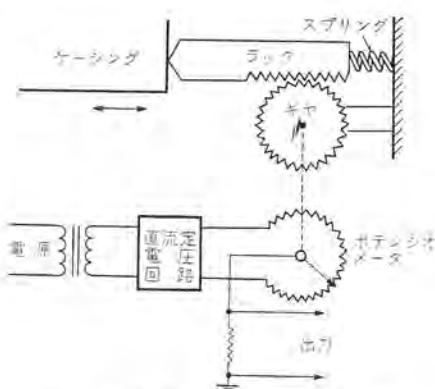


図 7.1 膨張記録計原理図
Fig. 7.1 Principle of expansion recorder.

7.3 構造および回路

膨張記録計は前に述べた検出器、制御箱および多点記録計（共用）また必要により 1 点記録計、指示計などから構成される。制御箱は他のものとまったく同形のもので、内部には測定回路および試験回路が組み込まれている。前面には電源スイッチ、ランプ、ヒューズと試験用押しボタンがついており、この押しボタンを押すことにより試験信号を回路につなぎ点検できる。

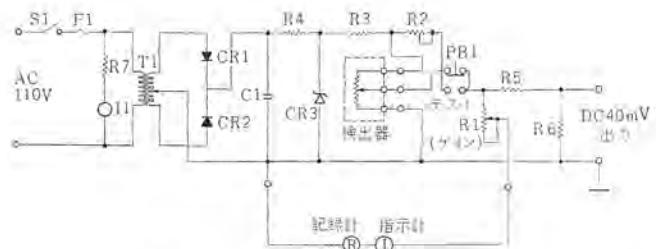


図 7.2 膨張記録計接続図
Fig. 7.2 Connection diagram of expansion recorder.

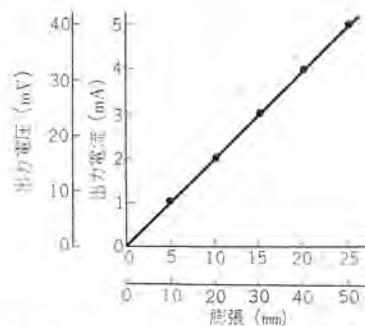


図 7.3 膨張記録計出力特性
Fig. 7.3 Output characteristics of expansion recorder.

図 7.2 は実際の回路を示している。ポテンショメータの両端に加える電圧は DC 4 V である。目盛は普通 0~25 mm ないし 0~50 mm で、出力は DC 0~40 mV および DC 0~5 mA である。DC 40 mV は多点記録計などの入力に、DC 5 mA は 1 点記録計や指示計の入力に用いる。なお、膨張記録計と伸差記録計の制御箱は一つにまとめるることもできる。

7.4 特性

膨張記録計の仕様および特性は次のとくである。

標準目盛 0~25 mm または 0~50 mm

出力 DC 0~40 mV および 0~5 mA

出力特性は図 7.3 のとくで、目盛に対し直線である。

精度 $\pm 4\%$

8. 速度・弁位置記録計

8.1 用途

タービンの起動から同期に入るまでと、負荷を急に失って速度上昇したときの速度の記録をとることが必要である。またタービンが系統に並入されると、速度は系統周波数により定まるので、負荷によって変化する調整弁位置の記録が必要となる。したがって、速度と調整弁位置の情報は両方同時に必要ではないので、1 台の記録計で二つの機能をもたせることができる。記録計へ速度と弁位置のいずれの入力を入れるかは、シャンク断器の補助接点により補

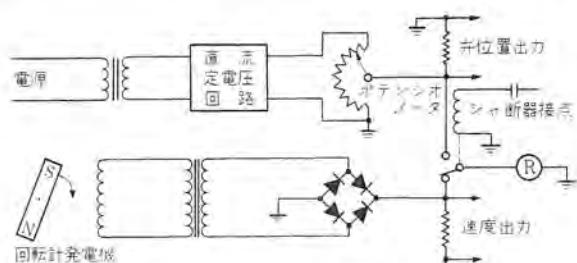


図 8.1 速度-弁位置記録計原理図
Fig. 8.1 Principle of speed-governor valve position recorder.

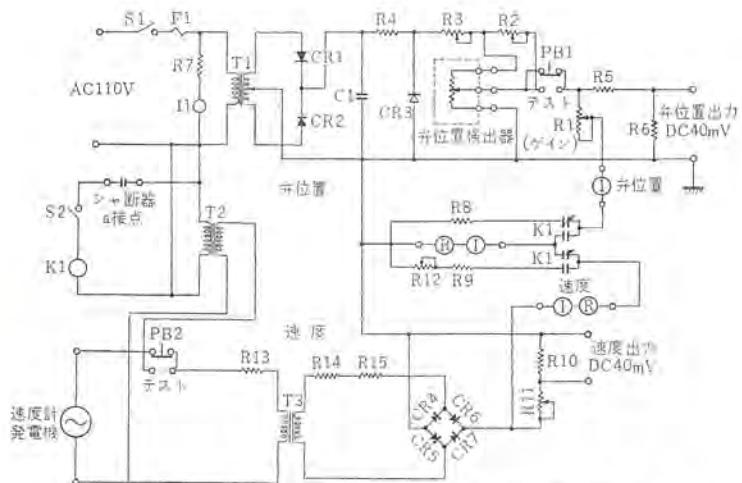


図 8.2 速度-弁位置記録計接続図

Fig. 8.2 Connection diagram of speed-governor valve position recorder.

助離電器を動作させて切り換える。速度弁位置記録計はこのように同期速度では調整弁位置を、同期外ではタービンの回転数を指示記録させるものである。

8.2 動作原理

図 8.1 は速度・弁位置記録計の原理図である。調整弁位置はバルブ機器に取り付けられたポテンショメータにより検出される。ポテンショメータの可動腕は弁開度とともに回転するので、このポテンショメータに一定電圧を印加しておけば可動腕から、弁開度に比例した電圧を取り出しうる。

速度は主発電機軸端に取り付けた永久磁石形回転計発電機により検出する。回転計発電機の回転子は主発電機軸に直結され、固定子は主発電機のフレームに取り付けられる軸受のない構造である。この回転計発電機の交流出力を可飽和トランジスタに加え、その出力を整流し、結局周波数に比例した直流出力を得ている。

8.3 構造および回路

速度・弁位置記録計は、弁位置検出器、回転計発電機、制御箱および速度弁位置記録計と速度指示計、それに必要な速度弁位置指示計、速度記録計、弁位置指示計などから構成される。制御箱は内部に速度と弁位置の両方の測定回路、試験回路が組み込まれており、前面には、電源スイッチ、ランプ、ヒューズと両方の試験用押しボタンおよび速度弁位置と速度との切換スイッチがついている。図 8.2 は実際の回路を示し、上半部が弁位置用、下半部が速度用の回路である。スイッチ S2 は速度弁位置と速度との切換用で、これを速度弁位置側にしておけばすなわち閉にしておけば、シャンク断器補助接点 a により、離電器 K1 を介して速度と弁位置の二つ

の記録計入力が切り換える。

8.4 特性

速度・弁位置記録計の仕様および特性は次のとくである。

標準目盛 弁 0~100%

速度 0~5,000 rpm

出力 DC 0~40 mV および 0~5 mA

出力特性は図 8.3 のとく目盛に対し直線である。

精度 弁 $\pm 4\%$

速度 $\pm 1\%$

9. 多点弁位置指示計

9.1 用途

タービン上にある各種弁の内、主弁の開度は速度一弁位置記録計に指示、記録されるが、その他数個の重要な弁の開度は多点弁位置指示計によって指示される。

9.2 動作原理

動作原理は、速度一弁位置記録計における主弁の測定とまったく同様、弁の開閉にポテンショメータを連動させて電圧変化を得る方式である。

9.3 構造および回路

全回路を図 9.1 に示す。計器は検出器、制御箱、指示計の三つに分かれる。検出器は全抵抗 50 Ω のポテンショメータで、測定個所に 1 個ずつ置かれ、弁の開閉と連動して軸が回転し電圧信号を制

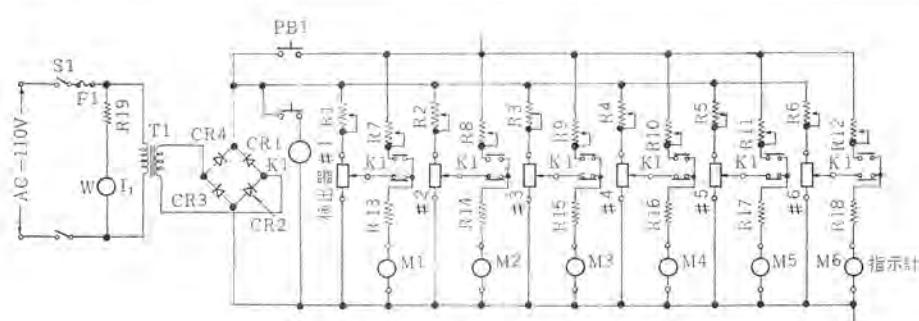


図 9.1 多点弁位置指示計接続図
Fig. 9.1 Connection diagram of multi-valve position indicator.

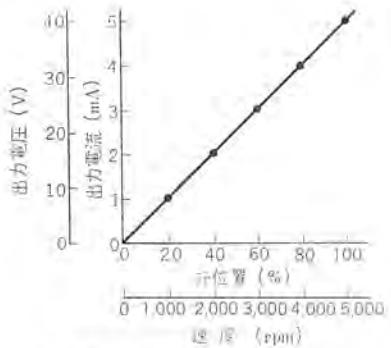


図 8.3 速度-弁位置記録計
出力特性

Fig. 8.3 Output characteristics of speed-governor valve position recorder.

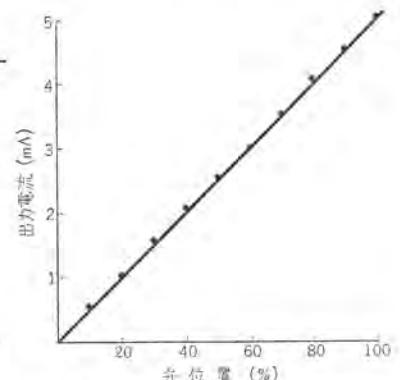


図 9.2 多点弁位置指示計出力特性
Fig. 9.2 Output characteristics of multi-valve position indicator.

御箱に伝える。制御箱の前面には日常の操作点検に必要な電源のスイッチ、ヒューズ、表示灯と試験用押しボタンスイッチがあり、引出形ケースのシャーシには定電圧電源トランジスタと整流用ダイオードおよび最大6カ所まで測定可能の更正回路などが含まれている。指示計にはKX-11形可動コイル形指示計を使用し、測定個所と同数、いずれも目盛は0~100%，入力0~5mAとなっている。

9.4 特性

試験は検出器(ポテンショメータ)、制御箱、指示計を組み合わせて行なった。図9.2に総合特性を示す。また性能は次のとおりである。

標準目盛 0~100%

精度 $\pm 3\%$

出力 DC 0~5mA

10. ゼロ速度指示計

10.1 用途

タービンはその停止期間中に不均一な冷却により軸にタワミを生ずる。このタワミを小さくするためターニングモータで低速回転させ、タワミがなくなつてから速度を上げて定格運転にもつくる。

ゼロ速度指示計はタービンの定常運転状態から蒸気を切断して低速回転に移る場合、自動的にターニングモータ駆動に切り換えるための信号を供給するものである。

10.2 構造および回路

ゼロ速度指示計はタービン軸に取り付けられたミク付円板ピックア

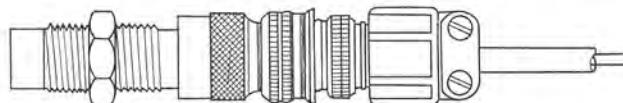


図 10.1 電磁ピックアップ
Fig. 10.1 Electro-magnetic pick up.

ップ2個、制御箱および指示計からなっている。ピックアップは電磁式で、ミク付円板の円周上に円板に接近して配置し、タービンの回転数をパルスとして検出する。1個はゼロ速度用、他の1個は高速度用に使用する。図10.1はその外観である。

制御箱は、この中に2組のパルス電流変換器、3組のトランジスタ



図 10.2 ゼロ速度指示計用制御箱
Fig. 10.2 Control box of zero-speed indicator.

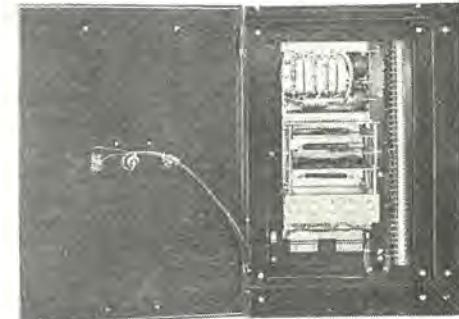


図 10.3 ゼロ速度指示計用制御箱(内部)
Fig. 10.3 Control box of zero-speed indicator.

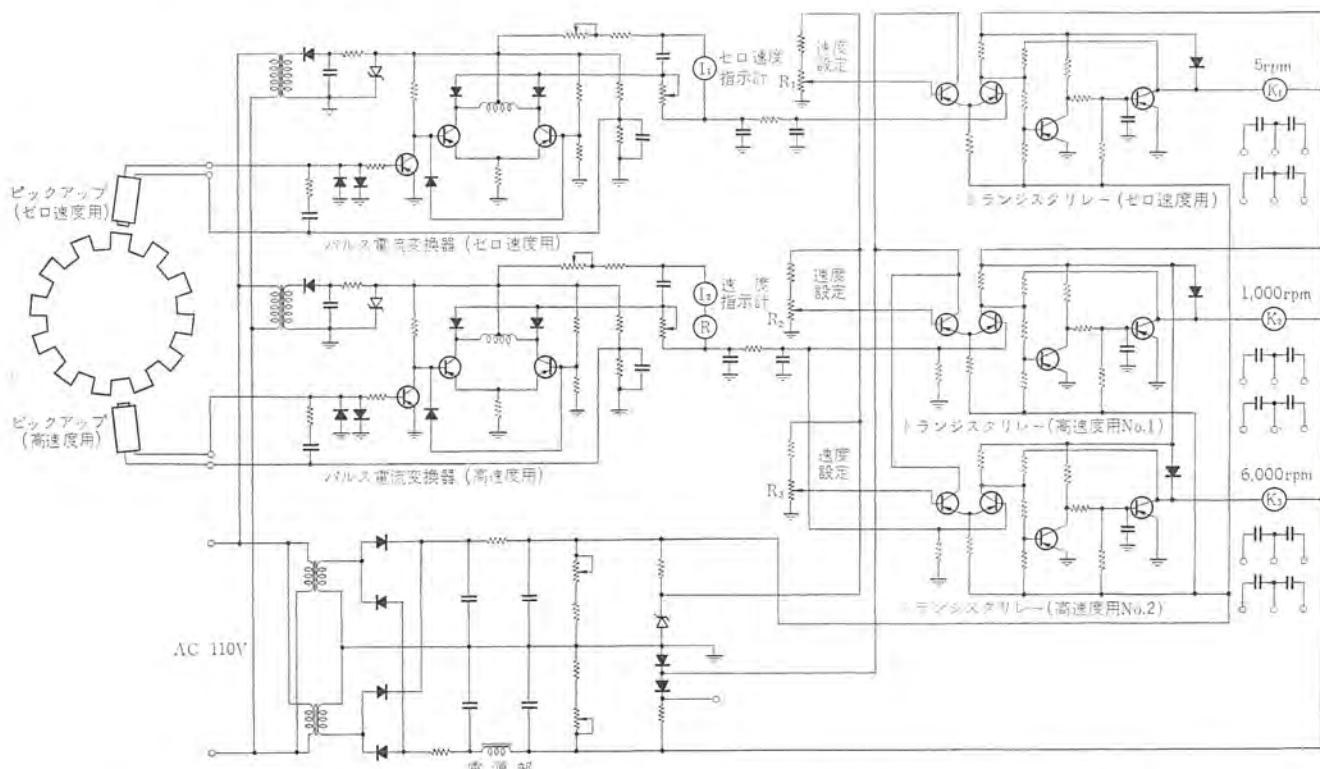


図 10.4 ゼロ速度指示計接続図

Fig. 10.4 Connection diagram of zero-speed indicator.

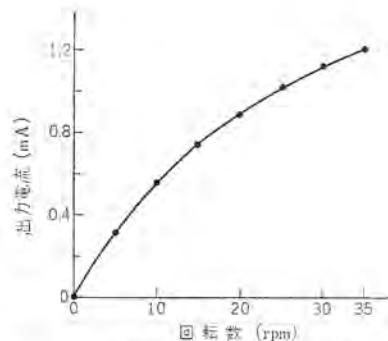


図 10.5 ゼロ速度用 パルス電流変換器出力特性
Fig. 10.5 Output characteristics of pulse-current converter for zero-speed.

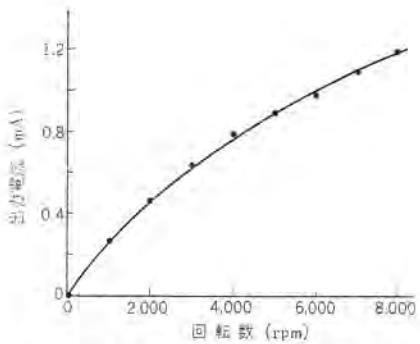


図 10.6 高速度用 パルス電流変換器出力特性
Fig. 10.6 Output characteristics of pulse-current converter for high-speed.

リレーと繼電器および電源部が組み込まれている。パルス電流変換器はピックアップで検出した回転数に比例したパルスを直流電流に変換するトランジスタ回路であり、この出力電流を指示計、記録計に入れれば回転数の指示記録が得られる。1組はゼロ速度用、他の1組は高速度用である。

トランジスタリレーは、パルス電流変換器の出力と速度設定抵抗器との電位を比較し、出力が設定値以上ならば繼電器を動作させるもので、1組は零速度用のパルス電流変換器に、他の2組は並列に高速度用のパルス電流変換器に接続されている。図10.2および図10.3は制御箱の外観および内部を示す。図10.4は実際の回路であり、ゼロ速度指示計 I_1 の目盛は0~35 rpm、高速度指示計 I_2 の目盛は0~最大回転数である。また繼電器 K_1 は5 rpm、 K_2 は1,000 rpm、 K_3 は定格回転数より少し下の回転数で動作するようにな。速度設定抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 を調整しておく。

ターピンが定格運転状態から蒸気を止めて、回転が下ってきて定格回転数より少し下の回転数、さらに1,000 rpmになると繼電器 K_3 および K_2 が動作し、ターニングギヤへ潤滑油を流すソレノイドバルブを動作させる。さらに回転が下って5 rpmになると、繼電器 K_1 が動作し、ターニングギヤをかみ合わせるためのエアシリンダへの空気を供給するソレノイドバルブを付勢する。そして自動的にターニングギヤが入り、ターニングモータ駆動として約5 rpmの低速でターピンを回転させる。

10.3 特性

ゼロ速度指示計の繼電器 K_1 、 K_2 、 K_3 は、定格回転数6,500 rpmのBFPターピンの場合、それぞれ5, 1,000, 6,000 rpmで動作するよう設定したが、この値はターピンにより仕事に調整できる。

パルス電流変換器の出力特性は図10.5、10.6のごとくである。

11. む す び

以上、トランジスタ化した新形ターピン監視計器および零速度指示計についてその概要を述べたが、高精度、高信頼度、長寿命、保守点検の容易さを十分考慮して設計製作してあるので、ユーザの十分なご満足を得られるものと考えている。

終わりに、設計・製作・試験に協力頂いた関係者各位に深く謝意を表するものである。

新形変流器

長野光佑*

New Type Current Transformers

Itami Works Kōsuke NAGANO

Current transformers are essential protective devices to be used for the bus protection and the apparatus protection in combination with circuit breakers. With the increase of air or gas blast circuit breakers separate installation type current transformers have come into important use with new requisites on them. Particularly those for use on ultra high voltage systems such as at above 400 kV, are given special consideration. On the other hand electrical installations near a sea shore face another troubles of salt contamination. With these problems taken into account new type current transformers of cable type insulation have been developed with a number of distinctive features, which promise extensive application and also contribute to the trend of increasing system voltages.

1. まえがき

変流器はシヤ断器と組み合わせ、母線保護、機器保護などに使用される重要な保護機器である。近年シヤ断器に空気もしくはガスシヤ断器が多く使用され、多くの別置形変流器を必要とするところから、別置形変流器の重要性はとみに増してきた。とくに、400 kV を越える超々高圧系統に対しては、絶縁的な面、熱的な面、いろいろ検討し、各社ともこの種の変流器の開発につとめている。当社も、従来の変流器絶縁構造に改良を加え、ここにおおはばなモデルチェンジを行なった。

近年、海岸近くに発電設備が設置されることが多く、機器に対するいろいろ汚損の問題が起こっているが、この別置形変流器も同様、対汚損を必要とするようになってきた。また、系統電圧が高くなるにつれ、ケーブルの直径は電位傾度の面から増大し、大電流を流す必要にせまられ、ここに高電圧大電流用の変流器の開発が重要となり、高電圧別置形変流器としては、対汚損、大電流を考慮に入れた絶縁設計を必要としている。変流器中身に対しても、系統電圧の上昇に伴い局部的電界集中による油中コロナ発生を容易にすることから、合理的な絶縁構造をとて、対コロナ特性を持たせることが必要となっている。ここにモデルチェンジを行なった変流器は、以上の事柄を考慮に入れ、再三再四のモデル実験により完成した変流器である。

2. 定 格

	PC-3 形	PC-7 形	PC-14 形	PC-25 形
絶縁階級	30 号	70 号	140 号	200 号
電流比	600-300/5A	600-300/5A	800-400/5A	4,000/5A
誤差階級	1.0 級	1.0 級	1.0 級	1.0 級
定格負担	40 VA	40 VA	40 VA	40 VA
過電流定数	10	10	10	10
過電流強度	40	40	40	40
対汚損特性	0.1mg/cm ²	0.1mg/cm ²	0.05mg/cm ²	0.02mg/cm ²

3. 絶縁構造

従来の変流器絶縁構造には、図 3.1, 3.2 に示すごとく、図 3.1



図 3.1 旧形の絶縁構造
Fig. 3.1 Insulation of old type current transformer.



図 3.2 新形の絶縁構造
Fig. 3.2 Insulation of new type current transformer.

のプレスボードによる箱形絶縁と、図 3.2 に示すケーブル形絶縁との二通りあり、一般に近年までは図 3.1 の絶縁構造を取り、図 3.3 に示す外形を取っていた。それに対し図 3.2 の絶縁構造は、節油形といわれ、系統電圧が上昇するにつれて、最近各メーカーがこの絶縁構造を取りようになった。ここに、その一長一短をあげてみると、

(1) 絶縁的には、図 3.2 の構造は電界の局部集中がなく、理想的な電極構造をしているので、図 3.1 の絶縁構造よりすぐれている。

(2) 熱的には、図 3.2 の構造は熱放散が悪く、油の循環がないので、図 3.1 の絶縁構造より劣る。

(3) 機械的には、図 3.2 の構造は一次リードが絶縁物によりおおわれているので、図 3.1 の絶縁構造より強い。

(4) 工作的には、図 3.2 の構造は所要の絶縁厚さまでテープ巻きしなければならないから、図 3.1 の方が簡単である。

となり、この両絶縁構造の優劣が付けがたいが、しかし、図 3.3 および図 3.4 に示すごとく、外形は、図 3.1 の絶縁構造の場合、ガイ管が太く、また図 3.2 の絶縁構造の場合、細くなる。このことから、海岸などに設置される対汚損を必要とする変流器に対しては、図 3.4 の変流器がはるかにすぐれている。また系統電圧があがるにつれ、局部集中のコロナが問題になるので、図 3.2



図 3.3 旧形変流器 161 kV
600-300/5A 40 VA 1.0 級
Fig. 3.3 Old type current transformer 161 kV, 600-300/5A, 40 VA 10 class.



図 3.4 新形変流器 161 kV
600-300/5A 40 VA 1.0 級
Fig. 3.4 New type current transformer 161 kV, 600-300/5A, 40 VA 10 class.

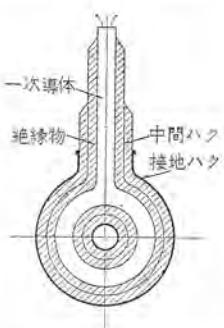


図 3.5 新形絶縁の断面図
Fig. 3.5 Cross section of new insulation.

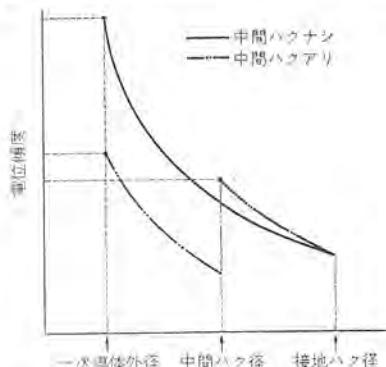


図 3.6 径方向の電位傾度
Fig. 3.6 Radial gradient.

この絶縁構造が有利となる。以上のことから、近年では、図 3.2 の絶縁構造が一般に普及するようになった。しかし、図 3.2 の絶縁構造がいかに理想的とはいって、400 kV を越える系統電圧となると、その絶縁厚さは膨大なものとなり、熱的にも、工作的にもなんらかの支障をきたす。そこで、いかに絶縁厚さを薄くするかが、この種の絶縁構造には、必要条件となってきた。ここにいろいろの対策がなされているが、当社の場合は次の方法を取った。図 3.5 に示すごとく絶縁物中に一枚以上の中間ハク(箇)をそう入し、各ハク間の電圧を等しく取ることにより、径方向および軸方向の電位傾度をやわらげている。すなわち、図 3.6 に示す電位傾度となっている。この方法は厚さ方向の寸法により電圧分担が大きく変化するので、寸法の精度をあげることが重要である。

4. 热的対策

大電流用変流器の場合、図 3.2 の絶縁構造は導体が完全に絶縁

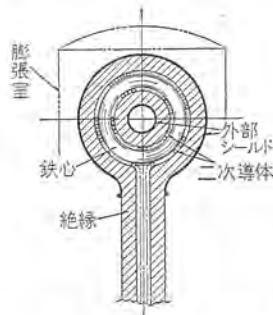


図 4.1 大電流用変流器の新形絶縁の断面図
Fig. 4.1 Cross section of new insulation for a large current transformer.

物でおおわれているため、その導体で発生した熱は絶縁物を通して外部へ容易に逃げることができます。導体の温度は予想以上に上昇する。したがって、電流が 4,000A 程度の超々高圧変流器となると、絶縁物の厚さも増加し、図 3.2 の絶縁構造では製作不可能といえる。これを防ぐためには、導体の鋼損を少なくするか、内部に油を入れて冷却効果をあげるかの二通りの対策がある。しかし、図 3.2 の絶縁構造は、油を循環させる構造にすることはむずかしく冷却効果をあげるために、高圧シールド内部に間隔を設けて、油の自然対流を待つよりほかにない。また導体の発生熱量を減ずるためには、導体の電流密度を落すか、一次リード側を絶縁する代わりに二次コイルおよびリードを絶縁して、絶縁物中の導体に流れる電流を少なくするかの二つの方法しかない。

今回、当社で採用した方法は最後の方法で、図 4.1 に示すとおりである。すなわち従来は一次リードを絶縁し、鉄心、二次コイルを下部タンクにおさめた構造を取っていたが、図 4.1 は逆に鉄心、二次コイルを絶縁し、鉄心、二次コイルを上部タンク内におさめた構造を取った。この方法により、絶縁物中の導体内に流れる電流は 5A といった小電流であるため、導体の電流密度を極端に落すことなく、導体の発生熱量を減じ熱的な問題を解決した。

5. 工作的対策

上述のごとく、絶縁厚さが増大すると図 3.2 の形状にすることはたいへんな工作時間を必要とし、変流器の完成期間、変流器の価格などに大きな影響を与える。したがって、この種の絶縁構造を採用する場合、極力その絶縁厚さを減ずるよう工夫することが重要である。当社の場合、絶縁物中に中間ハクをそう入し、その厚さを減ずるよう工夫しているが、系統電圧が高くなると、それでもその厚さが増大することはいうべくもない。したがって、かくのごとき変流器はやはり、機械などの使用にたよるはかなく今後の研究課題といえる。

6. 特性

図 6.1 に示すごとく、誤差特性は非常にすぐれた特性を示している。過電流強度、過電流定数とともに規格をみたしていることはいうまでもない。汚損特性は 2 章に説明してあるごとく、これも従来のものより、はるかにすぐれている。従来の変流器の汚損特性は下記に示す。

絶縁階級； 30 号 70 号 140 号

汚損特性； 0.07 mg/cm^2 0.02 mg/cm^2 保証なし

なお、油量および重量の比較を示すと下記のごとくなる。

絶縁階級； 30 号 70 号 140 号

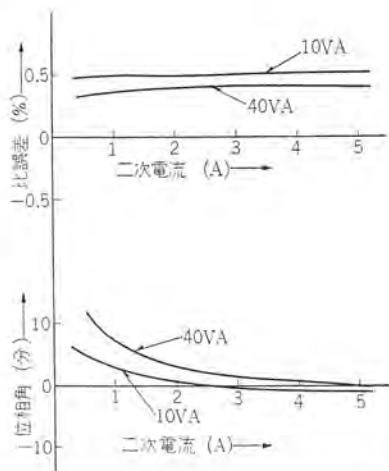


図 6.1 新形変流器の誤差特性 161 kV 600-300/5A 40 VA 1.0 級
Fig. 6.1 Ratio error and phase difference of a new type current transformer 161 kV 600-300/5A 40 VA 1.0 class.

新形重量 ;	140 kg	255 kg	780 kg
旧形重量 ;	250 kg	470 kg	1,110 kg
新形油量 ;	30 l	60 l	230 l
旧形油量 ;	30 l	76 l	300 l

以上のごとく、今度当社で開発した変流器は従来の変流器よりもいろいろすぐれた特性を有しております、今後の発展が期待できる。

7. 総 括

以上、今度「モデルチェンジ」を行なった別置形変流器につき、その問題点およびその対策、特性につき詳述したが、当社においてはいろいろのモデル実験と従来の経験とにより、幾多の問題点を解決してこの種の変流器を製作した。その成果の一例として、30 kV 変流器、70 kV 変流器の外形の比較を図 7.1 および図 7.2 に示す。

8. む す び

これで当社で開発した新形変流器の紹介は終わりとするが、今後別置形変流器の需要は、空気およびガスシャットリの普及に基づき

図 7.1 旧形と新形との比較 (左) 新形 (右) 旧形 34.5 kV 400-200/5A 40 VA 1.0 級
Fig. 7.1 Comparison between old type and new type (Left) new type (Right) old type 34.5 kV 400-200/5A 40 VA 1.0 class.



図 7.2 旧形と新形との比較 (左) 新形 (右) 旧形 80.5 kV 600-300/5A 40 VA 1.0 級
Fig. 7.2 Comparison between old type and new type (left) new type (right) old type 80.5 kV 600-300/5A 40 VA 1.0 class.

増大し、さらに電力事情の増大から系統電圧はますます上昇し、この種の変流器が必要となってくる。したがって、ここに新形変流器を開発した意義は大きく、今後の発展が期待できる。最後にこの開発に多大な協力をしていただいた、各関係者に深く感謝する。

新形CLS,CLE限流ヒューズ

岩崎行夫*・本部康英**

New Current Limiting Fuses Types CLS and CLE

Head Office Yukio IWASAKI

Itami Works Yasuhide HOMBU

Increasing short circuit capacities of high voltage installations have led to the development of new current limiting fuses with high interrupting capabilities and low overvoltages. This is due to the necessity of providing the fuses to localize the fault by quickly interrupting the circuit which possesses rather low impedance because of increased capacity of equipment. The products newly developed to meet the requirements are type CLS fuses for motor circuit back up and type CLE for general circuits. A part of type CLS fuse series are already introduced to the market. They are good for the protection of three phase squirrel cage induction motors of the capacity up to 750 kW. It is no question that they are applicable to other circuits if the short-circuit protection is the only aim. The article describes the basic requirements for current limiting fuses and other details.

1. まえがき

設備容量の増加に伴い、回路は低インピーダンスとなり、短絡容量もますます大きくなっている。このような回路ではいったん事故が発生した場合、故障をできるだけ小電流に制限して、早急に回路をショートして、故障を局限する必要がある。この要求にこたえるため、このたびおもに電動機回路の短絡保護を目的とするCLS形および一般回路用のCLE形という二つの非常にショート断容量大きく、ショート時の過電圧も低い限流ヒューズを開発した。CLS形ヒューズの一部はすでに製品化を完成し、発売を開始しているので、以下CLS形限流ヒューズを中心にして、この新しい限流ヒューズについて述べる。

図1.1に3.45kV(設計値は3.6kV)200A断路形のCLS形ヒューズを示す。

このヒューズ筒はB種絶縁物であるガラスメラミンを使用しているので屋内専用のヒューズである。支持部とヒューズ筒との取り付けは簡単であり1個のナットをゆるめるのみでヒューズ筒を着脱できる。また断路器として使用しないものには固定形のものも用意されている。



図1.1 CLS形ヒューズ、3.6kV、200SA
Fig. 1.1 Type CLS fuse rated 3.6 kV, 200 SA.

2. CLS形ヒューズの構造

2.1 モータ回路用ヒューズ

モータ回路に使用されるヒューズは、その使用条件を考えれば、

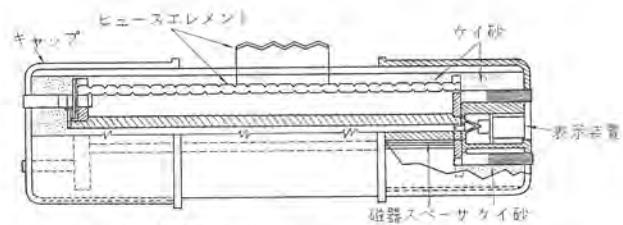


図2.1 CLS形ヒューズ筒内部構造図
Fig. 2.1 Cutaway view showing interior construction of CLS fuse unit.



図2.2 CLS形ヒューズのエレメント
Fig. 2.2 Fusible element of CLS fuse.

次のような特長を有するものでなければならない。

(a) 起動時の突入電流によってエレメントが損傷しないように大きな熱容量をもつこと。

(b) ひんぱんな起動停止による熱ストレスによってエレメントが疲労しないこと。

図2.1にこのような条件をそなえたCLS形ヒューズ筒の内部構造を示す。

2.2 エレメント⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

図2.2にCLS形ヒューズの最大の特長である変形エレメントを示す。このエレメントによって、限流ヒューズで困難な、ショート断容量を大きくし、しかもショート時の過電圧を低い値におさえるという問題が解決可能になった。

一般に限流ヒューズにおいては、その熱容量(もっと正確にはエレメント近傍の熱容量)を一定とするとき、ショート断容量を増加しようすれば、ショートの際にヒューズ筒中に熱に変換されるエネルギーを減少させなければならない。このためにはショート過程のアーケーク期間中のアーケーク抵抗を大きなものとして、実際にヒューズを流れる電流を制限する必要がある。限流ヒューズで普通に使用される消弧剤、つまりケイ砂中のアーケークでは、アーケーク抵抗を増加するということは、アーケーク通路を延長することであり、したがって長いエレメントを使用するということを意味する。しかるに長いエレメントを使用すればショート時の過電圧も必然的に増加する。なぜなら、この過電圧は

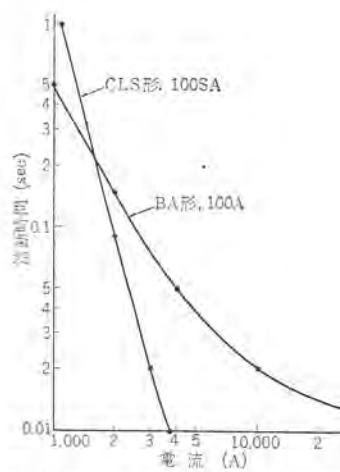


図 2.3 CLS 形と BA 形の溶断電流-時間特性
Fig. 2.3 Melting time-current characteristics of types CLS and BA fuses.

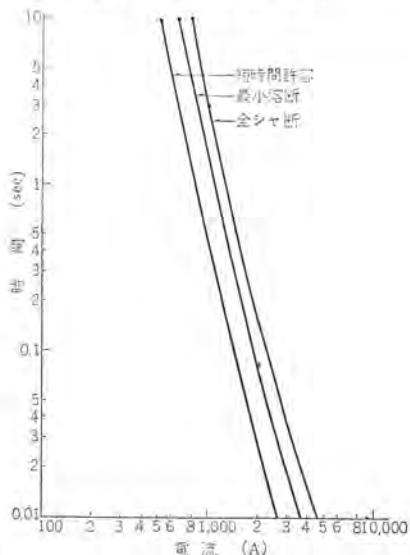


図 2.4 CLS 形 100 SA ヒューズの短時間許容、最小溶断および全シャ断特性曲線

Fig. 2.4 Short time allowable, minimum melting and total clearing characteristics of type CLS fuse rated 100SA.

エレメント気化の瞬時に発生し、ジュズつなぎになって存在している多数の“初期アーケ”の電圧の総和であり、エレメント形状が決定したとき、その値はほぼエレメント長に比例するからである。このためシャ断容量を増加し、かつシャ断時の過電圧を低い値におさえるという“矛盾する”要求には、限流ヒューズの初期に使用されていたような単一形状のエレメントではこたえることができず、とくに過電圧を減少することは不可能である。過電圧の減少のためにはなんらかの変形エレメントを使用して、銀の気化を徐々に行なわせ、同時に発生するアーケを減少しなければならない。CLS形ヒューズに図2.2のようなエレメントが採用されており、これが折り曲げられてケイ砂中に配置されている。

変形エレメントの使用は過電圧の抑制のみにとどまらず、ヒューズにとっては望ましい直線的な電流-時間特性を与えるのに効果的である。変形エレメントの小過電流における温度分布はその抵抗分布に一致せずかなり均一である。それゆえモータの起動電流程度までの過電流ではエレメントの断面大の部分は断面小の部分を“冷却”しその溶断を防止する。かつ断面最小の部分が折り曲げられており、この部分の放熱が最大である。また大電流では特性はその最小断面積で決定される。これによって両対数方眼紙で表わした溶断電流-時間特性は著しく直線的で起立したものになってくる。直

接の比較にはならないが参考までに在来の当社標準電力ヒューズである BA 形ヒューズとの比較を図 2.3 に CLS 形ヒューズの短時間溶断全シャ断特性を図 2.4 に示す。

またこの CLS 形ヒューズでは通常は電流を流していない溶断表示線まで、その一部を残して、完全な無張力ヒューズであり、さらにエレメントの「ジグザグ」な折り曲げにより起動停止の繰り返しによる熱ストレスを受ける部分は皆無である。したがって 2.1 節 (a) (b) に述べた条件は、厳選された消弧剤の使用とあいまって、ほぼ完全に満足されている。

3. CLS 形ヒューズと電流定格の選定

CLS 形ヒューズは、モータ回路に使用することを目的として、しかもヒューズの定格電流をモータの定格電流に一致させることを目標として開発したものであるから、その溶断特性は従来のヒューズのそれとは異なっており、ヒューズの国内規格である JEC-113 の「定格電流の 1.3 倍で溶断せず、2 倍で 2 時間以内に溶断すること」という規定にしたがっていない。モータの保護に従来のようなヒューズを使用するときには、モータの定格全負荷電流値つまり実際にヒューズを流れる電流とヒューズの定格電流とは非常にへだたっており、「ヒューズ定格電流の 2 倍で 2 時間以内」という規定はそれほど積極的な意味をもっているわけではない。例をあげて説明しよう。

3 kV, 250 kW の三相カゴ形電動機の定格全負荷電流は 55~68 A (各相平均値) であるが、このモータの保護に JEC 規格のヒューズを使用すれば起動電流でのヒューズエレメントの損傷を防ぐため定格電流 400 A のヒューズを使用しなければならない。この場合ヒューズは定格電流の数倍までの過電流は短時間に切ることができないため、普通 1,500 A つまり回路定格電流の 30 倍程度まではヒューズの無保護範囲である。

このような理由により CLS 形ヒューズでは次のようなメーカ基準によってその電流定格を定めている。

(a) ヒューズ定格電流の 5 倍の rms 電流で 10 秒以内に損傷しない。

(b) ヒューズ定格電流の 6 倍の rms 電流で 100 秒以内に溶断する。

このため使用者はヒューズ定格電流を回路定格電流に等しく選ぶことができる。この点が従来のヒューズと大いに異なるところである。それゆえ CLS 形ヒューズではその定格電流を単に $\bigcirc\bigcirc A$ とは呼ばず、 $\bigcirc\bigcirc SA$ (たとえば 200 SA) と呼ぶ。モータの起動特性がわかっているときには、次のように考えて、その最適保護ヒューズを決定することができる。

(1) 全起動時間 T をいくつかの時間 t_1, t_2, \dots, t_n に分割する。

(2) 各時間 t_1, t_2, \dots, t_n に対応する電流を i_1, i_2, \dots, i_n とする。

このとき時間 $T_m = t_1 + t_2 + \dots + t_m$ までの電流 I_m の rms 値は近似的に次式

$$I_m = \left[\frac{\sum t_i i_i^2}{\sum t_i} \right]^{1/2}, \sum = \sum_{i=1}^m \dots \dots \dots \quad (3.1)$$

で与えられる。この式より時間 T_m と電流 I_m との関係を求め、これをヒューズの短時間許容電流-時間特性曲線に座標 (T_m, I_m) ($m=1, 2, \dots, n$) としてプロットし、これを上まわるヒューズを選定すればよい。

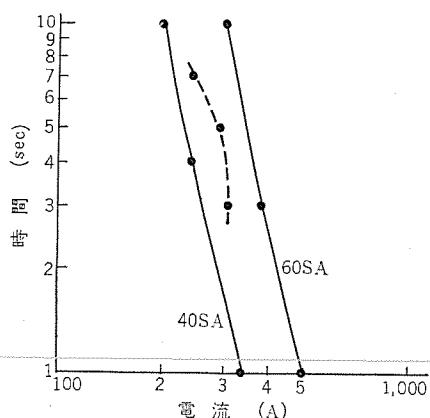


図 3.1 CLS 形 ヒューズ 短時間許容電流-時間特性
Fig. 3.1 Short time allowable time-current characteristics of type CLS fuse.

例. 3 kV, 200 kW, 定格全負荷電流 = 53 A の三相カゴ形誘導電動機の起動特性が次のとおりであるとする。

$$i_1 = 200 \text{ A} \cdots \text{1 秒} = t_1$$

$$i_2 = 350 \text{ A} \cdots \text{2 秒} = t_2$$

$$i_3 = 250 \text{ A} \cdots \text{2 秒} = t_3$$

$$i_4 = 100 \text{ A} \cdots \text{2 秒} = t_4$$

このとき式 (3.1) より I_m を計算すれば次のようになる。

$$I_1 = 200 \text{ A} \cdots \text{1 秒} = T_1$$

$$I_2 = 308 \text{ A} \cdots \text{3 秒} = T_2$$

$$I_3 = 286 \text{ A} \cdots \text{5 秒} = T_3$$

$$I_4 = 248 \text{ A} \cdots \text{7 秒} = T_4$$

点 (T_1, I_1) は点 (T_2, I_2) に含まれるから条件としては不要であるから点 (T_2, I_2) , (T_3, I_3) , (T_4, I_4) を図 3.1 にプロットすれば図の点線が得られる。これよりこのモータ用のヒューズとしては 60 SA が適当であることがわかる。これは回路定格電流 53A より大きいので使用可能である。

起動特性が不明のときでも (a), (b) にあげた 2 点の溶断特性によって規定される CLS 形 ヒューズは、ほとんどすべてのモータについて全負荷電流と ヒューズ 定格電流をおよそ等しく選べば エレメントの損傷あるいは疲労の危険なしに使用できる。

4. CLS 形 ヒューズの特長

4.1 大きなシャ断容量

2.2 節に述べたエレメントの採用により CLS 形 ヒューズは非常に大きなシャ断容量を有するものとなった。現在最悪条件⁽⁴⁾でも 3.6 kV 対称 52.4 kA (三相対称 326 MVA), 非対称 82.6 kA (三相非対称 515 MVA) までのシャ断に成功している。(図 4.1 参照)

表 4.1 に CLE 形 ヒューズの代表的シャ断試験結果を示す。

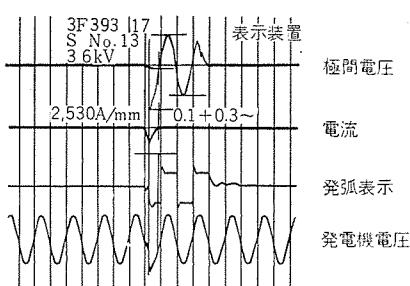


図 4.1 対称 51.6 kA シャ断のオシロ
Fig. 4.1 Oscillogram of current in and voltage across CLS fuse interrupting 51.6 kA symmetrical.

表 4.1 CLS 形 ヒューズ 代表的 シャ断試験結果

試 料	回 路 条 件			シ ャ 断 電 流 (R.M.S.A)			シ ャ 断 時 間 (c/s)			流 通 電 流 最大 値 (kA)		
	定 格 電 壓 (V)	定 格 電 流 (S.A.)	回 復 電 壓 (V)	短 緒 力 率	短 緒 位 相	対 称 分	直 流 分	非 对 称	溶 断			
3,450	200	3,460	87°50'	—	—	2.200	0	2.200	63.3	0.5	63.8	3.64
"	"	3,600	88°20'	226	—	7.900	7.800	11.000	0.3	0.2	0.5	16.7
"	"	"	86°20'	—	180	29.200	36.400	47.000	0.2	0.27	0.47	28.3
"	"	"	85°10'	—	180	52.300	63.500	82.100	0.13	0.33	0.46	32.4

4.2 低い過電圧

初期アーカーの数を減少するように切られたV形のきざみ目の効果は顕著である。このような変形エレメントでは 2.2 節にも指摘したように、アーカーはエレメント全長にわたって同時に発生せず、断面小の部分に最初のアーカーが生じ、断面大の部分に対応するアーカーが発生する以前に、その一部はいわゆる単アーカーに到達するため、過電圧は低い値に抑えられる⁽⁵⁾。このCLS 形 ヒューズの開発の過程で行なった数百例の溶断、シャ断試験で、定格電流の 10 倍程度の小電流から最大シャ断電流までの全電流領域において過電圧が 1.45E (3.6 kV 波高値ベース) を越すものはただの一例も観測されていない。

4.3 無保護範囲の減少

CLS 形の電流-時間特性は 3 章 (a), (b) で特長づけられるものであるため、従来のヒューズによるモータ保護に比べて、ヒューズの無保護範囲はずっとせまくなる。さきに述べた 250 kW モータを例にとれば、このモータの保護には CLS 形 75SA のものが適当である。このとき従来の JEC 規格 400A ヒューズを使用したものでは 800 A の過電流でもヒューズは 2 時間以内にしか溶断しないのに比べて、CLS 形 75 A のヒューズは同じ 800 A の過電流では 1.5 秒以内にシャ断を完了する。このように無保護範囲は減少し、組み合せられる接触器のシャ断容量も小さなものですむ。

5. CLS 形 ヒューズの適用

CLS 形 ヒューズは短絡保護専用のヒューズであるからかならず接触器あるいはシャ断器と組み合わせて使用する必要がある。そしてヒューズ定格電流の 8~10 倍以下の過負荷は図 5.1 の過負荷耐量以内に開放するようにヒューズの電流定格および接触器などのリレーの電流-時間特性を選定すれば最適な保護が達せられる。このため、たとえばモータ回路に使用する場合、CLS 形 ヒューズの電流定格は使用モータの起動特性、接触器のリレーを含めた動作時間特性によって変わるので、ほかの一般電力ヒューズのような推奨定格は作成できないが、参考までにモータの起動時間は 10 秒以

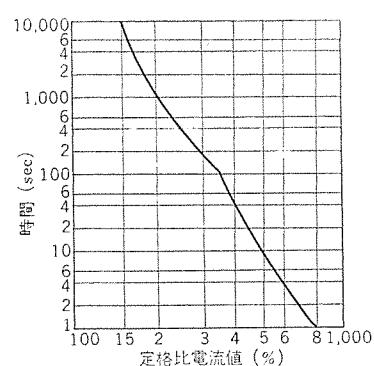


図 5.1 CLS 形 ヒューズ 過負荷耐量曲線
Fig. 5.1 Emergency overload limit of CLS fuse.

表 5.1 高圧三相 カゴ形誘導電動機短絡保護用
CLS 形ヒューズ電流定格 (電動機定格電圧 3 kV)

定格出力 (kW)	極数	全負荷電流 (A)	起動電流 (A) rms 10 秒間	ヒューズ定格電流 (SA)
350 以下	4~12	100 以下	500 以下	100
550 ~	~	150 ~	750 ~	150
750 ~	~	200 ~	1,000 ~	200

下で接触器は十分短時間特性をもっておりその動作特性も自由に変化できるとしたときの定格表を表 5.1 にあげる。

6. CLE 形ヒューズ

6.1 CLE 形ヒューズのあらまし

CLE 形ヒューズは現在のところ完全に製品化を完了したものではないが、試作、各種試験はほぼ終り最終的製品化の段階にある。このヒューズはモータ回路以外の一般回路に使用することを目的にしたもので、すぐれた小電流 シャ断特性と CLS 形と同様に大きな シャ断容量をかねそなえている。またその電流-時間特性は JEC-113 に従うものである。

6.2 CLE 形ヒューズの構造

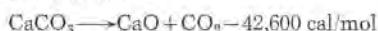
CLE 形ヒューズの構造は一部を除いて CLS 形のそれとまったく同一である。異なるところは消弧剤のみである。CLS 形ヒューズは消弧剤としてケイ砂のみを使用しているが、CLE 形ヒューズはケイ砂に炭酸カルシウムを混入したものが使用されている。この炭酸カルシウムの効果は大きく、従来ケイ砂のみでは本質的に困難であった小電流 シャ断性能は飛躍的に改善された。

6.3 炭酸カルシウムの効果

炭酸カルシウムは二つの点で小電流 シャ断に効果的である。一つは熱伝達率の低さ、もう一つは熱分解による炭酸ガスの発生である。

ヒューズ定格電流の 2~3 倍の小過電流が流れた場合、エレメントおよびケイ砂は非常にゆっくりとしかもかなり長時間加熱される。このためエレメントが溶断し、回路がいったん シャ断されたとしても、エレメント周囲のケイ砂は、急冷されず、電流のゼロ点通過時にもケイ砂はその導電性⁽⁸⁾を失なうような低温度 (1,200°C 以下) まで到達しない。それゆえただちに逆電流が流れ回路の シャ断是不可能となる。これが消弧剤としてケイ砂のみを使用する限流ヒューズで小電流 シャ断が困難な理由である。

CLE 形ヒューズはこの難点を除くために炭酸カルシウムの性質を巧みに利用したものである。炭酸カルシウムの熱伝導率はケイ砂のそれに比べてはるかに劣る。これは小過電流の際に、エレメント溶断までの時間が短く、ヒューズに与えられる熱が小さいということを意味する。また炭酸カルシウムは次の吸熱反応によって 900°C 付近までに完全に熱分解する。



限流ヒューズにおいてケイ砂への付加的なガス発生物の添加は小電流 シャ断に有用であり⁽⁷⁾、これは過去われわれが BAL 形ヒューズに利用してその性能を証明してきたところである。CLE 形ヒューズでは炭酸カルシウムの熱分解によって発生する比較的低温の炭酸ガスによって高温のケイ砂はきわめて効果的に冷却され、小電流 シャ断の困難さは解消される。

6.4 CLE 形ヒューズの特性

図 6.1 に小電流 シャ断の試験結果を示す。三種類の電流定格 (100, 150, 200A) の供試品について定格電流の 2.5~12 倍の範

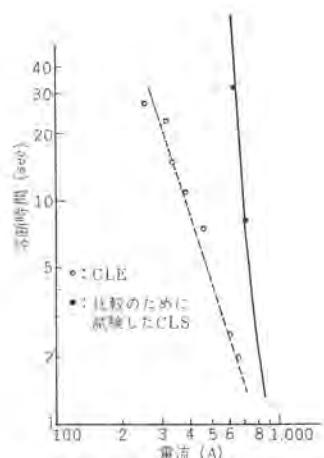


図 6.1 CLE 形ヒューズ (定格 3.6 kV, 100 A) の小電流特性
Fig. 6.1 Time-current characteristics of type CLE fuse (rated 3.6 kV 100 A) on small current.

囲で 30 例の小電流 シャ断試験を行ない、100% の成功を収めている。また大電流試験では CLS 形とほとんど同じく対称 52.0 kA、非対称 81.7 kA までの シャ断に成功している。試験はいずれも 3.6 kV で行ない、最高過電圧はわずかに 1.34E である。

7. むすび

新しく開発された CLS 形、CLE 形の限流ヒューズについて報告した。CLS 形ヒューズは現在製品化完了の 200 SA 定格品を使用すれば三相カゴ形 750 kW までのモータの保護に使用できる。もちろん短絡保護のみを目的として使用するならば、ひろくほかの回路にも使用できる。炭酸カルシウムを使用した CLE 形ヒューズは優秀な小電流 シャ断特性をもっている。両者とも シャ断容量 3.6 kV、三相対称 300 MVA 以上と大きく、シャ断時の過電圧も低い。現存製品化を完了している 3.6 kV CLS 形ヒューズ 100~200 SA 定格品も含めてきわめて近い将来表 7.1 のヒューズの製品化が完成する予定である。

最後にこの CLS 形、CLE 形ヒューズの開発にあたって過去約 2 年間いろいろご協力をいただいた社内各関係者に感謝の意を表す次第である。

表 7.1 CLS, CLE 形ヒューズ製品化予定

形名	定格電圧	3.6 (3.45) kV	7.2 (6.9) kV
CLS 形		40~200 SA	40~100 SA
CLE 形		25~400 A	25~200 A

参考文献

- (1) K. Kriechenbaum: AEG-Mitteilungen, 47 7/8, p 265~270 (1957)
- (2) G. Henselmeyer v. W. Rauch: Siemens Z., Bd. 33 p 417~424 (1959)
- (3) R. Romier: Revue générale de l'électricité, tome 65 No 4, p 209~227 (1956)
- (4) F. Meier: Bull. de l'ASE, 46 3, p 101~108 (1955)
- (5) H.W. Baxter: Electric Fuses, Edward Arnold & Co. London (1950)
- (6) K. A. Lohausen: Elektric, Heft 1 p 24~29 (1964)
- (7) たとえば特願、昭 38-7723
- (8) F.L. Cameron: AIEE Transactions 80 Apr. p 89~94 (1961)

電子計算機による電気車走行計算

北川和人*・河村寿三*・久山研一*

Run Curve Calculation of Electric Rolling Stocks with Digital Electronic Computers

Itami Works Kazuto KITAGAWA・Toshimi KAWAMURA・Kenichi KUYAMA

In designing electric apparatus for use on electric rolling stocks it is essential to make thorough study on the operating condition so as to meet requirements. Until recently analysis of run curves—what is called simulation—has been the sole means for the purposes. However, development of electronic computers has made possible speedy and accurate calculation in the design, which was beyond reach by manual calculation in the past, with every conceivable case taken into account. Mitsubishi has been successful in the calculation of typical run curves, D.C. and A.C. electric rolling stocks on the actual field with an IBM 7090 computer and obtained complete information about the design as expected. The article tries to describe the significance of the computer application, consideration on the logics of run curves, and some discussions.

1. まえがき

一般に機械の設計にあたってはその使用状態を知って、その使用条件に合うよう設計しなければならないことは明らかで、電気車の電機品設計にあたっても同様である。

そして電気車は、われわれが実際に電車に乗り経験しているとおり、起動・惰行・制動の連続で、電車用モータに例をとってもその負荷はほかの機械では見られないほど時間とともに絶えず変動している。

このように、絶えず変動する負荷条件での電気車用電機品の容量を検討するには、電気車の走行を机上でその用途に応じ忠実にシミュレートする必要がある。このシミュレーションを一般にランカーブと称し、運転輸送の面からすれば、輸送計画、運転ダイヤ作成、線路容量、電気設備容量決定のデータとなり、車両の面からすれば走行による電力消費量の計算、主電動機そのほか電機品（交流車両の場合は主変圧器を含む）の容量算定のデータとなる。

このように運転曲線の計算は電気車計画にあたり必要欠くべからざるものであり、しかも計算としてはニュートンの法則をもととするきわめて簡単な計算式であるにもかかわらず、走行区間に線路コウ配、制限速度（停車駅を含む）が不規則に点在していることを考えると、手計算では実際上不可能に近い。

そこで、われわれは電子計算機 IBM 7090 を使用し計算を行なうこととした。電子計算機によれば、一度プログラムが完成すればインプットデータを入れるだけで、人手を要せず短時間でしかも正確に計算することができる。また電機品の容量算定にあたっても従来行なわれていた全走行時の rms 電流による算定のほかに、ランカーブから得られた瞬時瞬時の電流・電圧から機器の瞬時瞬時の温度上昇の計算、また要すれば熱劣化係数の概念を取り入れた寿命の計算と、今までなじ得なかつた実際に即した合理的手法での容量検討が可能となった。

ここではランカーブの計算として、計算ひん度の多い直流電気車のティピカル・ランカーブ、直流電気車、ならびに近時大幅に取り入れつつある交流電気車の実路線のランカーブについてプログラムを中心としたその大略について述べることとする。なお前述のとおり、電機品の容量検討の手段としての温度上昇の計算については、主電動機の場合につき触れることとして、交流電気車の主変圧器などはシリコン整流器を含め機会を見て稿を改めることとした。

2. ティピカル・ランカーブ

2.1 ティピカル・ランカーブの意義

ティピカル・ランカーブ（適当な訳語がないので原語のままとし、走行計算の意味に用いる）は、電気車電機品（主として主電動機）の容量算定に用いられてきた古来からの手法であって、これを電子計算機によりデジタル計算するのが、ここで紹介するティピカル・ランカーブの電子計算である。ティピカル・ランカーブはいうまでもなく、電気車の走行曲線を図 2.1 のように設定して主電動機の性能を評価するものである。この場合、主要要素として関係するものはインプットとして

(1) 車重、到達距離および到達時分

(2) 主電動機の容量および特性

(3) 加速度および減速度

であって、アウトプットとして評価されるべき主要特性値は

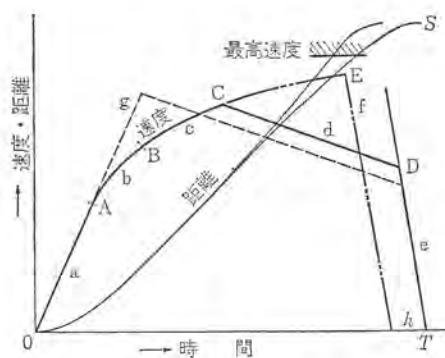
(a) RMS 電流

(b) 力行率

(c) 回復余力

(d) 電力消費

である。ティピカル・ランカーブでは、到達距離および到達時分は一つの路線に対してその平均値をとるのが普通で、路線の起伏は一定



a. 直線加速領域 b. 界磁弱め制御領域 c. 電動機特性による加速領域 d. 惰行領域 e. ブレーキ領域 f. オフブレーキ運転(回復運転) g. 4辺形ランカーブ h. 回復余力

Fig. 2.1 Typical run curves.

のコウ配——等価コウ配に還元して計算する。電子計算機の発達に伴って実路線での走行計算も、手数のうえでの障害はなくなくたが、実路線では自由度が多すぎるために、走行曲線への作用要素の評価が困難であるとの、解が多数存在するという事情があるので、性能の基礎的掌握には ティビカル・ランカーブ (非常に有用である)、後述するように電子計算機によって最適容量、性能を設定することも不可能でなく、将来はこの方向に進むべきものと考えられる。そしてそれで得られた結論を チェック し、仕上げを行なうのが実路線での走行計算で、次章に詳述する。この意味で、ティビカル・ランカーブは実路線計算の前段階としての役割をもち、旧来からの主電動機の容量評価手段としてではなく、これは実路線計算 (もちろん電子計算機による) の領域で、さらに進んで主電動機の容量決定手段となりつつあるのが現状である。

2.2 ティビカル・ランカーブの理論

ティビカル・ランカーブの論理の流れを図 2.4 に示す。これは時間ベースでニュートンの公式を積分しているにすぎないが、一般に ランカーブの常として論理機構が複雑になりやすい。したがって計算よりも判断機構および収束のさせ方が、プログラムの良否、ボリュームに関係し、これが走行計算をとりまくことになる。具体的には BM 7090 の FORTRAN で書かれてあるが、ここでは簡単に原理と論理を示すこととする。

まず電動機の特性を読み込ませて、これを機械の中で出力性能回線に変えておく。電動機特性は図 2.2 のようなもので、速度 v よび引張力 F が電流 i の関数 (パラメータとして界磁率) として与えら

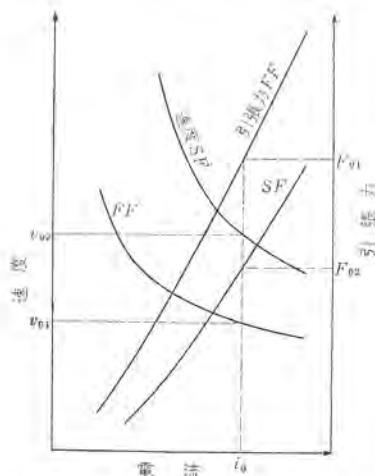


図 2.2 主電動機の特性
Fig. 2.2 Traction motor characteristics.

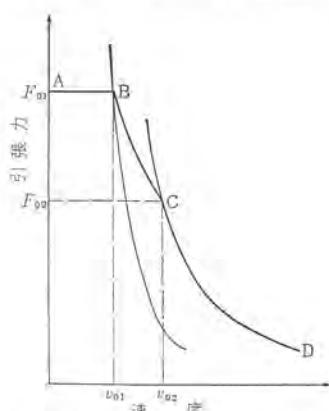


図 2.3 速度一引張力曲線(出力性能曲線)
Fig. 2.3 Output performance curves.

れる、これを 2 次式で補間して図 2.3 のような出力性能曲線に置き換えるのであるが、その際、インプットされた起動電流 (起動引張力) — またはインプットされた加速度から計算する) が必要となる。これが完了すると、図 2.1 の ランカーブを 4 辺形 (直線加速、惰行、ブレーキの 3 辺と時間軸) ランカーブとして第 1 近似して、惰行点 (惰行速度) を求めておく。

加速領域および惰行領域は電気車の実用単位 [速度 v は km/h, 加速度 α は km/h/s, 距離 S はここでは m, 車重 W は t (トン), 引張力 F および走行抵抗 R は kg, 時間 t はここでは sec] を用いて

$$\alpha(v) = \frac{F(v) - R(v)}{31.2 W}$$

$$v = \int \alpha(v) dt$$

$$S = \int v dt$$

を数値計算するのであるが、 dt (時間ステップ) を インプットして Runge-Kutta 法を用いた。惰行状態では $F(v)=0$ であるが、力行状態では出力性能補間式を用いる。惰行点は第 1 近似点を用いて惰行に入り、惰行曲線とブレーキ領域を示す直線との交点 (これは簡単な バックワードソリューション) を求め、ここから ブレーキ をかけて定められた時間で停止した後、走行距離を インプット の到達距離 S と比較し、定められた (ここでは S の 1/1,000) 誤差内であれば走行完了で次に進む。誤差外であれば到達距離不足か過多かを判断して第 1 近似点からステップを前後し、さらにステップの

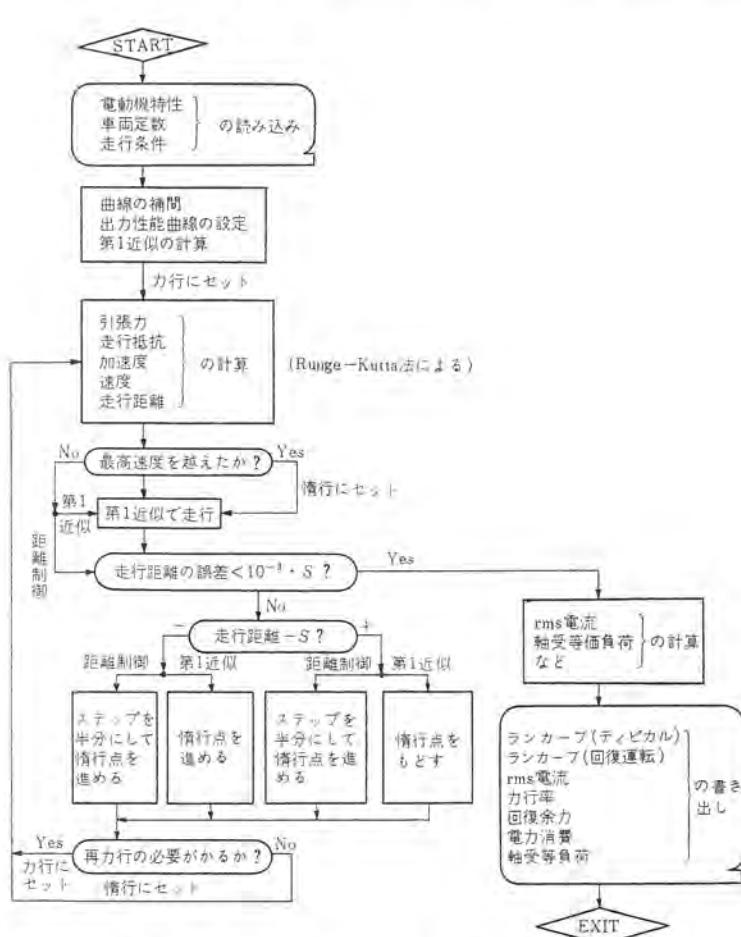


図 2.4 ティビカル・ランカーブのフローチャート
Fig. 2.4 Flow chart of typical run curve.

大きさを前の計算ステップの半分に変えて収束を待つようにした。計算に Runge-Kutta 法を用いたのは、後述の電動機容量決定時に精度が悪いと収束しない恐れがあると考えたためである。

距離合わせが完了すると、あたたびオフブレーキ運転してやはり距離合わせを行なう。これは回復余力を求めるためである。どの場合も最高速度を越えないように制御し、最高速度で抑えられて距離が足らない場合は、再力行（ノコギリ運転）させる。

走行計算のあと、rms 電流、力行率、回復余力、電力消費、および軸受等価荷重（3 乗平均または 3.3 乗平均）を求めてティピカル・ランカーブは完了でアウトプットされる。

2.3 ティピカル・ランカーブによる容量の決定

2.1 節に見るように、従来はティピカル・ランカーブがほとんど唯一の容量のチェック手段であったが、電子計算機の発達によりこれは実路線にその席を譲り、さらに容量の決定手段へと進べきことを述べた。最適容量を求める手段としてのティピカル・ランカーブはどんな論理を備えればよいかを示したのが図 2.5 である。電動機特性はインプットではなく、最適値のアウトプットとなる。最適であるかどうかの判断は 2.1 節に述べた。

- (1) rms 電流
- (2) 力行率
- (3) 回復余力
- (4) 電力消費

あって、(1)についてはこれが主電動機そのほかの電機品の温度上昇の評価手段として用いられるもので、適当な値になるように（たとえば定格電流の 85% とインプットする）制御する。(2)はこれがあまり多いと(3)にも影響し、ランカーブの性能を悪くするために制御の必要がある。（たとえば走行時分の 40% とインプットする。）(3)は事故そのほかに基づく時間遅れを取りもどすフックタであるから、これも適切に制御する。（たとえば規定走行時分の 10% とインプットする。）(4)は電気車の電力経済性を示すもので、これがあまり過大にならないように制御しなければならないが、(1), (2), (3)の条件からある程度定まってしまう性質をもっている。

制御要素は電動機の定格点（定格速度と定格引張力）、および最弱界磁率を制御して(1), (2), (3)が適当値になるようにカットアンドトライ法により収束してゆけばよい。

これで得られた結論は次章の実路線ランカーブでチェックされなければならぬが、ティピカル化する場合に、たとえば、速度制限個所の問題、等価コウ配の問題、そのほか駅間距離は実際は不同

であること、電動機の温度上昇が必ずしも rms 電流だけでは評価できないなどの問題がある。これらの点はやはり今後の電気車設計上のキーポイントとして残されている。

3. 直流電気車用ランカーブ

3.1 直流電気車用ランカーブの意義

このように電気車用主電動機の最適容量を比較的簡単に推算するため、ティピカル・ランカーブが用いられるが、実際の路線上の複雑な運転状態を、一定の力行・惰行・制動の繰り返しとして近似することには無理があり、実際に採用される主電動機の容量はティピカルランから得られた最適容量よりも、かなり大きく余裕を持たせるのが常である。また急行あるいは特急のように駅間距離の長い列車については、ティピカルランの手法を用いることは困難である。したがって最終的には、実際の路線上を実際の運転条件に従って列車が運行した場合の主電動機の各部の温度上昇から、主電動機の最適容量を見出すことが必要であって、この状態をシミュレートするために直流電気車用ランカーブの計算プログラムが作成された。

一般に運転曲線は、電鉄会社の運転関係者が手計算あるいはアナログ計算機によって作成しているが、これは基礎運転時分の算出と適当なノッチ扱いの決定とが目的であって、実際の列車運転はこの運転曲線に従って行なわれる。したがってデジタル計算機によってランカーブを求めるにあたっても、原則として従来の運転曲線作成の手法や約束を取り入れた。しかしここで行なうランカーブ計算が従来の運転曲線作成と根本的に異なる点は、運転関係者が作成する運転曲線は「与えられた主電動機によって最適の運転条件を求める」ためのものであるのに対して、今回作成した計算プログラムは「与えられた路線上を走行するための最適の主電動機を求める」ためのものである。このことは前者がユーザの立場、後者がメーカの立場にある点で異なっているのである。

3.2 プログラム

3.2.1 概論

このプログラムは、線路の条件と直流電気車の特性をインプットし、距離基準によって路線の列車の速度と運行状態を決定し、走行時間、主電動機 rms 電流、主電動機温度上昇、電力消費量を計算してアウトプットする。このうち列車の運行状態の決定と列車速度の計算が論理的に最も複雑であって、そのほかの計算はこれらから付随的に容易に求めることができる。

列車の走行は次のような規則に従うものとする。

(1) 列車の運行状態は、力行、惰行、制動、抑速制動、および停車の 5 種類とする。

(2) 力行のノッチは直列全界磁、並列全界磁、弱界磁とし、あらかじめ指定した界磁率で止めノッチを行なうことができる。

(3) ブレーキ初速を与える、停車あるいは速度制限のために制動を行なうときは、この速度からブレーキをかけるものとする。

(4) ノッチオフする速度あるいはキロ程は与えない。ブレーキ初速によって必然的に定まる。

(5) 速度制限区間は、かならずある程度の速度の余裕をもって通過する。

(6) 平均加速電流、総ブレーキ力をインプットする。

プログラムのフローの概略を図 3.1 に示す。主要部分について以下に詳述する。

3.2.2 主電動機特性の扱い方

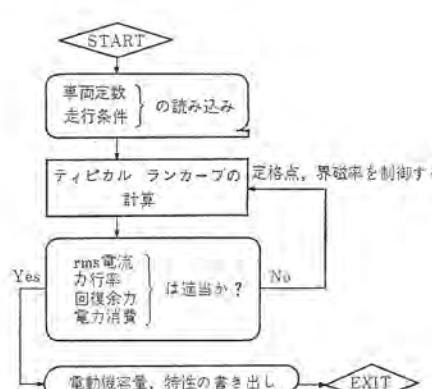


図 2.5 電動機容量決定のフローチャート
Fig. 2.5 Flow chart for the determination of traction motor capacity.

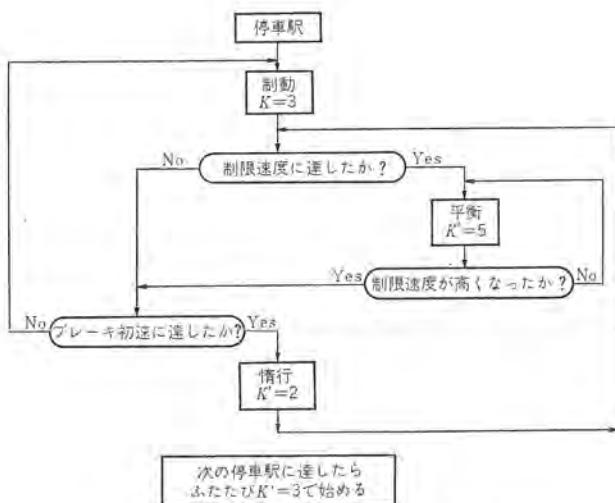


図 3.3 逆行解の論理
Fig. 3.3 Flow diagram of backward solution.

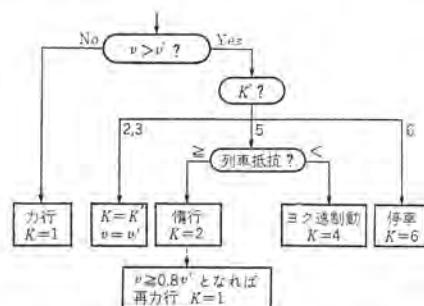


図 3.4 正行解の論理
Fig. 3.4 Flow diagram of forward solution.

求められた走行時間が最初に計画した時間に合致していないと、なんらかの方法によって時間合せを行なう必要がある。加速度、減速度が一定とすると走行時間は制限速度、ブレーキ初速によって変わり、これらを大きくすれば走行時間は短くなる。したがってこのプログラムでは制限速度とブレーキ初速をコントロールすることによって時間合せを行なっている。

列車を路線上の制限速度いっぱいで走行させずに、これを一定の比率で下げた値をプログラム上の制限速度とし、この比を最高速度係数 u_1 と名づける。ブレーキ 初速についても インプット した速度に対する プログラム 上の ブレーキ 初速の比を ブレーキ 初速係数 u_2 と名づける。

u_1, u_2 と走行時間との関係は図 3.7 のようになるから、内そう法によって順次走行時間を求めて、計画時間との差が与えられた許容誤差より小さくなるまで繰り返すようにした。

3.2.8 温度上升

列車が走行中の主電動機の刻々の温度上昇値を正確に計算する手法は、現状ではまだ十分に確立されていない。したがってこのプログラムでも主電動機の温度上昇は電機子コイル、界磁コイルをそれぞれ単一の発熱体と考え、時定数も単一とし、かつ発生熱量は簡単に電流の二乗に比例するものとして計算を行なった。この方法によっても特別の運転状態を除いては実用上十分な精度が得られるが、さらに正確な計算手法が確立した場合はただちにプログラムの入れ換えを行なえるようにしている。

計算式は次のとおり、

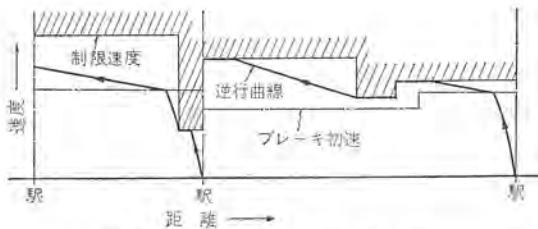
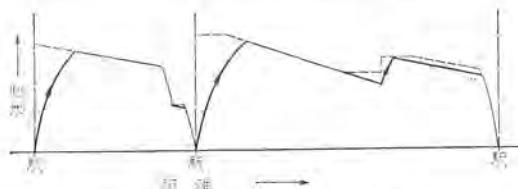


図 3.5 逆行曲線の例
Fig. 3.5 Example of backward solution.



(注) 太線は新たに正行解として求めた部分
そのほかは逆行解がそのまま正行解となる

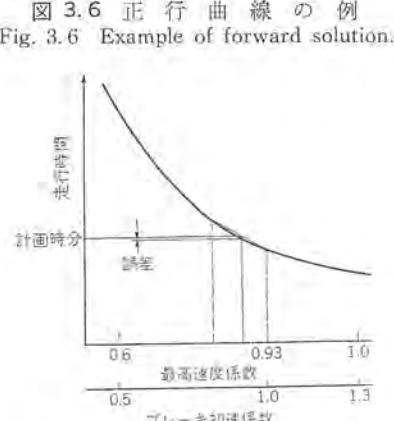


図 3.7 時間合せ曲線
Fig. 3.7 Time adjustment curve.

$$T_n = T_{n-1} \times e^{-\frac{t_n}{t_0}} + W_n (1 - e^{-\frac{t_n}{t_0}}) \quad \dots \dots \dots \quad (3.3)$$

ここで T_n : n 番目のステップの温度上昇値(単位化した値)

W_n : n 番目のステップの発生熱量（単位化した値）

t_n : $n-1$ 番目から n 番目の ステップまでの時間

t_a : 温度の時定数

3.3 計算例

計算例として南海電鉄本線の各停車について行なったもの一部を図 3.8 に示す。ここで時間 (min), 電力消費量 (kWh) は計算開始駅からの通算がアウトプットされる。rms 電流は電機子コイル, 主極コイル, 誘導分流器について, 駅間の値と計算開始駅からの通算の値が得られる。 V_{MAX} はプログラム上の制限速度である。

これを曲線に描いたものが図 3.9 である.

3.4 考察

このプログラムは完成以来、近鉄各線、南海、名鉄、名古屋地下鉄、小田急などの路線に適用して、主電動機容量の選定に大いに威力を発揮している。計算に要する時間は約 10 km を走行することに 0.01 時間、インプットデータ作成に約 2 時間である。

プログラムの用途としては次のような場合がある。

- (1) 新車計画、新路線計画
 - (2) 現在使用している車のスピードアップ
 - (3) 現在使用している車の編成変更 (T車増結など)

いずれの場合も主電動機の容量を適確に判定することができ

STATION	DIST	MIN	SPEED	IA	IF	IS	K	RMSA	RMSAT	RMSF	RMSFT	RMSST	RMSV	KWH	TEMPA	TEMPF	VMAX	GRADE
TENKAJAYA	3.220	3.964	0.	520.0	520.0	0.	1	0.	236.1	0.	190.0	0.	114.7	8.15	73.5	78.4	93.	0.
	3.240	4.138	15.6	520.0	520.0	0.	1	520.0	270.6	520.0	211.7	0.	112.5	8.87	75.1	79.3	93.	0.
	3.260	4.202	22.0	520.0	520.0	0.	1	520.0	276.1	520.0	219.7	0.	111.7	9.17	75.8	79.6	93.	0.
	3.280	4.251	26.9	520.0	520.0	0.	1	520.0	280.1	520.0	225.4	0.	111.5	9.63	76.3	79.9	93.	0.
	3.300	4.292	31.1	520.0	520.0	0.	1	520.0	283.4	520.0	230.1	0.	110.5	10.01	76.7	80.2	93.	0.
	3.320	4.329	34.7	520.0	520.0	0.	1	520.0	286.2	520.0	234.0	0.	110.0	10.36	77.1	80.4	93.	0.
	3.340	4.362	38.0	520.0	486.2	33.8	1	520.0	288.7	518.5	237.2	5.0	109.6	10.66	77.4	80.5	93.	0.
	3.360	4.392	41.0	520.0	425.0	95.0	1	520.0	290.9	514.1	239.4	18.2	109.4	10.95	77.7	80.7	93.	0.
	3.380	4.420	43.7	520.0	366.2	151.8	1	520.0	293.0	507.3	240.7	36.0	109.5	11.21	78.0	80.7	93.	0.
	3.400	4.447	46.3	520.0	315.0	285.0	1	520.0	294.8	499.3	241.5	55.3	110.0	11.46	78.3	80.8	93.	0.
	3.500	4.563	57.5	520.0	221.0	299.0	1	520.0	302.6	460.8	241.8	129.9	111.1	11.70	78.6	80.8	93.	0.
	3.520	4.583	59.5	520.0	212.0	308.0	1	520.0	303.9	454.6	241.7	139.5	118.2	12.74	79.7	80.8	93.	0.
	3.540	4.603	61.4	520.0	203.3	316.7	1	520.0	305.2	448.8	241.5	148.2	119.7	12.92	79.9	80.8	93.	0.
	3.560	4.622	63.2	520.0	194.9	325.1	1	520.0	299.3	474.5	241.9	107.1	113.8	12.14	79.0	80.8	93.	0.
	3.580	4.641	65.0	520.0	186.8	333.2	1	520.0	301.2	467.4	241.8	119.2	115.3	12.35	79.3	80.8	93.	0.
	3.600	4.650	66.7	520.0	178.9	341.1	1	520.0	308.7	435.2	241.0	170.7	116.7	12.54	79.5	80.8	93.	0.
	3.620	4.677	68.4	520.0	171.2	348.8	1	520.0	309.8	428.6	240.8	177.3	126.0	13.6	80.6	80.8	93.	0.
	3.640	4.694	70.0	520.0	165.8	356.2	1	520.0	310.8	424.1	242.1	183.6	127.5	13.78	80.8	80.8	93.	0.
	3.660	4.711	71.6	520.0	156.5	363.5	1	520.0	306.4	443.3	241.4	156.2	121.3	13.19	80.1	80.8	93.	0.
	3.680	4.728	72.7	512.4	153.7	356.7	1	519.9	310.6	438.1	241.2	163.7	122.8	13.28	80.3	80.8	93.	0.
	3.700	4.744	73.4	506.2	151.9	354.3	1	519.7	308.7	435.2	241.0	170.0	124.4	13.45	80.4	80.8	93.	0.
	3.720	4.760	74.0	500.3	150.1	350.2	1	519.3	313.6	411.9	240.8	177.3	126.0	13.6	80.6	80.8	93.	0.
	3.740	4.777	74.6	494.8	146.4	346.3	1	519.3	314.5	408.1	240.5	183.6	124.3	13.78	80.8	80.8	93.	0.
	3.760	4.793	75.2	489.6	146.9	342.7	1	518.4	311.8	419.8	240.3	189.6	129.1	13.94	81.0	80.8	93.	0.
	3.780	4.809	75.9	484.8	145.4	339.3	1	517.8	316.8	397.7	241.8	195.1	130.7	14.09	81.1	80.7	93.	0.
	3.800	4.824	76.4	480.0	144.0	336.0	1	517.2	317.4	394.4	238.6	199.8	132.1	14.24	81.3	80.7	93.	0.
	3.820	4.840	76.9	475.6	142.7	332.9	1	516.5	318.1	391.3	238.3	204.3	133.5	14.39	81.4	80.7	93.	0.
	3.840	4.856	77.4	471.5	141.4	330.0	1	515.7	315.3	404.5	239.3	208.2	134.6	14.54	81.6	80.7	93.	0.
	3.860	4.871	77.9	467.5	140.3	327.3	1	515.0	316.0	401.0	239.1	211.8	136.0	14.68	81.7	80.7	93.	0.
	3.880	4.886	78.4	463.8	139.1	324.7	1	514.2	319.9	382.4	237.6	215.0	137.2	14.82	81.8	80.7	93.	0.
	3.900	4.902	78.9	460.3	138.1	322.2	1	513.4	320.4	379.7	237.3	217.9	138.3	14.96	81.9	80.7	93.	0.
	3.920	4.917	79.3	456.9	137.1	319.8	1	512.5	320.9	377.0	237.1	220.6	139.4	15.09	82.1	80.7	93.	0.
	3.940	4.932	79.8	453.7	136.1	317.6	1	511.6	321.4	378.2	238.1	223.1	140.5	15.23	82.2	80.6	93.	0.
	3.960	4.947	80.1	451.1	135.3	315.8	1	510.8	321.9	371.8	237.6	225.3	141.4	15.36	82.3	80.6	93.	0.
	3.980	4.962	80.5	448.7	134.1	314.1	1	509.9	322.4	369.3	236.4	229.3	142.4	15.49	82.4	80.6	93.	0.
	4.000	4.977	80.6	447.6	133.1	313.0	1	509.0	322.8	366.9	236.1	227.1	143.2	15.61	82.5	80.6	93.	0.
	4.020	4.992	80.3	446.5	132.3	312.3	1	505.3	322.3	364.2	235.8	235.4	147.3	15.86	82.7	80.6	93.	0.
	4.040	5.007	80.0	445.4	131.6	311.6	1	501.5	321.4	361.5	235.4	236.9	145.1	15.86	82.7	80.6	93.	2.50
	4.060	5.022	79.7	442.9	130.9	310.9	1	500.8	321.9	361.8	235.6	234.3	145.9	15.99	82.8	80.6	93.	2.50
	4.080	5.037	79.4	440.4	130.2	310.2	1	499.3	320.9	360.9	234.7	230.3	146.7	16.11	82.9	80.6	93.	2.50
	4.100	5.052	79.2	438.9	130.1	310.1	1	498.6	320.4	359.8	234.4	228.6	147.5	16.23	83.0	80.5	93.	2.50
	4.120	5.067	78.9	437.4	129.4	309.4	1	497.9	319.9	351.3	234.0	227.0	147.3	16.33	82.9	80.5	93.	2.50
	4.140	5.082	78.6	435.9	128.7	308.7	1	496.2	319.4	348.6	233.7	226.6	146.8	16.42	82.5	80.4	93.	2.50
	4.160	5.098	78.3	434.4	128.0	308.0	1	495.5	319.0	346.4	233.3	225.9	145.7	16.53	82.3	80.4	93.	2.50

図 3.8 アウトプットの例

Fig. 3.8 Example of output data.

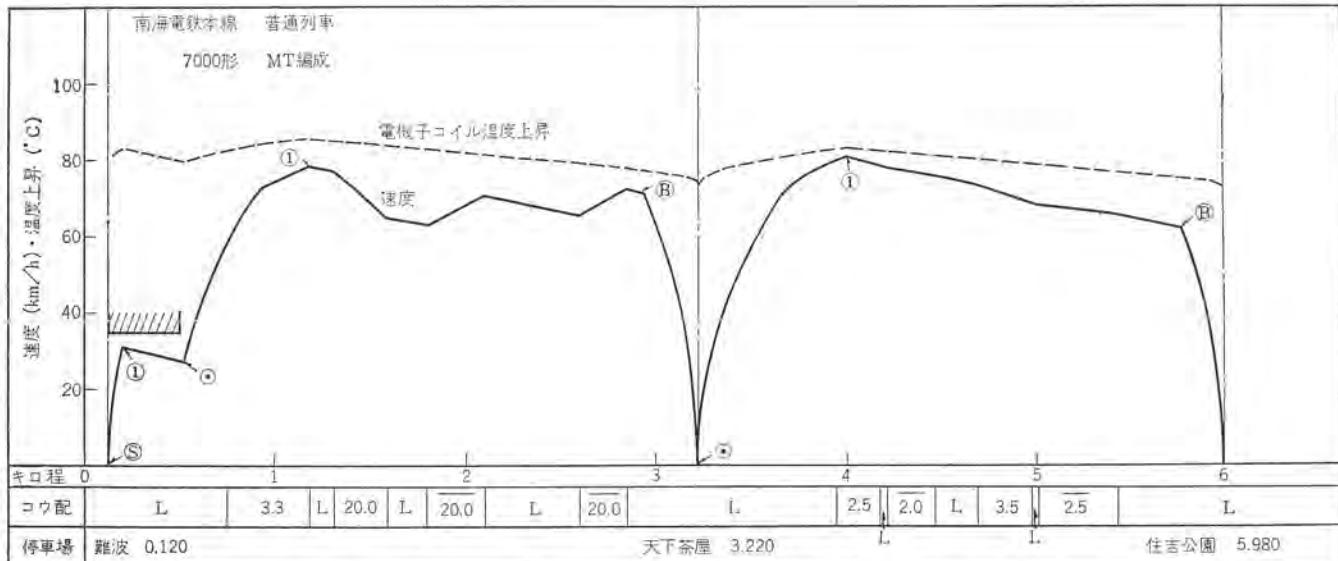


図 3.9 ランカーブの例

Fig. 3.9 Example of run curves.

る。

このプログラムでは力行終了の位置は実際の路線上のオフ点標識の位置とは必ずしも一致しない。しかし主電動機にかかる負荷は走行時間、コウ配、速度制限などによって定まり、オフ点位置にはほとんど関係しない。したがって主電動機の容量検討を目的とする場合は、このプログラムのようにブレーキ初速によって運行をコントロールする方式が適している。

このほかに、線路上の運転標識どおりに走行した場合の走行時間算出を主目的とした別プログラムも作成して併用している。

4. 交流電気車用ランカーブ

交流電気車中には、今後の問題として誘導電動機による方式なども考えられるわけであるが、以下一般に採用されている直流電動機使用の交流電気車について稿を進める。

なお交流電気車といっても、走行曲線の計算の根本は直流電気車と同様で、計算の方法もまた大部分直流電気車と同じである。したがって直流電気車と共通の部分は3章に譲り、以下直流電気車との性能・仕様ならびにフローの変更点について述べる。

4.1 直流電気車との性能・仕様面での相違点

直流電動機使用の交流電気車の場合は図4.1からも明らかのように直流電気車の場合と主回路のツナギが大きく相違しており、そのおもな相違点をあげれば次のとおりである。

(1) 直流電気車の走行ノッチは主電動機の直列・並列などのツナギ換え、ならびに弱界磁制御のみでほかはバランス運転に使用しない加速段のための抵抗ノッチであるのに反し、交流電気車では原則として主電動機のツナギ換えは行なわず、主変圧器のタップを制御し主電動機にかかる直流平均電圧を変える方式をとっている。したがって交流電気車では力行バランスノッチが直流車に比べ多く、直流電気車では力行バランスノッチは考えないとしても、交流電気車では考慮する必要がある。

(2) 直流電気車の場合、実際に使用するノッチでの主電動機回路抵抗はわずかであるが、交流電気車の場合は主変圧器のリアクタンスによる転流ドロップほかのロスがあり、いわゆるレギュレーションカーブの検討が必要である。なお一般には上記ロスのほかに架線側インピーダンスなど式化できないもろもろのロスをストレード

ロップと称し、レギュレーションカーブに加算し計算する。

(3) 回路のロスとしては小さいが、交流電気車の場合は直流電気車と異なり脈流率低下のために主電動機に直列に平滑リアクタを有し、かつ界磁コイルには永久分路抵抗を付属する。

4.2 直流電気車との相違部分のフローの解析

図4.1の場合主電動機に加わる直流電圧は次による。

$$E_D = 0.9 \cdot E_p \cdot T_u(N) - (E_{tx} + E_{tr} + E_{st} + E_m + E_{st} + E_{si})$$

$E_{tx} = 2 \cdot X(N) \cdot A_m \cdot P \cdot \pi \dots$ ただしブリッジ整流回路のとき

$$E_{tr} = A_m \cdot P \cdot R_t(N)$$

$$E_{st} = A_m \cdot R_{st}$$

$$E_m = A_m \cdot R_m$$

$$E_{si} = A_m \cdot P \cdot P_{si}(N)$$

ここで

$$E_D \dots \text{主電動機端子電圧}$$

$$E_p \dots \text{架線電圧}$$

$$E_{tx} \dots \text{変圧器の転流ドロップ電圧}$$

$$E_{tr} \dots \text{変圧器のオーミックドロップ電圧}$$

$$E_m \dots \text{主電動機のオーミックドロップ電圧}$$

$$E_{st} \dots \text{ストレードロップ電圧}$$

$$E_{si} \dots \text{整流器のドロップ電圧}$$

$T_u(N)$ …変圧器の N ノッチにおける一次巻線・二次巻線間の巻線比

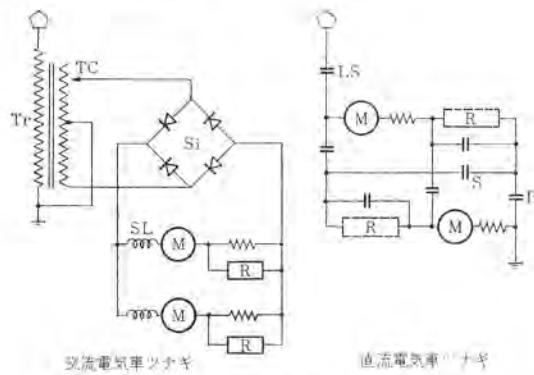


図 4.1 直流・交流電気車のツナギ相違点
Fig. 4.1 Difference of connection diagram between A.C. coaches and D.C. coaches.

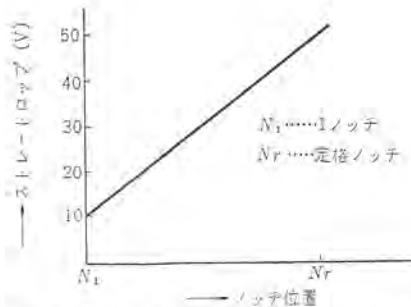


図 4.2 定格電流時のストレードロップ 電圧
Fig. 4.2 Stray drop at rated current.

$X(N)$ ……二次側換算の変圧器のリアクタンス

$R_t(N)$ ……二次側換算の変圧器の抵抗

$R_{st}(N)$ ……二次側換算のストレードロップ相当抵抗

R_{st} ……平滑リアクトルの抵抗

R_m ……主電動機の抵抗

P ……主電動機の並列回路数

A_m ……主電動機の1回路の電流

なおストレードロップ電圧 E_{st} は一般に、図 4.2 のような経験値が用いられる。

4.2.2 力行のノッチ選択

力行で走行中インプットされた制限速度に達すれば、速度を減ずるためにノッチをもどすか、ノッチをオフし惰行にするかしなければならない。交流電気車では直流電気車と異なり、ノッチが多数あるので前者の走行を選ぶべきで、その選択は、そのノッチの平均速度がそのときの速度以下になるまで、ノッチを下げなければならない。したがって計算としては次の順序による。なお界磁率の制御もこれに準ずる。

(1) そのときの速度に対する列車抵抗(コウ配条件などを含む)を計算する。

(2) その列車抵抗に見合う主電動機電流を主電動機の特性曲線から求める。

(3) 現在のノッチより 1 ノッチだけ下げたノッチで上記主電動機電流の場合の速度を求める。

(4) 上記速度が現在の速度より高い場合は、さらに 1 ノッチを下げる。このようにして上記速度が現在の速度より低くなるようなノッチを選択する。

4.3 直流電気車とのフローの相違点

4.3.1 インプット・データ

車両側諸条件として直流電気車の場合のほかに 4.2 節で述べた次のデータを追加しなければならない。

(1) 主変圧器の各ノッチの一次巻線・二次巻線間の巻線比、二次側換算リアクタンス・抵抗

(2) モータ回路数

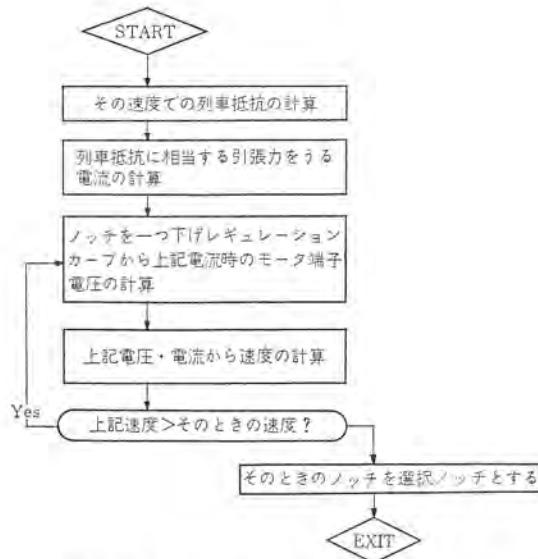


図 4.3 ノッチ選択のフローチャート
Fig. 4.3 Flow chart notch selection.

(3) 整流器のドロップ電圧

(4) ストレードロップ相当抵抗

(5) 平滑リアクトルの抵抗

4.3.2 計算部分のフロー

ノッチ選択部分のフローをサブルーチンの形で示せば図 4.3 のとおり、なお電力消費量の式の変更ならびに主変圧器の rms 電流計算式の追加があるがここでは省略する。

4.3.3 アウトプット・データ

直流電気車の場合のほかにノッチ位置、主変圧器の rms 電流のデータをアウトプットする。

4.4 応用

このプログラムにより国鉄新幹線車両をはじめ国鉄納め交流電車直交電車ならびに外国引き合い交流電車について計算を行ない、電機品の容量決定の資としてその偉力を發揮している。

また実際のプログラムは、走行計算のジョブのほかに計算機の記憶容量と関連、主電動機、主変圧器ならびにシリコン整流器の走行に伴う瞬時瞬時の温度上昇の計算を、別のジョブとして計算を行なっているがここでは省略する。

5. むすび

以上で電気車のシミュレーションにつき述べ、かつその検討および応用などの考察も試みた。とくに実路線の走行計算は電子計算機によってはじめて十分な検討が可能となるもので、現在最も電機品の容量設定上有用なものである。

末筆ながら国鉄、私鉄およびそのほかの関係者の方々に対し、深くそのご協力ご理解に感謝して本稿を終わる。

MELCOM-1530 ソフトウェア (2)

—SIA の構成—

嶋村 和也*・和田 宏*・中島 正志*

MELCOM-1530 Software (2)

—Composition of SIA—

Kamakura Works Kazuya SHIMAMURA・Hiroshi WADA・Masashi NAKAJIMA

In a previous issue was introduced the programming language of SIA (Symbolic Instructions Assembler) which forms a nucleus of the MELCOM-1530 software system. This article deals with the explanation of SIA assembler itself. The SIA has a very short assembling time. The instructions of SIA permit addition, alteration and elimination as the case demands. Why are they? This may be a question to be raised by anybody who has had an experience of operating the MELCOM-1530. The aim of the paper is to bring a light to the solution of the riddle.

1. まえがき

FORTRAN, ALGOL, COBOLなどの言語を使用すれば、機械語を知らなくてもプログラムを書くことは可能であり、このことがこれらのシステムの最大利点の一つになっている。これに対し、機械語命令を駆使するためのプログラミング・システムとしてアセンブラーがあり、ソフトウェアの中でも最も早くから発達してきた。すなわち、アセンブラーとは、記号表現の機械語を真の機械語に変換するためのプログラムであるとされている。アセンブラーについては、種々の面で進歩はめざましいものがあり、必ずしもアセンブラー用語で書いた命令と機械語命令との対応は、1対1でないものもあるが、機械語命令を駆使するためのプログラミング・システムであることに変わりはない。

アセンブラーの進歩の一つとして、MACROシステムというものがある。これは機械語命令に存在しない命令をアセンブラー用語の命令の中に加え、その命令の実行をサブルーチンによって行なうものである。それらの命令のことをMACRO命令と呼び、それらの命令に対応したサブルーチン・ライブラリ(サブルーチンの集まり)をシステム・データの中に入れておいて、必要なサブルーチンをアセンブラーの過程においてアセンブラーが自動的に選択して、機械語プログラムの中に加える。これはMACROシステムの中でもとくにシステムMACROと呼ばれるもので、プログラムーズ・MACROと対応をなしている。

このシステムMACROの思想を、Stored Logicの概念に基づいて設計されたMELCOM-1530に適用したものがSIAである。MELCOM-1530の機械語命令は、一般の電子計算機のようにハードウェアにより直接実行されるのではなく、間接的に実行される。

ハードウェアにより直接実行される命令は、LOGAND(logical command)と呼ばれるマイクロ命令であり、そのLOGANDをサブルーチンのようにいくつか組み合わせたLOGRAM(logical program)により、機械語命令が実行される。LOGRAMもやはりプログラムやデータと同一のコアメモリの中に記憶される。すなわちおののの機械語命令に対応して、それぞれ別々のLOGRAMが準備されていて、その中から必要なだけのLOGRAMを選択し、コアメモリの中に記憶しておいて機械語命令を実行するのである。したがってSIA命令は、すべてシステム・マクロのMACRO命令のみから構成されていると考えたほうがアセンブラーの機能を理

解しやすい。

SIAにおいても、記号命令がアセンブルされると機械語命令に変換されるが、その機械語命令はコアメモリに記憶されているLOGRAMにより実行されるので、プログラム・コーリング・シーケンスとも呼ばれる。たとえば

ADD3 ALPHA / BETA / GAMMA
MNW ALPHA / BETA / 20

のような記号命令は、次のような形の機械語に変換される。

ADD3 の プログラム・コーリング ・シーケンス	Y	ADD3 プログラムのスタートイ
	シグ・アドレス	
	Y+1	ALPHA
	Y+2	BETA
	Y+3 GAMMA	
MNW の プログラム・コーリング ・シーケンス	Y+4	MNW プログラムのスタートイ
	シグ・アドレス	
	Y+5	ALPHA
	Y+6	BETA
	Y+7 20	

Y, Y+1, … Y+7 はそれぞれ1語を占有する。ADD3の機械語は4語を占有することになる。そして各語にはプログラム・スタートイ・アドレス、オペランド・アドレス、パラメータなどが入り、機械語とはいえアドレスの連続である。YおよびY+4にはそれぞれのプログラムの入口に相当するLOGANDの記憶番地が入っている。このようにコアメモリに記憶されたLOGRAMと計算機の論理回路を組み合わせて、はじめて計算機として動作する。したがって、このプログラムはStored Logic(記憶された論理回路)と呼ばれるのである。SIAで書いたプログラムによって必要とされるStored Logicの種類は、プログラムごとに異なるのでアセンブルの過程において、そのプログラムに必要なLOGRAMが選択され、オブジェクト・プログラムの中に加えられる。このStored Logicは、オブジェクト・プログラムを計算機に読みこませるときに、自動的に8191番地から順にコアメモリに記憶される。

2. SIA アセンブラーの機能

SIAのアセンブラーに要求される機能は、SIA用語で作られたソース・プログラムを機械語のオブジェクト・プログラムにアセンブルすること

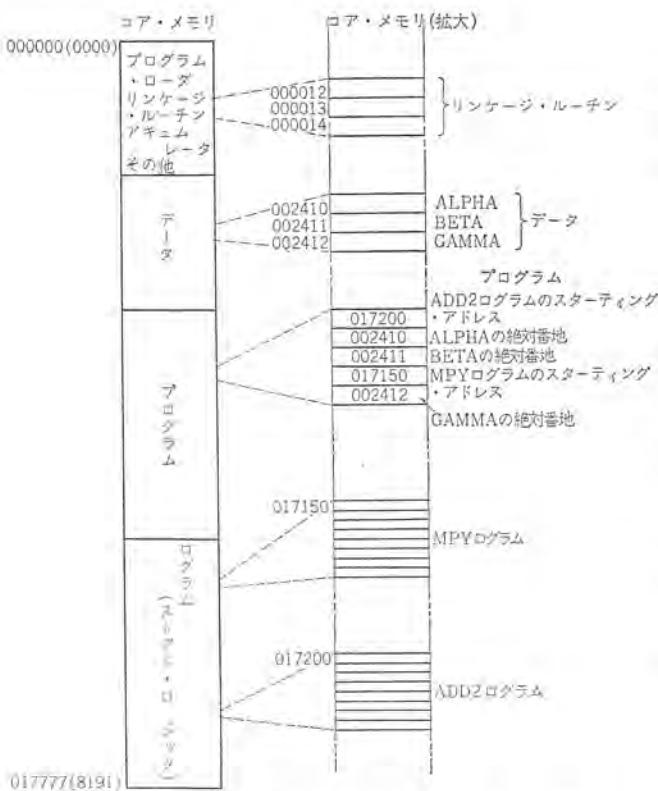


図 2.1 実行段階のコア・メモリの内容(例)
Fig. 2.1 Contents of core memory about to be used in practice.

とであるが、その機能をもう少し詳細に分析してみよう。

ソース・プログラムの形式についてはすでに十分理解されているものと仮定する。機械語プログラムがコア・メモリに入り実行されるときのコア・メモリの使用状況は図2.1に示されている。大きく分けてデータやプログラムの入っているロケーション(大部分のコア・メモリはこのために使用される。)と、プログラムの入っているロケーション、プログラム・ローダやリンクージ・ルーチンやシステム・キュムレータのために使用されるロケーションの三つに分割される。

機械語にアセンブルされたプログラムとデータはコア・メモリの中央に入り、そのプログラムの中で使用されている各命令に対応するログラムを集めたものが、コア・メモリの番地の高いほうに入る。

たとえば

```

ADD2  ALPHA / BETA
MPY   GAMMA
:

```

のようなソース・プログラムの場合には、そのプログラムの中で使用されている命令、ADD2, MPYなどに対するログラムが8191番地から順にメモリを割り当てられてストアされる。そしてADD2の命令は、3ワードを占める機械語命令にアセンブルされる。すなわち最初のワードにはADD2のログラムの入口の番地が入り、2番目のワードにはALPHAの絶対番地が入り、3番目のワードにはBETAの絶対番地が入る。

このように MELCOM-1530 の機械語はログラムの入口を示すアドレスの入ったワードと、いくつかのオペランドのアドレスの入ったワードより構成されている。しかも1語は18ビットでちょうど32768語のメモリ・アドレスを表わすために必要な15ビットとキャラクタ・アドレスを表わす3ビットからなっている。

したがって、機械語はまったくログラムの呼出しシーケンスにはかならない。そしてログラムからログラムへのつながりは、リンクージ・ルーチンにより行なわれる。このリンクージ・ルーチンは3語のLOGANDから構成され、ログラムからログラムへジャンプする間に、このLOGANDのうち1語または2語が実行されるだけである。

機械語の構成は以上のようになっている。このことからSIAのアセンブルの機能として、次のことが要求されることになる。

(1) ソース・プログラムとして与えられるプログラムの中で使用されている命令の種類をリストアップし、それぞれの命令で使用されているログラムを、ログラム・ライブラリの中から選択し取り出して、8191番地から順にロケーションを割り当ててゆくことが必要である。各ログラムの入口も決めることになる。

(2) 命令およびデータ・エリア、プログラム・コンスタントに対して、それぞれのメモリ・ロケーションを決める。ロケーション・フィールドの各Symbolに対する絶対番地を決めることになる。

(3) 各命令は記号で表現されているので、それぞれオペレーション・コードはログラムの入口のアドレスに、オペランドのシンボリック・アドレスはシンボルの絶対番地に直す。

(4) プログラム・コンスタントを必要ならば2進数に直す。

3. SIA アセンブルのプロセス

SIAのアセンブルを働かせて、ソース・プログラムをオブジェクト・プログラムに変換するための MELCOM-1530 の構成は、最小限次の構成を必要とする。

コア・メモリ	8192語
磁気テープ・ユニット	2台
ライン・プリンタ	1台
カード・リーダ	1台
カード・パンチ	1台

アセンブルのプログラムは、1度に8192語のコア・メモリに入りきらないので、三つのphaseに分割し、3段階に分けてアセンブルを行なっている。もちろんphaseからphaseへの接続は自動的に行なわれる。またソース・プログラムのスキャニングは2回行なわれる。正確には2パスでアセンブルが行なわれるが、磁気テープを中間記憶として使用するので、事実上は1パスである。

磁気テープ・ユニット2台のうち1台には、システム・テープがマウントされ、システム・テープにはアセンブル・プログラムとログラム・ライブラリが入っていて、図3.1のような構成になっている。

あと1台の磁気テープ・ユニットは中間記憶用として使用される。

この章では、前章で説明したアセンブルの機能をどのように実現しているかについて、三つのphaseに分けて説明する。

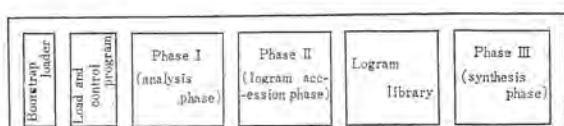


図 3.1 SIA のシステム・テープの構成
Fig. 3.1 Composition of SIA system tape.

3.1 PHASE I Analysis Phase

(1) このphaseでは図3.2に示されるようにソース・プログラムをカードからインプットし、ソース・プログラムに対する第1回目のスキャニングを行ない、中間結果を磁気テープに書き込む。

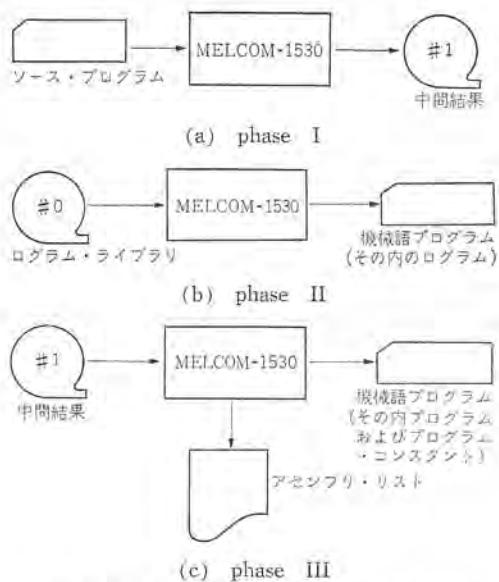


図 3.2 アセンブラーの三つの phase
Fig. 3.2 Three phase of assembler.

(2) このソース・プログラムの中で使用されている命令の種類を決める。その命令が、プログラム・ライブラリの中にあるかどうかをチェックする。

phase I では、Instruction Table と呼ばれる ログラム・ライブラリの中に入っている全部の命令についての一覧表を コア・メモリ の中に記憶しておいて、各命令ごとにその テーブル を捜し、使用されている命令について マーク を付ける。

(3) Symbol Table を作成する。すなわちインプットされてきた各データ命令および プロセッシング・インストラクションに対し、それぞれ順にメモリ・ロケーションを割り当ててゆく。そして同時に、各データ・エリア (RS インストラクション)、プログラム・コンスタント (DA インストラクション)、プロセッシング・インストラクションの ロケーション・フィールドに Symbol が書いてあると、その絶対番地とともに Symbol Table にすべて書き込んでゆく。

(4) 各 インストラクション を、ソース・プログラム でもなく、オブジェクト・プログラム でもない中間のところまで変換し、磁気 テープ に書き込んでゆく。この中間の半製品には、prologue sublist と operation sublist と呼ばれる二つの list がある。

3.2 PHASE II Logram Accession Phase

(1) このプログラムで使用されているプログラムの種類が、Phase I で決定したのでそれらのプログラムについて 8191 番地から順にロケーションの割り当てを行なう。したがって各プログラムについての入口のアドレスも決定する。

続いて、システム・テーブに入っているログラム・ライブラリから必要なログラムを抜き出して、ロケーションの割り付けを決めながら、カードにパンチする。同時に各ログラムの中のリロケータブル・アドレスの修正も行なう。

3.3 PHASE III Synthesis Phase

(1) phase I で、この プログラム で使用されているすべての Symbol の アドレス が決まり、phase II で、すべての命令に対する ログラム の入口の アドレス が決るので、それらの二つの テーブル を利用しながら、phase I で作られ、中間 テープ に書き込まれて いる operation sublist, prologue sublist を使って オブジェクト・プ ログラム を作り出す。

(2) 中間 テープ には ソース・プログラム もそのままの形で入って

いるので、ソース・プログラムとオブジェクト・プログラムを並べてプリントし、アセンブリ・リストを作成する。

(3) 同時に オブジェクト・プログラム の パンチ も行なう。オブジェクト・カード としては ログラム に統いて、機械語 ログラム (ログラム・コード・リング・シーケンス と プログラム・コンスタント) が パンチ される。

4. アセンブルの過程において使用される各種テーブル

SIA アセンブラーは三つの phase に分割されているが、実質的にはソース・プログラムを2回スキヤニングしている。すなわち Analysis Phase と Synthesis Phase でスキヤニングを行なっており、Program Accession Phase は両方の機能の補助的な役割を果していると考えられる。Analysis Phaseにおいて第1回目のソース・プログラムに対するスキヤニングを行ない、ソース・プログラムを中間的な Prologue sublist と Operation sublist に変換し、磁気テープに書き込む。同時にコア・メモリの中に Symbol Table, Instruction Selection Table, Instruction Entry Address Tableなどを作り出す。

第2回目のスキーリングでは、それらの中間の各種のリストやテーブルの形で表現されたソース・プログラムをスキーリングし、オブジェクト・プログラムを生成してゆく。したがってこの中間的なソース・プログラムの表現形式である各種リストおよびテーブルの詳細について理解することは、SIAのアセンブルの過程を正しく理解する近道であると思われる。

4.1 Symbol Table

この Symbol Table には ロケーション・フィールド に書かれているすべての Symbol, すなわち データ・エリア, プログラム・コンスタント, 命令などの入っている ロケーション に付けられた Symbol の絶対番地を, 記憶しておく表である. 詳細は図 4.1 に示されていて, 一つの Symbol について 4 語を占め, 900 個の Symbol まで記憶できる.

Entry N	S Y M		
	B	O	L
m			d
			n
Entry 1	A L P		
	H	A	△
0			1 4
0	0	2 4	0 0
Entry 2	A L P		
	H	A	△
0			1 4
0	0	2 4	0 0
Entry n	A L P		
	H	A	△
0			1 4
0	0	2 4	0 0

Fig. 4.1 Symbol Table

Symbol: 6 文字以下、6 文字以下のときは左に
めて、残りをブランク記号にする。△印はブ
ランク記号

$m=0$ ：この Symbol が一度だけ Location Field に書かれていることを示す。このとき \mathbf{c} はこの Symbol の整然座標を示す。

$m=1$: この Symbol は Multi-defined であり,
Location Field に 2 回以上この Symbol
が書かれていることを示す。

$m=2$ ：この Symbol は Variable Field において、Operand のアドレスとして使用されているが、Location Field には 1 度も書かれていないと示す。Analysis Phase の途中においてこの状態の Symbol は存在する、すなわち Location Field よりも Variable Field に先に Symbol が表われるこども多々あるからである。Analysis Phase の終わりにおいてなお $m=2$ であるとき、この Symbol は Undefined である。

この Symbola が Data Area または、ブ

プログラムコンスタンツの入っているロケーションに付けられた Name であるときは、データ・タイプが決められている。そのデータ・タイプを 6 ビットで表わした Indication である。

Blank=00 B2=03 U=06 A3=11 D3=14

L=01 F1=04 H=07 A2=12 D2=15
B1=02 F2=05 P=10 A1=13 D1=16
d=0 ならデータ・タイプは決ってないことを示す。すなわち Processing Instruction のロケーションに付けられた Name であることを示す。
ノ: その Symbol に対するロケーションのア

(注1) 現在の事務用 SIA、科学用 SIA (8K

(注 1) 現在の事務用 SIA、科学用 SIA (以下 Memory SIA) には 900 個の Entry まで許されている。

Analysis Phase の終わった段階では普通 $m=0$ で, d にはその Symbol のデータ・タイプが入り, n にはその Symbol の word address, または character address が入る. しかし Multi-defined の Symbol に対しては $m=1$; Undefined の Symbol に対しては $m=2$ となる.

Analysis phase においてこの表は作り出されてゆくばかりではなく、利用されている。すなわち、SIA では同じオペレーション・コードを持つ記号命令でも、オペランドのデータ・タイプによって幾種類かの機械語命令が存在し、そのいずれかにアセンブルされる。たとえば ADD の記号命令でも、データ・タイプが B1, B2, D1, D2, D3, F1, F2 などいくつかの異なる機械語命令があり、オペランドの Symbol のデータ・タイプによっていずれの機械語命令にアセンブルするかを決められる。この目的のために、Analysis Phase においてもこの表を利用している。この点は普通のアセンブラーに比較してすぐれている点であり、アセンブラーとしてそれだけ余分な仕事をしなければならないことになる。

4.2 Instruction Table

Instruction Table としては Instruction Index Table I, Selection Indicator Table, Instruction Index Table II, Entry Address Table の四つがある。

Instruction Index Table I および II はすでにシステム・テーブの中に入っているもので、システム・テーブの中の、ログラム・ライブラリに登録されているすべての ログラム に対応する命令に関する一覧表のようなものである。それらの テーブル には、命令および ログラム に関するいくつかの パラメータ が記憶されている。Table I は An-

図 4.2 Instruction Index Table I.
Fig. 4.2 Instruction Index Table I.

alysis Phase で、Table II (も Logram Accession Phase で使用される。

Selection Indication Table は Analysis Phase で作成され、
 Logram Accession Phase で完成される。Entry Address Table
 は Logram Accession Phase で作り出され、Synthesis Phase で
 利用される。

4.2.1 Instruction Index Table 1

Instruction Index Table I は、Analysis Phase の 1 部としてシステム・テーブルの Phase I の中に入っている。その Table には、すべての Pseudo-instruction, Processing-instruction に対する図 4.2 に示すような情報が書き込まれてあり、Analysis Phase において使用される Analysis Phase において、この表は次の目的に使用される。

(1) 各記号命令の オペレーション・コード に対応する命令をこの表の中で探し、ログラム・ライブラリ の中にある命令で使用されているかどうかを チェック すると同時に、使用されている命令の種類を決定する。

(2) 各命令のオペランド・アドレスについて解析し、この表の中に決められているパラメータに従って、Variable Field が書かれているかどうかをチェックする。

4.2.2 Selection Indicator Table

Data Independent Instruction に対しては、それぞれ1語ずつ、Data Dependent Instruction に対しては、それぞれの記号命令に対するすべてのデータ・タイプの機械語命令ごとに1語ずつ準備される。Data Independent Instruction とは、オペランドのデータ・タイプにかかわらず、一つの記号命令に対して、一つの機械語命令すなわち ログラム が対応するもので、BRN (ブランチ命令) などがある。Data Dependent Instruction とは、オペランドのデータ・タイプによって、同じ記号命令に対して、それぞれのデータ・タイプに対する機械語命令、すなわち、ログラム が対応するものである。たとえば ADD などがある。この場合 Selection Indicator Table は各機械語命令ごとに1語ずつ取られる。

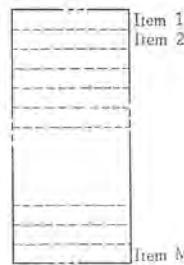


Fig. 4.3 Selection Indicator Table.

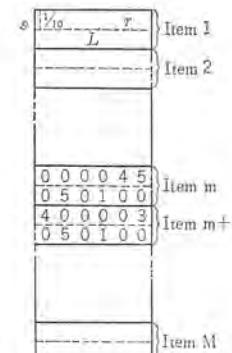


図 4.4 Instruction Index Table II.
Fig. 4.4 Instruction Index Table II.

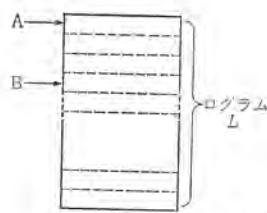


図 4.5 Prime Logram と Logram Entry
Fig. 4.5 Prime Logram and Logram Entry.

(注) 各 Item は 1 語を占有し、それぞれ対応する Logram の入口のアドレスが入る。

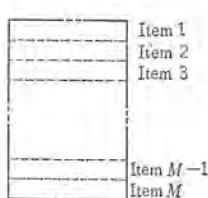


図 4.6 Entry Address Table.
Fig. 4.6 Entry Address Table.

Analysis Phaseにおいて、ソース・プログラムを調べ、それぞれ該当する命令が使用されているときは、この Table にマークをつける。この Table は Logram Accession Phaseにおいて使用される。

4.2.3 Instruction Index Table II

Selection Indicator Table のすべてのアイテムに対応しておのののログラムがあり、その各ログラムについての情報が Instruction Index Table II に入っている。詳細は図 4.4 に示されている。

ログラムの中には Selection Indicator Table の一つのアイテムについて一つの独立したログラムがある場合もあるし、数個のアイテムが一つのログラムを共有し、それぞれそのログラムへの入口が異なるだけのものがある。共有している場合には、ログラムの先頭が入口であるようなアイテムに対応するものを Prime Logram と称し、途中からの入口を持つようなアイテムに対応するものを Logram Entry と称する。一つのアイテムについて一つの独立したログラムがある場合も、Prime Logram とし必ずその場合も入口は先頭でなければならない。これらの詳細は図 4.5 に示されている。なお図 4.4 のログラムの Identifier は Prime Logram についてつけられたそれぞれ固有のユニークな名前で、3 字の数字または英文字で表現される。

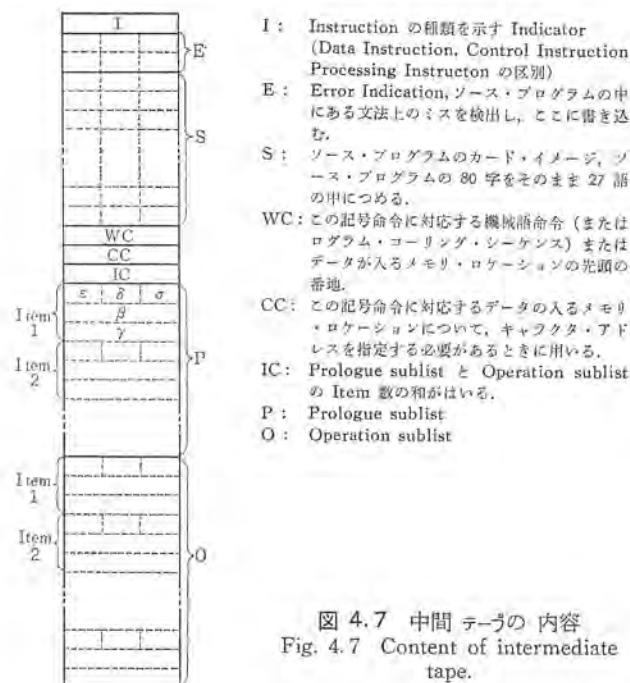


図 4.7 中間 テープの内容
Fig. 4.7 Content of intermediate tape.

この表は Logram Accession Phase で使用され、すでにシステム・テーブの Phase 2 の中にいっしょに記憶されている。この表によって、このプログラムで使用される Logram に 8191 番地から順にメモリ・ロケーションを割り付ける。

Logram Entry のみが使用され、Prime Logram が使用されなくとも、Prime Logram も使用されているものとして処理される。

4.2.4 Entry Address Table

Selection Indicator Table の各アイテムに対応してこの Table のアイテムがある。Logram Accession Phaseにおいてこの Table は完成する。Analysis Phaseにおいて、このプログラムで使用されている命令のアイテムが決定するので 8191 番地から順にログラムに対するロケーションを割り当ててゆき、同時に各ログラムの Entry に対する絶対番地を決めて、この Entry Address Table の中に書き込んでゆく。

4.3 Prologue Sublist と Operation Sublist

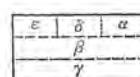
Analysis Phaseでは、Card から inputされた SIA の記号命令は Prologue Sublist と Operation Sublist に変換され、図 4.7 のような形で、ソース・プログラムとともに磁気テーブに書き込まれる。

ここでは Processing Instruction の二つの Sublist についてのみ説明する。(Data Instruction に対しては、あまり興味深いものがないので省略する。) Prologue Sublist は Variable Field において Index Modification とか、Indirect Addressing が使用されている命令に対してのみ存在し、Operation Sublist と本質的には同類である。

Operation Sublist は、Processing Instruction に対しては必ず存在し、その記号命令が機械語命令(この計算機では Logram Calling Sequence とも呼ぶ)に変換されたときに占める語数に相当するだけの数のアイテムを持つ。すなわち記号命令が Logram Calling Sequence に変換されたとき、何語かを占めるがその各語ごとに Operation Sublist または、Prologue Sublist の一つのアイテムが存在することになる。

したがって Index Modification が 1 個所だけ使用されている記号命令に対しては、Prologue Sublist のアイテムは 4 アイテム存在する。(Index Modification 一つについて 4 語の Calling Sequence が余分に必要である) Variable Field の Entry を n 個だけ持つ記号命令の Operation Sublist は $n+1$ コのアイテムを持つことになる。

図 4.8 のように、Operation Sublist または Prologue Sublist の各アイテムは 3 語で表現され、 α , β , γ , δ , ε の五つの要素により構成されている。以下各要素について説明する。



(注) 各アイテムは 3 語を占有し、 α , β , γ , δ , ε の五つの要素から構成される。

図 4.8 Operation Sublist および Prologue Sublist の各アイテムの内容

Fig. 4.8 Contents of each item of operation subject and prologue subject.

4.3.1 $\alpha=4$ の場合

Calling Sequence のうちで、logram starting address が入るワードに対するアイテムは α が 4 になっている。このときには ε , δ , γ は必ず 0 である。 β には Selection Indicator Table

(Entry Address Table でも同じこと) のこの命令すなわちこのログラムに対するアイテム番号が入る。すなわち Analysis Phase では、Logram の Entry Address がまだ決定していないので、そのアイテム番号を Sublist の中に入れておいて、Synthesis Phaseにおいて絶対アドレスに変換するのである。

4.3.2 $\alpha=3$ の場合

Variable Field のオペランド・アドレスのうちで Symbolic Address のための Calling Sequence に対するアイテムには $\alpha=3$ が入っている。このとき β には Symbol Table 中のその Symbol が入っている Entry の番号がはいる。たとえばオペランド・アドレスとして ALPHA が使用されていると、ALPHA の絶対アドレスを入れずに、ALPHA が Symbol Table に登録されている Entry の番号を β として入れておく。Analysis Phase では、その時点において必ずしも Symbol に対する絶対番地が決っているとは限らないので、絶対番地を入れずにその Entry の番号のみを入れておく。(すなわち、すべての Symbol は Variable Field に現われるより以前に Location Field に書かれるとはかぎらないからである)

このとき γ には相対アドレスがはいる。 ε には γ の符号が入り、 δ には Character address に対する指定が入る。 δ が 1 のときは First Character Position, $\delta=2$ では Second Character Position, $\delta=3$ では Third Character Position がそれぞれ指定される。たとえば

ALPHA * $i+n$

のようなオペランド・アドレスに対しては、 β には ALPHA の Symbol Table 中の Entry 番号、 γ には n 、 δ には i 、 ε には正が入る。

4.3.3 $\alpha=1$ の場合

このときには Calling Sequence には γ の値がそのまま入る。 ε には γ の符号が入る。 β および δ は必ず 0 である。たとえば

MNW ALPHA / BETA / n

の記号命令の n に相当する部分に対応するものである。

4.3.4 $\alpha=2$ の場合

このときの Calling Sequence には、この記号命令に対する Calling Sequence の先頭番地に γ を加えた数が入る。これは Index Modification, Indirect Addressing などが Variable Field で用いられている記号命令に対する Prologue Sublist の中にある。たとえば

ADD2 ALPHA, BETA / GAMMA

の Logram Calling Sequence は次のようになる。

Y	インデックス・ログラムのスタートイング・アドレス
Y+1	ALPHA
Y+2	BETA
Y+3	Y+5
Y+4	ADD 2・ログラムのスタートイング・アドレス
Y+5	0
Y+6	GAMMA

この例において Y+3 番地の Prologue Sublist のアイテムは $\alpha=2$ で、 $\gamma=5$ である。

5. SIA システム・テープのメインテナンスと SIA の拡張

SIA では ログラムを新設したり、変更したりすることにより SIA 命令の内容を変更したり、追加したりすることができる。

そのためには ログラム・ライブラリ の中に入っている ログラム の追加、変更および Analysis Phase に入っている Instruction Index Table I と、Logram Accession Phase に入っている Instruction Index Table II の変更を行なわなければならない。

MELCOM-1530 ソフトウェアの一部として、SIA のシステム・テープを メインテナンス するための LOGRAM MAINTENANCE PROGRAM が準備されていて、上記の変更を計算機を使って自動的に行なえるようになっている。しかし LOGRAM はすべて LOGAND で構成されているので、メンテナンスを行なうためには LOGAND に関する知識が必要である。

SIA の機能をさらに充実し、より使いやすいものとするためいくつかの努力が続けられている。その中でもとくに大きなものとして、SIA で書いた サブルーチン も MACRO 命令として使用することを可能にするための拡張が行なわれた。これは SIAS (Symbolic Instruction Assembly System) と呼ばれる。

SIAS では事務データ処理の分野において、とくに必要とされる磁気テープの入出力関係の処理を行なう サブルーチン を中心として、SIA 命令で書いたいくつかの サブルーチン が MACRO 命令として使用できるようになっている。(昭 39-10-16 受付)

参考文献

- (1) 三上: “MELCOM-1530 データ・プロセッシング・システム—そのストア・ロジック設計—”『三菱電機技報』38, No. 4 (昭 39)
- (2) 嶋村: “MELCOM-1530 ソフト・ウェア (1)—SIA—”『三菱電機技報』38, No. 9 (昭 39)
- (3) MELCOM-1530 SIA 説明書。
- (4) MELCOM-1530 SIA プログラム・テキスト。

モレクトロン携帯無線機 MT-2 形

黒田忠光*・小林信三**・太田堯久*

MOLECTRON Portable Radio Equipment, Type MT-2

Kamakura Works, Itami factory Tadamitsu KURODA・Shinzo KOBAYASHI・Takahisa OTA

FM portable transmitter-receivers of 150 Mc band, type MT-2, with MOLECTRONS applied-Mitsubishi microcircuits, have been developed. The MOLECTRONS are so designed as to be most suitable for communication equipments on account of their high performance, high reliability, high maintainability, small size and low cost. They are hybrid integrated circuits similar to the 2D system except tuned circuits. Hermetically sealed in metal packages like quartz crystal holders of type HC-18/U, they are stable in a wide range of temperatures and less affected by moisture, vibration and shock. With no tuned circuits contained, they are good for general purposes and fit for mass production. Tuned circuits being adjustable, they are easy to adjust as well as to maintain. The type MT-2, with a transmitter output of 0.1 W, contains a battery and an antenna and has the same performance as the conventional high performance transistorized radio equipment.

1. まえがき

当社は昭和35年ごろよりモレクトロニクスを中心とする各種超小形回路を開発し、すでにモレクトロンの名で製品化しているが、通信機用モレクトロンを応用した最初の無線機として、モレクトロン携帯無線機を開発したので報告する。MT-2形は150 Mc帯0.1 W電池・アンテナ内蔵形の送受信機である。いずれもモレクトロンを主体として構成されているので、超小形・高信頼度を特長としている。ここでは通信機用超小形回路のあり方、通信機用モレクトロンの特長などを考察しつつ、開発完了したモレクトロン携帯無線機の試作結果について報告する。

2. 通信機用超小形回路の設計方針

通信機に要求される性能は、チャネルセパレーション、2信号特性、スピアス感度、スピアスフク(輻)射など、最近ますます高度になりつつある。したがって通信機用超小形回路は、これらの要求に応じ得るとともに、超小形化の最終の目標である高信頼度・小形軽量・低原価などを満足する必要がある。

一般に通信機用回路の特色として、

(1) アナログ量を取り扱うので、直線性が要求される部分が多い。

(2) Qまたは選択性が要求され、精密調整を必要とする部分が多い。

(3) 取り扱う周波数が広範囲に及び、また大きな利得を必要とし不安定になり易い。

(4) 取り扱う周波数は高度の安定度が要求される。

(5) 種々の環境条件にさらされることが多い。

ことなどがあげられる。このほか無線機としては機構部分、音響機器および電源など、超小形化困難な要素を多く含んでおり、上記事項とともに、超小形化の目標達成にしばしば重大な支障をきたしている。

以上の要求条件を考慮して、通信機用超小形回路には次のような設計方針を採用した。

(1) 高信頼度・低原価を主要目的とし、この目的に合致する

範囲で超小形化する。

(2) モレクトロンはできる限りはん用を目標とし、見込生産を可能とする。したがって1個のモレクトロンの有する機能は、この目的に合致する範囲に限定する。

(3) 同調回路はモレクトロンと別に独立させ、上記(2)を実現するとともに、調整容易な構造とし無線機の原価低減、保守性などを実現する。

(4) モレクトロンの形状寸法は、調整形同調回路、フィルタ、水晶振動子などの寸法を考慮し、無線機としてのスペースファクタが最良になるよう決定する。

(5) モレクトロンは負帰還その他の自己補償機能を持たせて無調整とするとともに、機械的外力・湿度に対する保護、ならびに電磁シャイイが施され、信頼度の向上・低原価・高性能を実現し得る構造および回路構成を持たせる。

(6) モレクトロン内部の回路構成は、単独で所望の性能を有するだけでなく、多段接続または他のモレクトロンと接続する場合、安定に所定の機能を発揮するようなものとする。

(7) マイクロエレクトロニクスの急速な進歩の成果を、容易にかつそのままの形で取り入れができるような超小形方式とする。

3. 通信機用モレクトロン

前章の設計方針に基づき、次のような通信機用モレクトロンを開発した。

(1) ケースはMO-6と称する小判形(HC-18/U形水晶ホルダに類似)金属ケースを採用し、シャイイおよび気密を完全にし、かつ他の部品と組み合わせた時スペースファクタが良いようにする。その外形寸法は図3.1に示す。

(2) 抵抗は 6×6 (mm)または 3×6 (mm)の絶縁基板上に複合化された薄膜抵抗である。その温度係数はプリント抵抗の場合 $300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以下、真空蒸着抵抗の場合 $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以下である。

(3) $1,000 \sim 3,300 \text{ pF}$ バイパスコンデンサは、マイクロコンデンサと称するセラミックコンデンサである。そのコンデンサエレメントの寸法は $2 \times 6 \times 0.2$ (mm)である。

(4) 能動素子は、ピコトランジスタおよびピコダイオードと称するシ

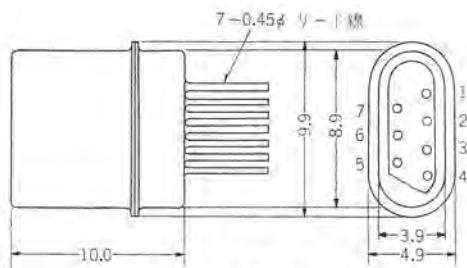


図 3.1 MO-6 形 パッケージ
Fig. 3.1 Type MO-6 package.



図 3.2 ピコトランジスタ
Fig. 3.2 Pico-transistor.

リコンプレーナ形の超小形半導体素子である。そのペレットの寸法は $0.7 \times 0.7 \times 0.2$ (mm) で、外形を図 3.2 に示す。

(5) 構造は (2) の抵抗ウェハに (3) のマイクロコンデンサおよび (4) のピコトランジスタまたはピコダイオードをマウントし、これを (1) のステムに取り付け、シリコンレジンで固めた上、乾燥された窒素ガス中でキャップを抵抗溶接により取り付け、密封するものである。これは 2D 方式類似の hybrid integrated circuits である。

このような構造の通信機用 モレクトロン は次のような特長を有する。

(a) 密封構造であるから湿度・酸素など外界の影響が少なく、長期間の安定性を保持できる。とくに高湿のわが国においてはその効果は大きい。

(b) 抵抗ウェハならびに超小形部品は、接着またはハンダ付された後レジンで固められ、かつそれらが超小形軽量であることとあいまって、従来の部品のようにリード線で機械的に保守されるものに比べ、振動衝撃などの影響を受けにくい。ちなみにモレクトロン内部結線に使用されるリード線の、負荷重量対リード線断面積の比を考察すると、従来の P 形 $1/4$ W 抵抗を基準にして、ピコトランジスタの場合 3.3×10^{-3} 、マイクロコンデンサの場合でも 0.2 に過ぎない。

(c) 従来の回路と 1 対 1 の対応をすることで超小形化は容易である。抵抗・コンデンサは温度に対して安定であり、また大容量コンデンサを含み得るので、固体回路に比べ高性能な通信機用 モレクトロン を実現し得る。

(d) 結線点は複合化の度合によって異なるが、抵抗ウェハとして複合化した分だけは減少する。しかし結線点が少ないとということは一般に信じられているほど信頼度には大きな影響はないのであって、むしろ原価低減に寄与するものであることは注意を要する。

(e) 能動素子はすべてシリコンプレーナ形であり、かつ上記(1)の効果が加わるので信頼度が高くなる。

(f) この構造は薄膜の大容量コンデンサ、薄膜トランジスタなどの技術が完成すれば、そのままの形で複合化して取り入れることができ、マイクロエレクトロニクスの進歩に順応し得る。

(g) モレクトロン内に周波数を決定する要素を含まいので、大きな汎用性を持っている。

以上のようにこの通信機用 モレクトロン は通信機用としての適合性を持ち、かつ超小形の本来の目的に合致するものということができる。現在までに中間的にはあくされた故障率は $0.1\% / 1,000\text{h}$ 以下であり、シリコンプレーナ形トランジスタ 1 個の故障率に近づきつつある。

4. 回路構成

受信部および送信部の系統図を図 4.1, 4.2 に示す。MT-2 の内部の構造を図 4.3 に示すが、写真に見えるのが受信部で、送信部はその下方に取り付けられている。

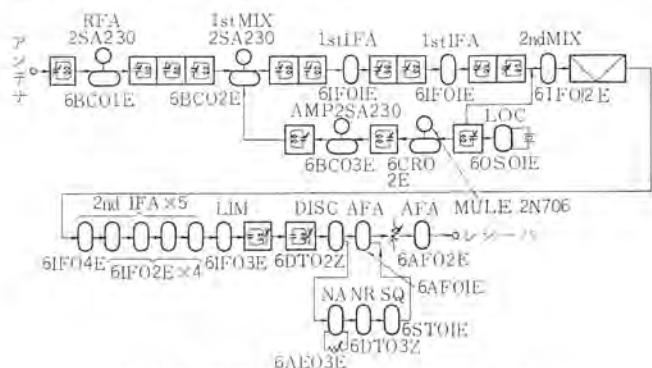


図 4.1 MT-2 受信部系統図
Fig. 4.1 MT-2 receiver block diagram.

4.1 受信部

4.1.1 高周波および第1混合段

高周波増幅(1段)および第1混合段には、雑音指数を低くするため ゲルマニウムトランジスタ を用い、バイアス回路のみ モレクトロン 化した。イメージ その他の スピアリス 感度を抑えるため高周波増幅段には 3 重同調回路を用いている。

同調回路は $10 \times 10 \times 13$ (mm) の寸法の、容量可変形の同調回路を使い、調整を便利にしている。通信機の性能を実現するためには、このような手段は避けられないものであって、超小形化に對しては現在のところ一つの障害となっている。

4.1.2 第1中間周波段

第1中間周波増幅段はモレクトロン 6IF01E と 2 重同調回路よりなる増幅器 2段で構成される。1 個の局部発振器より第1および第2局発周波数を取り出す方式を採用しているため、第1中間周波数はチャネル周波数により異なり、約 25 Mc である。第2イメージを抑えるため、高周波部と同様の構造の同調回路を使った二重同調回路を、第1混合段の負荷を含めて 3段使用している。1段当たりの電力利得は二重同調回路による損失を含めて約 8 dB、 $-20 \sim +50^\circ\text{C}$ の利得変動は 1 dB 以下である。

4.1.3 第2中間周波段

モレクトロン 6IF04E 1 個および 6IF02E 4 個により構成され、選択度はセラミックフィルタ で集中的に実現している。モレクトロン 1 個当たりの利得は 23 dB、 $-20 \sim +50^\circ\text{C}$ での利得変動は 1 dB 以下である。セラミックフィルタは中心周波数 455 kc、6 dB 低下 ± 10 kc 以上、60 dB 低下 ± 25 kc 以下の性能を持ち、寸法は $10 \times 10 \times 30$ (mm) という小形なものである。モレクトロン は電源デカッピング回路を内蔵し、多段接続に対し安定である。また負帰還回路を使っているので、歩留り、信頼度が高い。

4.1.4 音声増幅段

モレクトロン 2 個により構成される。初段のモレクトロン はエミッタオフロードで入力インピーダンス $30 \text{ k}\Omega$ 、後段のモレクトロン はインピーダンス

2 k Ω のマグネットックレシーバを負荷として、電圧利得 27 dB, -20 ~ +50°C における利得変動は 1 dB 以下である。

4.1.5 スケルチ回路

スケルチ回路はすべてモレクトロン化され、ノイズアンプ 6AF03E およびスケルチアンプ 6ST01E はともに 2 段回路を 1 個のモレクトロン内に収容している。

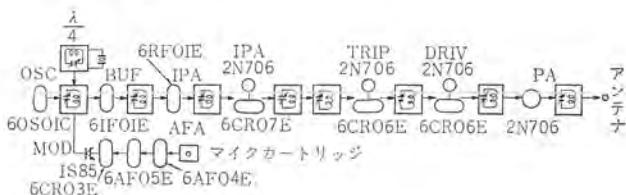


図 4.2 MT-2 送信部系統図
Fig. 4.2 MT-2 transmitter block diagram.



図 4.3 MT-2 送受信機内部
Fig. 4.3 MT-2 interior view.

4.2 送信部

4.2.1 通倍、電力増幅段

通倍段の 1 段前から後の回路は、シリコントランジスタ 2N706、バイアス用モレクトロン、および同調回路から構成される。同調回路はスプリアスの抑圧と最大電力の確保のために不可欠である。

4.2.2 発振変調段

バリキヤップを用いる可変周波発振器を、水晶で制御する FM 水晶発振器⁽¹⁾⁽²⁾で、同調回路、水晶、バリキヤップ、ツェナーダイオードを除きモレクトロン化されている。水晶振動子は直列共振を用い、これを $\lambda/4$ インピーダンス変成器で並列共振に変換し、可変周波発振器に疎に結合している。中心周波数は約 50 Mc で、直線的に $\pm 2\text{kc}$ 偏移され、安定度は -20 ~ +50°C において $\pm 3 \times 10^{-5}$ 程度までは可能である。

4.2.3 マイク増幅段

完全にモレクトロン化され、MT-2 では感度の低い小形マグネットックマイクを使っているので 6AF04E と 6AF05E の 2 段用いている。6AF04E は電圧利得 20 dB, 6AF05E は 30 dB で、-20 ~ +50°C における利得変動はともに 1 dB 以下である。

5. 構成

(1) 送受信機本体

送信部（マイクを含む）

受信部

プレストークスイッチ

音量調整器

スケルチ調整器（電源、スイッチ付き）

伸縮ロッドアンテナ

Ni-Cd 電池

充電用ソケット

図 5.1 MT-2 使用状態
Fig. 5.1 MT-2 in application.



図 5.2 MT-2 構成品
Fig. 5.2 All components of MT-2.

イヤホーンジャック

(2) マグネットック、イヤホーン (2 k Ω)

6. 主要性能

MT-2 の主要性能は次のとおりである。

6.1 一般

(1) 送受信周波数	146 ~ 162 Mc 間の 1 波
(2) 電波形式	F 3
(3) 通信方式	プレストーク方式
(4) 電源	Ni-Cd 電池, DC 12 V, プラス接地 225 mAh
(5) 連続使用時間	完全充電時送受 1 対 3 で 4 時間以上
(6) 使用温度範囲	-20 ~ +50°C
(7) 尺寸法	137 × 65 × 35 (実測値)
(8) 重量	360 g (実測値)

6.2 送信部

(1) 送信出力	0.1 W + 20 ~ 50% (実測値 -20 ~ +50°C で ±10%)
(2) 周波数偏差	±0.005% 以内 (実測値 ±0.002%)
(3) 変調方式	水晶制御発振方式
(4) 通倍数	3
(5) 最大周波数偏移	100% 変調に対し ±6 kc
(6) 変調ヒュミ率	1 kc 70% 変調の時 -20 dB 以下
(7) 変調周波数特性	0.3 ~ 3 kc で変化 6 dB 以内
(8) 占有帯域幅	30 kc 以下
(9) 不正フク射強度	1 mW 以下

6.3 受信部

(1) 受信方式	水晶制御 2 重スーパー・ヘテロダイブ方式
(2) 中間周波数	第 1 約 25 Mc, 第 2 455 kc
(3) 局発周波数偏差	±0.002% 以内
(4) バンド幅 (6 dB 低下)	±10 kc 以上
(5) 選択度 (60 dB 低下)	±25 kc 以下

- (6) 感度 20dB 雑音抑圧入力 60dB/ μ V 以下
 (7) 不正周波数感度比 -30 dB 以下
 (8) スケルチ感度 6 dB/ μ V 以下, 可変抵抗器により調整可能
 (9) ヒズミ率 1 kc 70% 変調で 2 mW 出力の時 -20 dB 以下
 (10) 周波数特性 0.3~3 kc で変化 6 dB 以内

6.4 実測特性例

MT-2 の試作機の特性例を図 6.1~6.8 に示す。

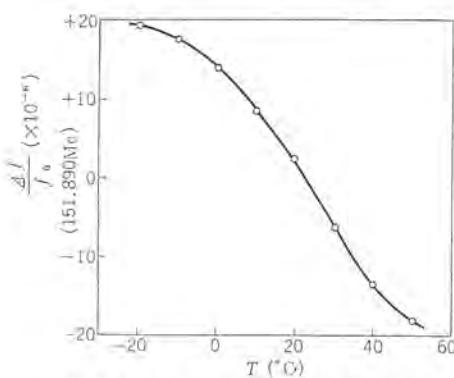


図 6.1 送信周波数安定度
Fig. 6.1 Transmitter frequency stability.

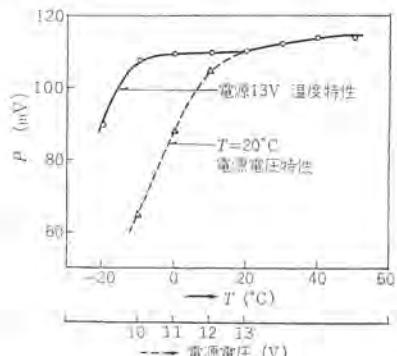


図 6.2 送信出力特性
Fig. 6.2 Transmitter power output.

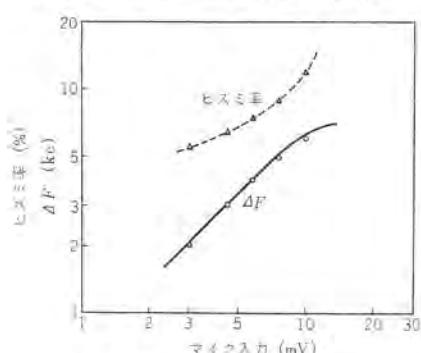


図 6.3 送信変調特性
Fig. 6.3 Transmitter modulation characteristics.

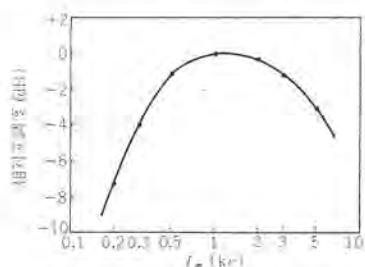


図 6.4 送信変調周波数特性
Fig. 6.4 Transmitter over-all frequency characteristic.

モレクトロン 携帯無線機 MT-2 形・黒田・小林・太田

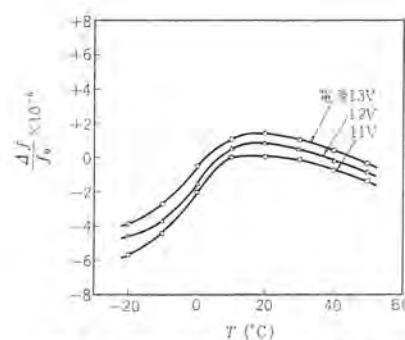


図 6.5 局発周波数安定度
Fig. 6.5 Local oscillator frequency stability.

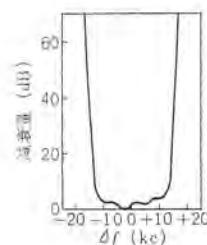


図 6.6 受信選択性
Fig. 6.6 Receiver selectivity.

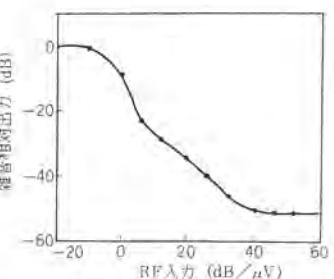


図 6.7 受信雑音抑圧特性
Fig. 6.7 Receiver noise quieting.

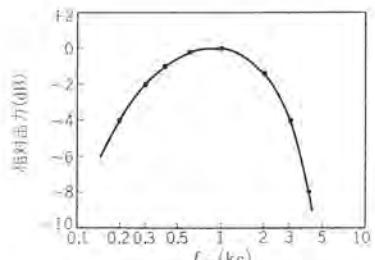


図 6.8 受信総合周波数特性
Fig. 6.8 Receiver over-all frequency characteristic.

7. むすび

以上通信機用 モレクトロン ならびにこれを応用した モレクトロン 携帯無線機について簡単に報告した。通信機用超小形回路はデジタル回路と異なり種々の問題を含み、固体ならびに薄膜 インテグレーテッド回路化が容易でない。信頼度と価格とを考慮しながらマイクロエレクトロニクスの進歩を取り入れて行くことが必要であろう。

この無線機の開発にあたり、モレクトロン製作を担当された当社北伊丹製作所、および無線機の試験調整に従事された当工場第一通信技術課の関係諸氏に深謝する次第である。

参考文献

- 小林・太田: 昭37電学連大 No. 1105
- 小林・太田: 昭37電気通信学会全国大会 No. 375

高温高圧多目的動水腐食試験設備

岸田公治*・阿部康宏*・簗田忠男*

近藤弘*・鈴木弘一*

橋本新三郎**

High Temperature Multi-purpose Dynamic Water Corrosion Test Facilities

Itami Works

Kōji KISHIDA・Yasuhiro ABE・Tadao MINOTA

Head Office

Hiroshi KONDŌ・Hirokazu SUZUKI

Shinzaburō HASHIMOTO

Dynamic corrosion characteristics of materials for use in light water type nuclear power reactors are an important problem in the study of the reactor engineering. For the purpose of looking into the above subject multi-purpose dynamic water corrosion test facilities have been brought to completion by Mitsubishi and delivered to the Science and Technical Agency, Metallic Material Research Institute. The most salient feature of the newly developed installation is versatile capability of realizing multiple mode of flow covering the subcooled (pressurized) water, saturated water, two phase flow, saturated steam and superheated steam by using a single loop.

In this article are described design philosophy problems met with in the course of manufacturing and results of test operation.

1. まえがき

原子炉用材料には、一般に高度の耐食性が要求されるが、とくに軽水炉の場合は、腐食性の激しい高温高圧水を減速冷却材として使用しているので、腐食に関する研究は原子炉工学上の重要な問題である。一方材料の腐食機構については、近年著しく研究が進められてきたが、その多様性のためにまだ解明されていない問題も多く、とりわけ高温水に対する特殊材料の腐食や、発熱面における腐食の研究は、原子炉設計に関連していっそうの研究が望まれている。

当社は、軽水炉に使用される材料の動的な腐食研究を目的とした、多目的腐食試験設備を開発し、これを科学技術庁金属材料技術研究所へ納入して、このたび試運転を完了したので、この設備の概要と設計製作上の問題点ならびに試運転結果などについて報告する。

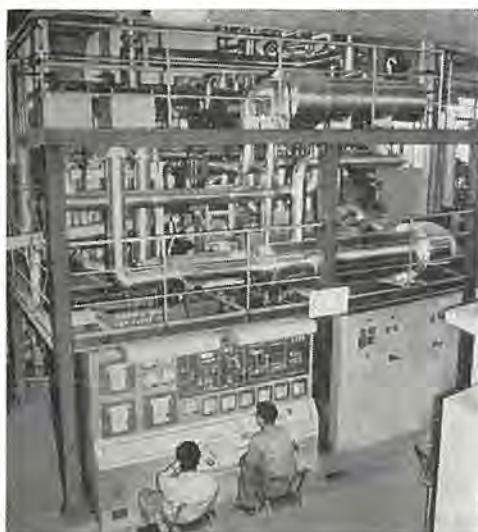


図 1.1 動水腐食試験設備外観
Fig. 1.1 Dynamic water corrosion test facilities.

この動水腐食試験設備は、簡単な切換操作によって、加圧水、飽和水、飽和蒸気、気水混合体および過熱蒸気の五つの流体条件を実現できる広い性能を有するもので、現在実用化段階に達した軽水炉から、将来の核過熱形原子炉の材料研究にも適合できるように工夫されており、諸外国にも例を見ないものである。

2. 設備の概要

2.1 基本性能

この設備の目的は、流動する流体中におかれた種々の材料の腐食特性を調べることであり、流体としては原子炉内と同等の、きわめて純度の高い水を使用して、これをさきに述べた加圧水から過熱蒸気にいたるいろいろの流体条件に変化させて、試験を行なうものである。すなわち設備は熱サイクルのループを形成しており、その一部にテストセクションが設けられていて、ここに腐食試験片を装荷する構造になっている。この試験片としては円筒内面試験片、円筒外面試験片および平板試験片などがあり、さらに表面に熱流束がある場合の腐食状況を研究するための発熱面試験片がある。この発熱面試験片は電気抵抗加熱方式であり、表面における熱流束を $0 \sim 10^8 \text{ kcal/m}^2\text{h}$ の範囲に変化させることができる。

表 2.1 および表 2.2 は、試験部における標準流体条件および試験片の主要目を示す。

なお、試験部を流れる水または蒸気の純度は腐食特性に大きな影響を及ぼすので、つねに $5 \times 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ 以上の電気抵抗に保たれており、1回の試験は1,000時間の連続運転を単位として設計されている。



図 2.1 平板試験片およびカートリッジ
Fig. 2.1 Plate type test specimens and the cartridges.

表 2.1 試験部条件

状態	圧力 kg/cm ² (a)	温度 °C	気水比 (%)	テスト チューブ 使用数	速 度 (m/s)	テスト チューブ 全流量 (kg/s)
加压水	100	300	—	4	7	1.94
飽和水	100	310	—	4	7	1.94
気水混合体	100	310	50	2	17	1.27
飽和蒸気	100	310	—	4	20	0.22
過熱蒸気	100	420	—	2	20	0.07

表 2.2 試験片の要目

種類	寸法 (mm)	流体通過 断面積 (mm ²)	腐食面積 (dm ²)	テストチューブ 1本に蒙て んできる数
円筒内面試験片	内径 8 厚さ 0.5 長さ 100	50.2	0.282	5
円筒外面試験片	外径 9 厚さ 0.5 長さ 100	49.4	0.251	5
平板試験片	幅 10 厚さ 1 長さ 100	100	0.2	20
発熱面試験片	幅 10 厚さ 1 長さ 200	100	0.4	1

2.2 設備の構成

前節に述べた基本性能を満足させるためには、ループ内において約 2.6×10^5 kcal/h (約 300 kW) の熱移動が必要であり、このヒートバランスを保ちながら、各種の運転条件を安定に維持するためには、この設備は図 2.2 のフローダイアグラムに示すような構成になっている。すなわち試験部はテストチューブ 4 本からなっており、この部分に所要の高温高圧流体を流す主循環系統と、この主循環系統の流体の純度を一定に保ち、系統内の体積変化に応じて給排水量を調節する純化給水系統から構成されており、さらにこれらの系統の運転を円滑に行なわせるための計測制御系統が設けられている。

(1) 主循環系統

主循環系統は閉ループを形成し、循環ポンプの点においては、つねにキャビテーションを生じないだけの十分なサブクール状態を維持し、吐出された高温水はプレヒータで飽和点に近い温度まで加熱されて、スチームジェネレータに送り込まれる。スチームジェネレータにおいては、飽和水または気水混合体運転の場合には、その液相側の出口を開いて飽和水を供給し、飽和蒸気または過熱蒸気運転の場合には、気相側の出口を開いて飽和蒸気を供給する。これらの出口はそれぞれ 4 個ずつ設けられていて 4 本のテストチューブに連結されるが、そのうちの 2 系列には途中にスーパーヒータが設けられていて、気水混合体運転の場合には、送り込まれる飽和水にさらに熱量を加えボイドを発生させて気水混合体とし、過熱蒸気運転の場合には、飽和蒸気を加熱し過熱蒸気としてテストチューブへ導く。スチームジェネレータは飽和水および飽和蒸気の発生を目的とするほかに、系統の圧力を一定に保持するための圧力自動制御系が設けられており、とくに加圧水運転の場合には、もっぱら加圧器としての作用を行なうことになる。

テストチューブ内に流入した流体は、内部に配列された試験片に沿って所要の流速で通過出し、コンデンサに導かれる。コンデンサにおいては、循環ポンプ出口から分流し、予冷熱交換器によって冷却された水が冷却媒体として供給されており、テストチューブからの流体はこれと熱交換および混合を行ない、蒸気は凝縮され、さらにサブクールの状態に達して再び循環ポンプの吸込側へもどる。

なお加圧水運転の場合は、循環水はプレヒータ出口から直接テストチューブへ流入する経路となり、またこの場合はコンデンサによるサブクールの必要ないので、予冷熱交換器は使用しない。

(2) 純化給水系統

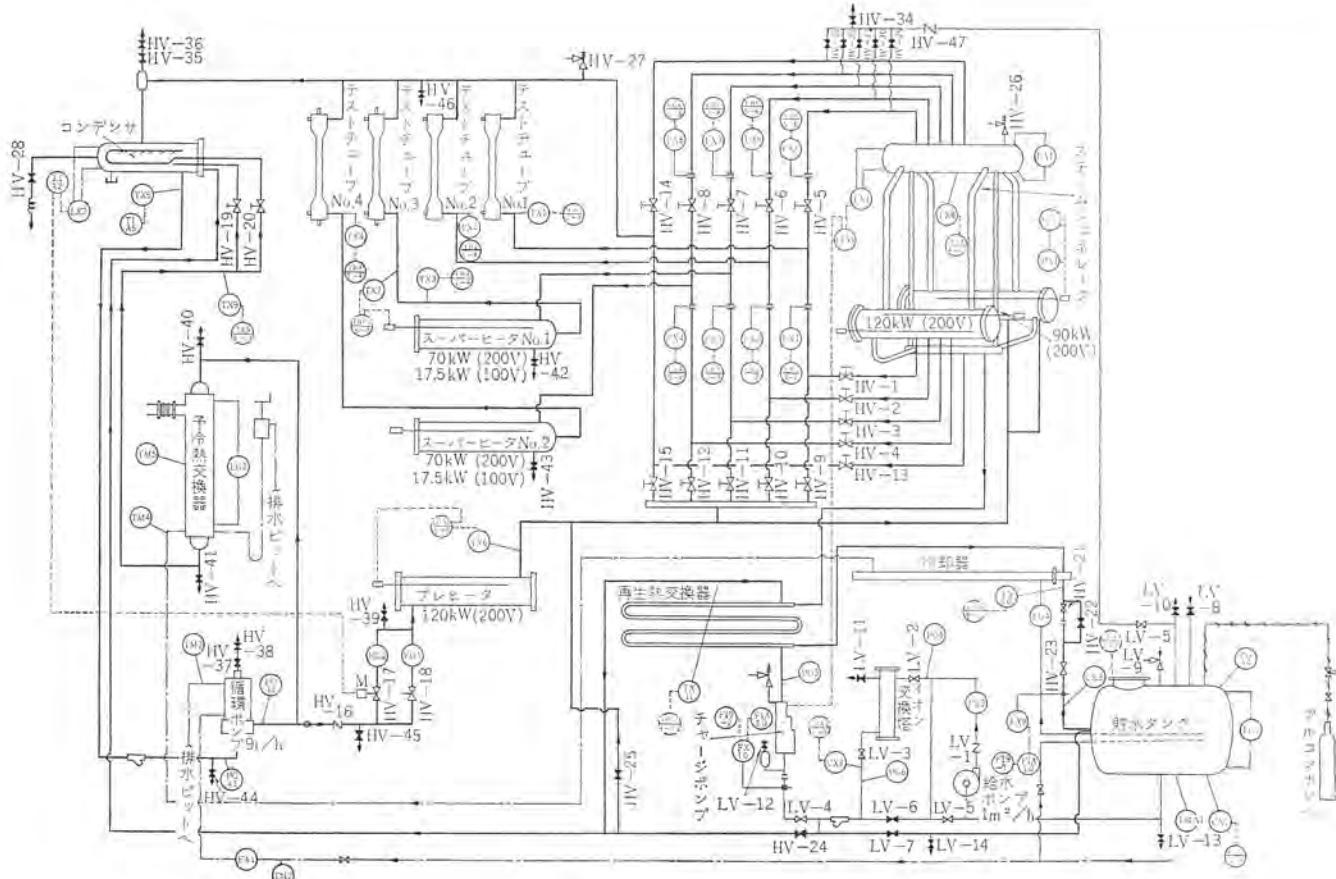


図 2.2 フローダイアグラム

Fig. 2.2 Flow diagram of dynamic water corrosion test facilities.

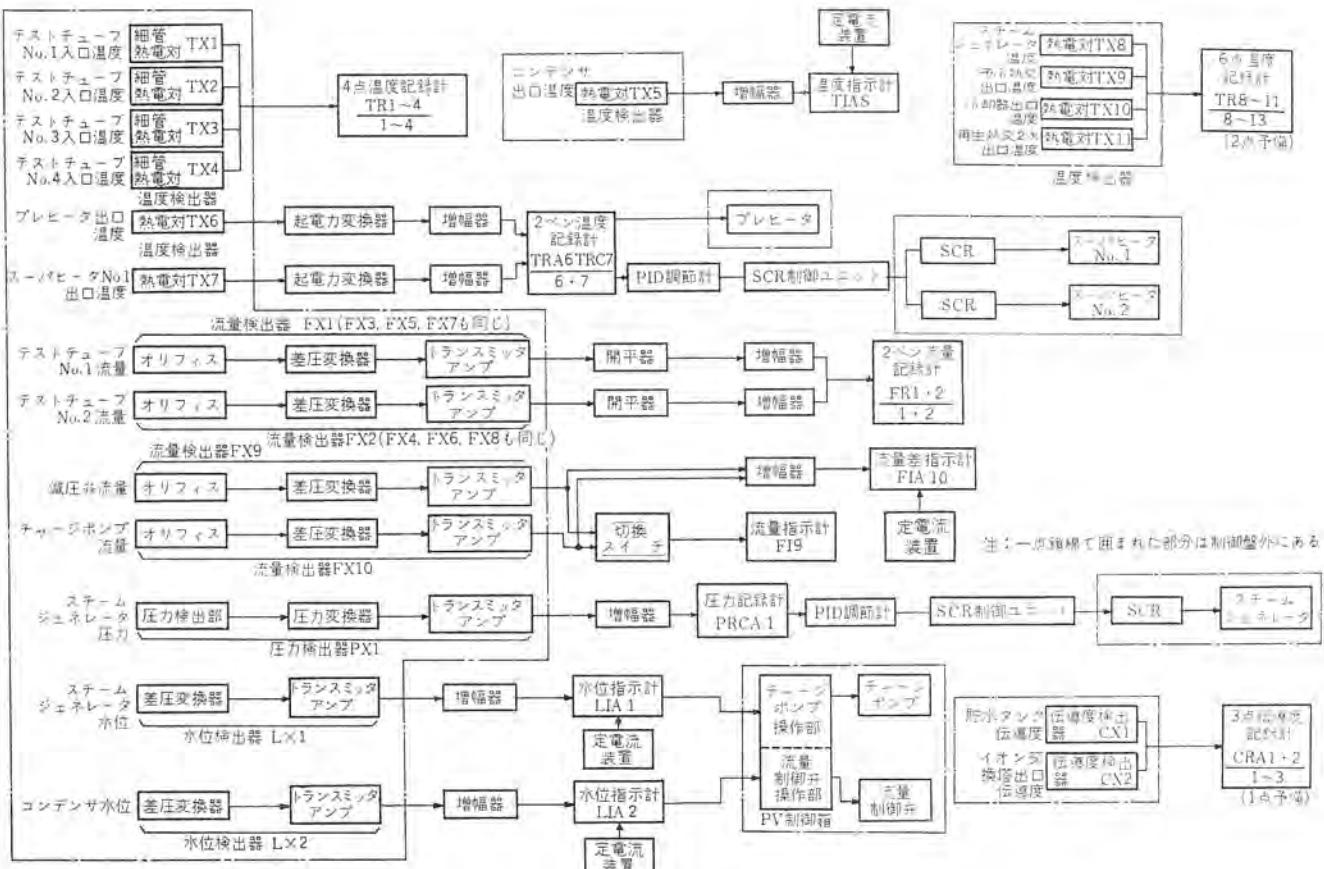


図 2.3 計測系 ブロック 線図

Fig. 2.3 Block diagram of instrumentation system.

純化給水系統は、主循環系統内滞留水の体積制御および水の純度を維持するための連続純化を目的とした系統であり、主循環系統の一部の水をつねにスチームジェネレータのドレンヘッダから流出させて、再生熱交換器および冷却器を通して冷却し、減圧装置によって大気圧近くまで減圧して貯水タンクに流出させる。これをレットダウンという。貯水タンク内には冷却管が設けられており、タンク内の水はさらに完全に冷却されてイオン交換樹脂塔に導かれ、純化されてのちチャージポンプによってふたたび主循環系統へチャージアップされる。定常運転時には、このチャージアップの流量はレットダウン流量と主循環系統のリーク量の和であるように調節され、主循環系統内の滞留水量が一定に保たれる。なお貯水タンク内は、つねに大気圧より高い不活性ガスのふんい気に保たれており、空気による水の汚染を防止している。

(3) 計測制御系統

腐食試験のデータとして必要な温度や流速（流量から算出）の測定・記録を行なうことはもちろん必要であるが、五つの異なる条件でループを安定に運転し、かつ安全性を確保するために、圧力、温度および水位などの自動制御系といろいろのインターロック回路が設けられている。

これらプロセス計測器類の配置は、図 2.1 のフローダイアグラムに示されており、各計測チャネルの代表的な構成は図 2.3 のブロック線図に示されている。

2.3 主要用

装置の主要目は次のとおりである。

形 式 電氣加熱式多目的高溫高壓動水腐食試驗裝置

設計壓力 高壓部最高使用壓力 $124\text{ kg}/\text{cm}^2(\text{g})$

低压部最高使用压力 4 kg/cm²(g)

最高温度 420°C

主循環系流量 最高 9 t/h

純化系流量 標準 35 kg/h

主要材料 高温高压部 SUS 43 相当ステンレス鋼

その他 SUS 27 相当 ステンレス 鋼

制御方式

所要電力 最大 約 400 kVA

所要冷却水量 最大 約 2t/h

装置外形寸法 幅 8.4 m, 奥行 4 m, 高さ 6 m

主要構成機器は次のとおりである。

主循環系統

テストチューブ	フランジ形	4 本
プレヒータ	120 kW, 内そうヒータ式	1 台
スチームジェネレータ	210 kW, 内そうヒータ式	1 台
スーパヒータ	70 kW, 内そうヒータ式	2 台
コンデンサ	0.8 t/h, スラ式	1 台
予冷熱交換器	2.8×10^5 kcal/h, 蒸発式	1 台
主循環ポンプ	9 t/h, キャンドモータ形	1 台
純化給水系統		
再生熱交換器	7×10^3 kcal/h	1 台
冷却器	2×10^3 kcal/h	1 台
減圧装置	35 kg/h	1 台
貯水タンク	1 m ³	1 台
イオン交換樹脂塔	50 kg/h, モノベッド式	1 基
チャージポンプ	50 kg/h, プランジャー式	1 台
給水ポンプ	1 m ³ /h, 単段遠心式	1 台

3. 設計上の問題

3.1 主循環系統

2.1 節に述べたように、この装置は多くの異なる条件で運転されるから、これらのすべての場合について安定な運転を維持できるように、系統設計上いろいろの考慮を払わなければならなかつた、またそれぞれの機器についても、運転条件の相違に対して、同一機器を二つ以上の異なる目的に使用しなければならないし、その動作範囲も大幅にシフトする場合があるので、これらの解決にも苦労をした点が少なくない。以下、これらの設計上とくに考慮された 2, 3 の問題について述べる。

(1) 系統の設計

一つの基本的な問題は、この設備を加圧水・飽和水のような液相で運転する場合と飽和蒸気・過熱蒸気のような気相で運転をする場合の相違である。たとえば気相運転の場合は、いわゆるコンデンサが必要であるが、液相運転の場合はこれを水対水の熱交換器として使用しなければならないし、また循環流量にも数十倍のひらきがある。一方高圧系統は閉ループを形成しているから、気相運転ではループ内に 2 個所の水面が存在するのに対して、液相運転では 1 個所になり、これは制御の面からも複雑な問題を提起する。

気相運転だけを考えるならば、強制的にコンデンセイションを行なう方法を取らざるを得ないが、損失によるエンタルピ減少のみを補充することによって、蒸気のまま循環を行なう方式も考えられるが、この場合はまず腐食生成物による循環水の純度の低下を防止する方策がないという問題と、液相運転に際して機器類を共用することが困難であるという理由によって、気相の場合も液相にまでもどす方式とした。

加圧水運転の場合は蒸気を発生させる必要がないのでスチームジェネレータを加圧器として使用する。すなわち循環水はスチームジェネレータをバイパスして流れるようにし、循環水の温度を圧力に無関係に決められるようにしてある。飽和水運転の場合は、いかなる圧力においてもそれに相当する飽和水が得られるように、スチームジェネレータの液相側から飽和水を取り出すようにしてあり、この場合、スチームジェネレータは飽和水の生成と加圧器の役目を兼ねていることになる。なおこの場合は、スチームジェネレータを出た飽和水は、バルブおよび流量計を通ってテストチューブへ導かれるが、この間はとくに圧力損失を少なくして、各部にキャビテーションが発生しないように注意が払われている。

気水混合体運転の場合は、スチームジェネレータから飽和水を供給し、これをスパヒータに導いてここであらかじめ定められた熱量を投入し、飽和水の一部を沸騰させて気水混合体とする。すなわちこの場合、スパヒータは過熱器として動作しているのではなくて、ボイド発生器としての役割をしている。この気水混合体の流量を測定することは困難であるから、流量は飽和水の状態で測定し、これと加熱器により与えられた正味熱量から気水比を算出して、試験片周囲の流速を求めるようにした。

過熱蒸気運転の場合は、飽和蒸気をスパヒータで過熱するが、この場合は気水混合体発生時よりスパヒータのヒータ電圧を下げ、熱流束を低くしてヒータの中心温度の上昇をきたさないようにしてある。

テストチューブから流出した蒸気は、凝縮されて主循環ポンプへ導かれるが、ポンプのキャビテーションを防止するために約 10°C のサブ



図 3.1 予冷熱交換器
Fig. 3.1 Precooling heat exchanger.



図 3.2 コンデンサ
Fig. 3.2 Condenser.

クールを与えなければならない。この目的を達成するためにいろいろな方法を検討したが、その結果もっともフレキシビリティがあり、調整範囲も広くとれる予冷熱交換器とコンデンサの組合せ方式を採用することにした。予冷熱交換器は、ループ内でもっとも温度の低い主循環ポンプ出口側の水を一部バイパスさせ、これを水道水と熱交換させて温度を下げるための熱交換器であり、二次側の水道水を蒸発させることによって大量の熱除去を行なうものである。一次側の出口はコンデンサに導かれ、テストチューブから流れ込んでくる流体は、この低温の水と熱交換および混合を行なって所要のサブクールが与えられる。コンデンサの内部では低温水をスプレイするようになっており、このスプレイ流量の調節や予冷熱交換器の二次側水位の調整によって、凝縮量やサブクールの量を広範囲に調整することができる。すなわちこのようにして、蒸気や飽和水など状態の異なるいろいろの流体に対して安定な熱交換を行なわせることに成功した。なお冷却は 2 段に行なわれることになるので、熱応力の問題も解消され、蒸発の潜熱を利用することによって冷却水量を少なくし、機器を小型化することができた。

(2) 機器の設計

ヒートタービン、スチームジェネレータおよびスパヒータは円筒形圧力容器の端面からヒータをそう入した構造であり、圧力容器ドウには SUS 43 相当の安定化ステンレス鋼遠心力铸造管を使用した。ヒータの取り付けられているフタ板は、高張力鋼 (SA-302-B) を使用し、内面の接水部には SUS 43 相当のステンレス鋼を溶接肉盛りする方法を採用した。またヒートタービンの場合は流体の流入口ノズルは温度差による熱応力が問題になるので、サーマルスリーブを設けた二重構造として熱応力を小さく押えるようにしてある。スチームジェネレータは図 3.3 に示すように、ヒートタービンと同様のヒータドラム 2 本と蒸気ドラム 1 本をアライザチューブおよびダウンカマチューブで結合したものであり、形式としてはいささか古いものであるが、この装置の多目的性に適合する面が多いのでこれを採用した。スパヒータは

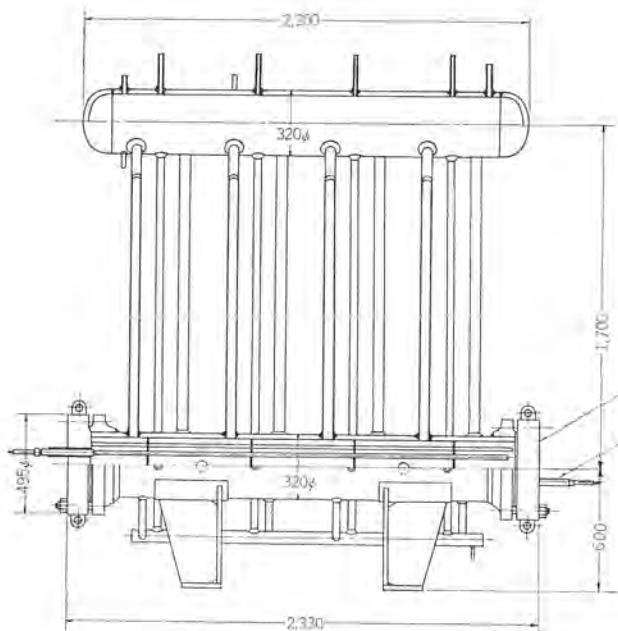


図 3.3 スチームジェネレータ

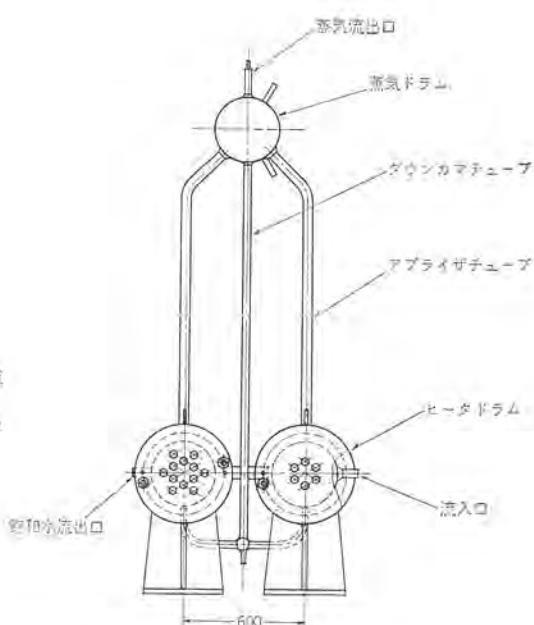


Fig. 3.3 Steam generator.

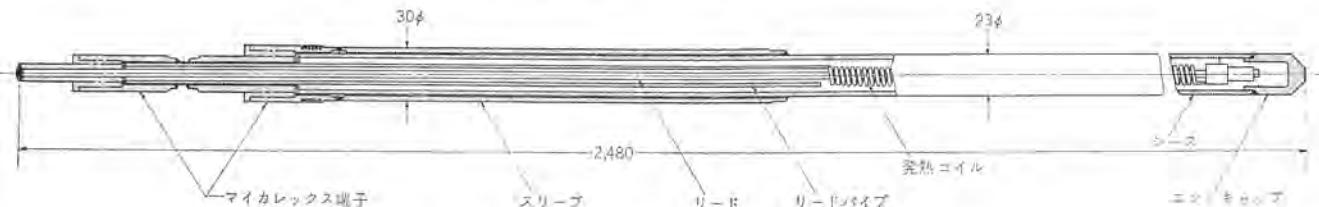


図 3.4 シースヒータ

Fig. 3.4 Sheath heater.

過熱蒸気の生成を目的とするほか、気水混合体の発生にも使用されるから、これらの機能に適合するように内部は二重構造になっている。

プレヒータ、スチームジェネレータおよびスーパヒータにはその熱源として耐圧高出力のシースヒータが使用されており、装置全体では 470 kW のヒータがそう入されている。これらのヒータは装置の生命ともいいくべきものであり、とくに信頼度、安全性および耐食性の面で、従来のシースヒータには条件を満足するものがなかったので、今回の腐食試験装置の製作と並行して、新しく開発を行なったものである。このヒータは 1 要素 5 kW の片口端子形であり、シースには SUS 43 ステンレス鋼管を用い、端子には高温に耐え機械的強度も高いマイカレックス絶縁体を用いて、万一シースが破壊した場合にも、高温高圧水が外部に噴出することのないように考慮されている。図 3.4 にこのヒータの構造を示す。

3.2 純化給水系統

この設備の運転中は腐食試験片ばかりでなく、各機器や配管の内面も高温高圧水または蒸気にさらされるので、外部から不純物がはいらないように、ループ内接液部の腐食によって高温水の純度は低下する。したがって主循環系統で不純物濃度が最も高くなると予想されるスチームジェネレータ底部からレットダウンを行ない、これを純化系に導くようにした。一方主循環系統からのリーキーを補うために貯水タンクには純水が貯えられていて、リーキー量に見合う量をつねに補給するわけであるが、装置を簡単化するためにこの部分を純化系と共にした。すなわちレットダウンされた水は貯水タンク内で補給水と混合し、イオン交換塔を通して、チャージポンプにより主循環系統へチャージアップされる。リーキー量は運転状態によ

って変化するから、チャージポンプには可変速度形のモータを使用し、リーキー量に応じてチャージアップ量を加減するようになっている。

レットダウン流量は、主循環系統内接水面積とその腐食率から決定したが、この装置には多数のシースヒータが用いられているためにこの接水面積がかなり大きく、レットダウン流量はかなり大きく選ぶ必要があった。またイオン交換樹脂量は 1,000 時間の連続運転中再生を必要としないことを規準にして決定した。

レットダウンに際しての冷却と、チャージアップの途上における再加熱とは、再生熱交換器の採用によってできるだけ熱損失を少なくするようにはかられている。再生熱交換器は二重管式の対向流形で、レットダウンされる水は内管を流れ、出口において約 50°C に冷却され、チャージアップされる水は外管を流れて、約 250°C まで温度上昇する。冷却器はシェルアンドチューブ形熱交換器で、再生熱交換器から流出する水をさらに冷却するのに用いられるが、とくに起動の際は主循環系統の水の膨張分を大量に抜く必要があり、チャージポンプは停止しておくので、再生熱交換器は機能を失ない、レットダウンする水は主として冷却器によって冷却される。減圧装置はレットダウンを行なう場合の重要な機器の一つで、いろいろ検討の結果、フィルタとフローノズルを組み合わせた機構とした。フィルタにはステンレス鋼焼結合金製のミクロフィルタを使用し、フローノズルは直径 0.2 mm のものを用いて圧力 100 kg/cm² から約 3 kg/cm² まで減圧することに成功した。このレットダウンの標準流量は 35 kg/h であるが、減圧装置と直列に設けられたニードルバルブによって、その前後の適当な範囲に調節することが可能である。

3.3 計測制御系統

ループにおける測定点は、次の二つの目的に沿って決定された。

第1は腐食試験のデータとして必要な量で、テストチューブにおける温度と流量(流速)であり、これらは4本のテストチューブのそれについて記録されるようにした。第2は装置の運転状態を監視し、起動停止を円滑に行ない、定常運転状態においては安定な運転を確保するための計装であり、重要なプロセス量に対しては自動制御系を設けるとともに、起動停止に際しての誤操作を防止するためのインターロック回路を完備させた。なお安全性に関してはとくに注意が払われており、たとえば安全弁の放出やヒータの焼損は独立した2個の計器が同時に故障しない限り発生する可能性はなく、確率的にみてほとんど起りえないことである。

自動制御系の設計に際しては、まず運転中に外乱がはいった場合に、ループ内にどのような現象が生ずるかを解析した。おもな外乱としては次のようなものが考えられる。

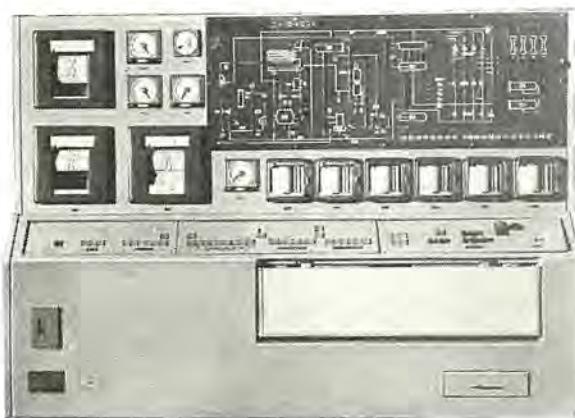


図 3.5 制御盤
Fig. 3.5 Control board.

表 3.1 安全系統の動作条件

動作	プロセスの状態	検出計器	ランプ表示文字	備考
ト	循環ポンプ停止		P-STOP	
ト	ポンプ入口高溫	TIA 5	Pi, Hi-T	
リ	ポンプ入口低圧力	PGA 1	Pi, Lo-P	
ク	系統高圧力	PGA 2	Sys, Hi-P	
ク	スチームジェネレータ低水位	{ LIA 1 LA 1	SG, Lo-L	
ブ	コンデンサ低水位	LIA 2	CR, Lo-L	
ブ	スチームジェネレータ高水位	LA 1	SG, Hi-L	
	冷却水断水	FA 1	No-W-Sup	
	系統圧力上昇	PRA 1	Sys, Hi-P	スチームジェネレータ 30kW がショートされてのちのデータリップ
デ	ポンプ入口温度上昇	TIA 5	Pi, Hi-T	
イ	チャージアップ・レットダウン流量差大	EIA 10	Hi-△G	
レ	スチームジェネレータ圧力下降	PRCA 1	SG, Lo-P	
ト	スチームジェネレータ水位上昇	LIA 1	SG, Hi-L	チャージポンプ自動運転の場合は動作しない
リ	スチームジェネレータ水位下降	LIA 1	SG, Lo-L	"
ク	コンデンサ水位上昇	LIA 2	CR, Hi-L	
ブ	コンデンサ水位下降	LIA 2	CR, Lo-L	
	流量制御弁開度小		FCV, Min	
	流量制御弁開度大		FCV, Max	
ア	貯水タンク高温	TMA 1	ST, Hi-T	チャージポンプ停止
ラ	貯水タンク高圧	PGA 4	ST, Hi-P	
ト	循環水高伝導度	{ CRA 2 CRA 3	H ₂ O, Hi-C	
ム	シリコン制御整流器故障		SCR	

- (a) 電源電圧変動によるヒータの出力変化
- (b) 水位変動による予冷熱交換器の除熱量の変化
- (c) 主循環流量の変動
- (d) レットダウンおよびチャージアップの流量差の増大
- (e) 主循環系統のリーク率の変動
- (f) 二次冷却水の断水

これらの外乱は五つの異なる運転条件に対して、それぞれ異なる現象を生ずるが、たとえば系統の圧力変化、スチームジェネレータ内の水位の変動あるいはコンデンサ出口温度の上昇などは、系統の安定運転に支障をきたすものであり、放置すれば事故を引き起こす可能性がある。このほかわずかな外乱によっても、テストチューブ内の温度や流速がかなり大幅に変化することもわかったので、いろいろ検討の結果次のような自動制御系統を設けることにした。

- (1) スチームジェネレータの圧力を検出し、SCR(シリコン制御整流器)によってそのヒータ入力を制御する。(連続制御)
- (2) スーパヒータの出口温度を検出し、SCRによってそのヒータ入力を制御する。(連続制御)
- (3) スチームジェネレータの水位を検出し、チャージポンプのモータ速度を制御する。(2速度オンオフ)
- (4) コンデンサの水位を検出し、流量制御弁の開度を制御する。(2位置制御)
- (5) 加圧水運転の場合は、プレヒータの出口温度を検出し、そのヒータ入力の一部を開閉制御する。(オンオフ制御)

以上の5組の自動制御系によって、ループは安定に運転されるが、予想外の現象や非常に大きな外乱の生じた場合に対処して、アラームおよびトリップ信号が発生する。これらの発生条件は表3.1に示されており、それぞれ次のような動作が起こる。

- a. トリップ: ブザーが鳴り、ヒータがシャットダウンされ、ポンプも停止する。
- b. ディレーテリップ: ブザーが鳴り、ある時間を経過しても正常に復帰しない場合にはトリップが起こる。
- c. アラーム: ブザーが鳴る。
- すべての場合にその原因を示す表示灯が点灯し、トリップを生じてのちも、その第1原因の表示灯だけが点灯し続ける。

4. 製作上の問題

この装置は第1種および第2種圧力容器に該当するので、材料、溶接および水圧試験などについて法規に定められた試験および作業を行なう必要があること、また内部に高純度の水を保持するものであるから、部品の洗浄や汚染に関してとくに管理を必要とすることなどによって、機器の製作に際してはとくに注意を払わなければならない問題が多かった。

4.1 溶接

(1) ヒータの溶接

ヒータは図3.4に示すようにステンレス鋼管内に発熱線と絶縁材を入れてスエイジングを行ない、一端にエンドキャップ、他端にスリーブと端子を溶接して作られる。ヒータは高温高圧水にさらされるので、この溶接はいっさいピンホールやクラックがないまったく健全な溶接であることが要求される一方、端子の溶接に際してマイクロラップ部分の温度を規定値以下に保つ必要があるので、溶接技術上非常にむずかしい問題であった。そこでモデルを作つて溶接による温度分布を求め、必要最少限度の寸法や溶接時の冷却方法などを研究してヒータの最終構造を決定した。またヒータはできるだ

け小さなピッチで各機器のフタ板に取り付けなければならないので、ミクロトーチを用い、モデルによる実験を行なって、溶接可能な最少ピッチを決定した。なお溶接はすべてTIGで行なった。

(2) 圧力容器の溶接

フレヒータやスチームジェネレータの圧力容器はすべてステンレス鋼であり、溶接による収縮が大きいので、各部のヒズミ量を測定し、あらかじめ部品を大きく作っておいて溶接することにより、規定寸法に合わせる方法をとった。たとえばスチームジェネレータの蒸気ドラムは、図3.3に見られるように多数のアラライザおよびダウンカマチューブが溶接され、さらに両端に鏡板が溶接されるので、部品の全長を15mm大きく製作し、溶接後、規定寸法2,200mmに対して2,201.5mmにおさめることができた。胴部と鏡板の溶接については、溶接後洗浄を行なうことが困難であるので、それぞれ洗浄を行なったものをアルゴンバッキング法によって溶接した。なお胴部と鏡板の突合せ溶接にはすべてウエルディングインサートを使用し、溶接後浸透探傷検査およびX線検査を行ない、すべてJIS-1級に合格することを確認した。

フランジおよびフタ板は高温強度の高いSA-302B鋼を使用し、接水部にSUS43相当のステンレス鋼溶接肉盛りによるライニングを行なったが、この場合、ライニングのダイリューションを抑えるために2層に分けて肉盛りを行ない、肉盛り後は浸透探傷検査および超音波探傷検査によって欠陥のないことを確認した。

(3) 予冷熱交換器

予冷熱交換器の下部管板は二重構成であり、一次の高温高圧水側は溶接接合、二次の冷却水側はエキスパンダによる接合である。また上部管板は一重であり、溶接接合である。これら冷却管および管板には内圧による応力および熱応力が作用するほか、クレビスコレージョンおよびストレスコレージョンの危険性が存在する。そこでこれに対する対策として、冷却管および管板はその表面にニッケルメッキ(カニゼンメッキ)を施すことにした。また冷却管と管板の接合についてはいろいろの試験片を作り、拡管率、取付強度、メッキ層のハク離の問題などを調べ、顕微鏡写真による組織検査を行なって、熱処理、エキスパンダおよび溶接などの諸条件を決定した。

4.2 熱処理

主要機器については溶接後応力除去の焼鈍を行なったが、ステンレス鋼やステンレス鋼肉盛材の熱処理については、クロムカーバイドの析出や、カーボンマイグレーションなどの問題があるので、試験片による熱処理効果の実験的研究を行ない、その部分部分について適当な熱処理条件を決定した。また熱処理後洗浄のできない部分については、高純度の不活性ガス(アーバンガス)中で熱処理を行なった。

4.3 機器の組立

各機器は第1種および第2種圧力容器の法規に従って、高圧部の機器については165kg/cm²(g)、低圧部の機器については9kg/cm²(g)の水圧試験を実施した。高圧部の機器のフランジ接続部にはステンレスアスペクトワンド形のガスケットを使用したが、最初のうちは水圧試験に際して、この部分からのリークがひん発し対策に苦慮した。原因是この種のガスケットの締め付けに関するデータが不足していたことであり、ガスケットメーカーとも相談の上、いろいろの実験を行なって改良を加え、完全にリークを押えることに成功した。なお水圧試験には純水を使用し、試験後は各部品を炉に入れて乾燥し、汚染を極力防止するように考慮した。

そのほか組立に際しては、発熱面試験片の通電試験やコンデンサのスフレ特性の試験なども実施した。

4.4 現地据付

設備はできるだけコンパクトに設計することを主眼としたので、現地への機器の搬入据付は計画的に順序よく行なう必要があった。現地における溶接個所は全部で170個所であり、機器の搬入に従って、順次溶接および溶接部の検査を進めていった。

170の溶接個所のうち約100個所は突合せ溶接であり、この部分については全数X線検査を行なった。

据付組立を完了した時点において、ループ内に純水を入れ、総合的な水圧試験と最終洗浄を行なったが、各機器および部品類の工場における洗浄とその後の管理が良好であったため、系内の水の純度は最初から $4 \times 10^6 \Omega\text{-cm}$ を維持することができて、ほとんど再洗浄の必要性は認められなかった。

5. 試運転結果

試運転は各機器の特性、ループの安定性および制御系の動作を確認し、いろいろのデータを取るために次の4段階に分けて行なった。

- (a) 常温試験……各機器の動作確認、計測制御系のチェック
- (b) 中温試験……温度上昇過程における特性測定
- (c) 高温試験……標準運転条件における性能試験
- (d) 連続運転試験……長時間運転に対する持続性の確認

以上のうち、常温試験と中温試験は保温前に行ない、各部の動作状況を詳細に調べてから保温工事を施行して高温試験および連続運転試験に移った。

試験結果を要約すると次のとおりである。

(1) 起動

貯水タンクから主循環系統への給水はガス圧を利用してるのが最も便利であり、所要時間は約40分である。満水後は主循環ポンプを駆動し、加圧水運転の経路に水を流し、ヒータを投入すれば約1時間で系統圧力は100kg/cm²(a)に達し、3時間後には循環水の温度を300°Cに上昇させることができる。

(2) 加圧水運転

起動に引き続いて圧力および温度の自動制御を行なえばよく、試運転結果では、圧力は $100 \pm 1 \text{ kg/cm}^2$ (a)、温度は $300 \pm 3^\circ\text{C}$ 以内の変動に押えることができた。

(3) 飽和水運転

加圧水運転の経路を飽和水の経路に切り換える、同時に予冷熱交換器を働かせて主循環ポンプに流入する高温水にサブクールを与えるればよい。この操作は容易であり、飽和水の温度は $310 \pm 2^\circ\text{C}$ 以内に制御することができた。

(4) 気水混合体運転

飽和水の運転状態においてスーパヒータを投入すれば、コンデンサに蒸気領域が現われ、気水混合体が流入してくることがわかる。気水混合状態を直接確認することはできないが、温度や圧力の変動も小さく問題はない。

(5) 飽和蒸気運転

スーパヒータおよびスチームジェネレータのヒータ投入量を増加させながら、経路を蒸気側に切り換える。この操作を行なう運転状態を安定させるには約4時間要したが、圧力、温度および流量などの変動は少なく良好な結果が得られた。

(6) 過熱蒸気運転

飽和蒸気運転においてスーパヒータを動作させると過熱蒸気運転に移行するが、最高の過熱温度である420°Cに到達するには約

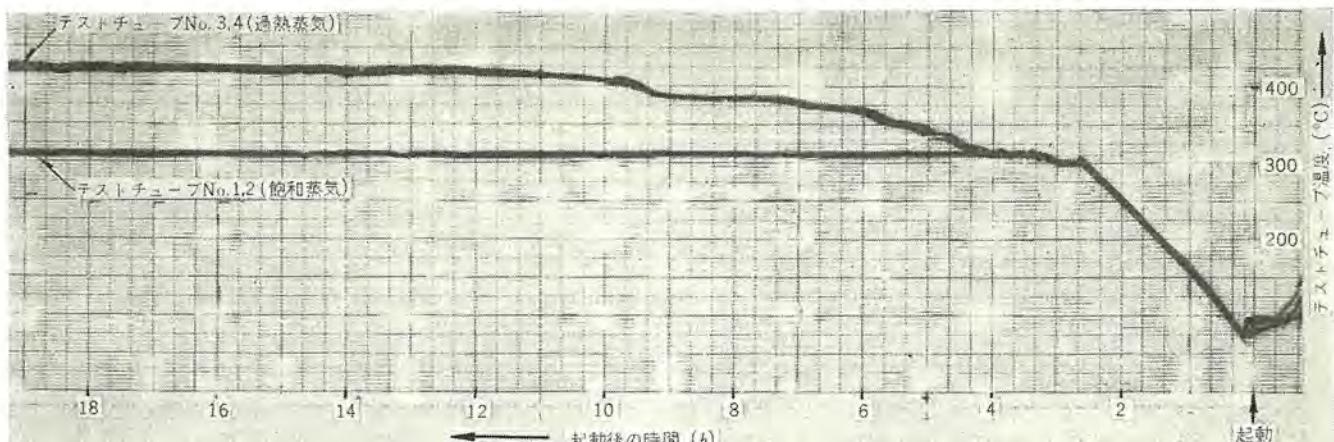


図 5.1 テストチューブ 温度上昇特性

Fig. 5.1 Recorder chart of test tube flow temperature rise.

10 時間を要した。規定の過熱度に達すると スーパーヒータの自動制御系を動作させることによって、過熱蒸気の温度は $420 \pm 4^{\circ}\text{C}$ の範囲に維持することが可能であった。図 5.1 は飽和蒸気運転において スーパーヒータを投入し、2 本の テストチューブに過熱蒸気を供給した場合の温度上昇の模様を示すものである。

(7) 停 止

装置の運転を停止する場合は、強制冷却による方法と自然放冷による方法の 2 種類がある。前者の方法によるときは熱応力の発生を許容限界内に押える必要があるから、最大の温度降下速度が $3^{\circ}\text{C}/\text{min}$ を越えないようにして、約 3 時間で 100°C まで温度を下げることに成功した。後者の自然放冷によるときは 150°C まで冷却するのに約 16 時間を必要とした。

(8) 2 条件運転

飽和水と気水混合体、あるいは飽和蒸気と過熱蒸気のように、二つの異なる流体を同時に テストチューブに供給して、テストチューブごとに別個の腐食試験を行なうことも可能であり、これを実証するための実験を行なって、まったく問題のないことを確認した。図 5.1 はこの一例である。

6. む す び

動水腐食試験設備の第 1 目的は、原子炉用材料の腐食特性に関

する研究であるが、設計製作という立場からはこの設備は 1 種の熱サイクルの ループであり、いろいろの流体条件に対して安定な運転を維持することができて、かつ効率のよい安全な設備とすることが中心課題である。

いわゆる腐食試験 ループは今までにもいくつか建設されているが、今回の設備のように加圧水から過熱蒸気にいたる五つの異なる流体条件を 1 台の設備で実現できるものは諸外国にも例がなく、この設備の完成は、今後の腐食試験 ループあるいは熱 ループなどのあり方に対して大きな意義をもつものと考える。もちろん単能機は単能機としての特長があるが、簡単な切換操作によって任意の流体を発生させることのできる多目的形は、その利用率と経済性の面においてきわめて大きな利点を有するものである。

当社としても単能機については、2,3 の製作経験があるが、このような多目的形についてはまったくはじめての試みであり、設計製作の進行に伴って、最初は予期もしなかったような問題に遭遇し苦慮した点も少なくはないが、このたび試験運転を完了し、予期の性能を発揮できることが確認されたので、とりあえずその概況を報告し、ご批判、ご示唆を賜れば幸いであると考える。

終わりにあたって、この設備の設計製作に際し、終始ご指導ご援助を賜わった金属材料技術研究所の各位に対し、深謝の意を表する。

高速スイッチ用SCR

清水潤治*・中田仗祐**・蒲生 浩**

Fast Switching SCR

Central Research Laboratory

Junji SHIMIZU

Kita-Itami Works

Jōsuke NAKATA・Hiroshi GAMŌ

Recent application of SCR to a high frequency region such as to pulse modulation and ultrasonic generators has come to need improvement on SCR to have fast switching characteristics. The essentials of a fast switching SCR consist in a large value of dv/dt as well as a small turn-off time. An effective means of reducing the turn-off time is to cover the lifetime of a crystal. This, however, increases the forward drop, turn-on time and gate-firing current. To minimize such undesirable effects calls for giving an optimum value to the parameters such as a basic width and surface concentration. The fast switching SCR of recent development, rated 20 A 400 V, has a turn-off time of 6 μs or less with the same gate firing current as the conventional one, the typical dv/dt being 100 V/ μs .

1. まえがき

シリコン制御整流素子(SCR)は、固体サイラトロンと呼ばれるよう、その動作特性は3極放電管に類似しているが、それに比較して、小形軽量、ヒュームメント電源が不要、順電圧降下が小さい長寿、命であるなどという特長以外に、スイッチング時間が短いというすぐれた特性をもっている。したがって従来の3極放電管にとって代わるばかりでなく、一方では放電管の進出が不可能であった高い周波数領域においても、新しい応用分野が開拓されつつある。

この例として高周波高出力インバータの実用化の分野がある。高変換効率高周波インバータの実用化は、SCRの出現によってはじめて可能になったといつても過言ではない。しかし現在まで、もっぱら商用周波における電力変換素子として開発されてきたSCRにとっては、高周波インバータはそのままではまったくかってのちがった新しい分野である。すなわちそこではSCRの過渡的特性が問題になり、特定のスイッチング時間をもつことが必要とされるからである。したがってインバータ用素子に用いられるSCRは、それらの特性から当然制限されてくる。

現在では十数 μs のターンオフ時間をもち、インバータ用素子として適した特性をもつ素子が選択され使用されている。しかし最近20~30kcの超音波領域の周波数発振を、SCRで行なう試みがなされた結果⁽¹⁾⁽²⁾十分実用化されることが認められ、そのため、これに用いるSCRとして数 μs のターンオフ時間をもつ素子が要求されはじめた。これはいわゆるインバータ形SCRといわれるものより、さらに短いターンオフ時間を持つものであるが、通常の高耐圧高能率SCRからこのような短いターンオフ時間をもつ高周波素子を選び出すことは、SCRの特性からまず不可能に近い。したがってスイッチング時間の短いこのような用途に適した特性をもつ特別のSCRの出現が望まれていたもので、きわめて最近アメリカでもパルス変調用SCRとして製作されはじめている。

当社においても、周波数20~30kcの超音波領域においても発振可能なターンオフ時間数 μs 、耐圧400V、電流容量20A級のSCRの開発に成功し、すでに超音波発振用素子として良好な結果を収めたので、そのすぐれた諸特性を紹介し、使用上の資料に供したいと思う。

2. 高周波インバータ用SCRに必要な特性

SCRをスイッチ素子とする高周波高出力インバータの実用化は、二つの方面から検討されている。一つは、SCRの特性を有効に用いる回路の選択⁽³⁾⁽⁴⁾あるいは開発であり、他の一つは、高周波高出力を得るに適した新素子の開発である。その理由は、高周波インバータが要求する素子特性は相互の間にSCR本来の性質上相反する要因を含むものが多く、通常のSCRはインバータ用素子としては不適当な要素をもっているからである。ここでは高周波インバータの回路素子として必要な諸特性について検討したい。まず高周波高出力インバータに使用されるに必要な特性は

- (1) 短いターンオフ時間。
- (2) 順電圧立上り率 dV_F/dt により順阻止電圧 V_{B0} が低下しない。
- (3) 発生損失、とくにスイッチング損失が小さい。

2.1 ターンオフ時間

SCRのターンオフ時間は、順方向電流が遮断されてからふたたび順方向阻止能力を回復するのに必要な時間として定義される。SCRがインバータその他のスイッチ素子として使用されるときは必ず阻止状態と導通状態が交互に繰り返される。この移行には時間が必要であって、阻止状態のSCRのゲートに信号が加えられてから導通状態に入る時間をターンオン時間といい、導通状態から阻止状態に移行するのに要する時間をターンオフ時間という。

図2.1にはこの基本になるスイッチ過程を示している。通常は

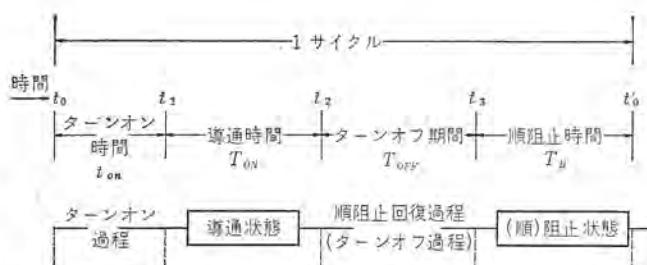


図2.1 SCRのスイッチ素子としての基本的な動作過程
Fig. 2.1 Basic process of switching of SCR.

導通期間 T_{on} で必要な電力が供給され順阻止期間 T_B で SCR には順電圧が印加される。ターンオフ期間 T_{OFF} は、素子が順阻止能力の回復を待つ時間であるから、ターンオフ時間より十分長くとられる。1サイクルのうち T_{OFF} の占める割合は回路方式により異なるが、通常周期 T の数分の1から10分の1程度が必要である。すなわち、周波数 f と T_{OFF} ターンオフ時間の間には

$$f = \frac{1}{T} = \frac{(\text{数倍} \sim 10 \text{倍})}{T_{OFF}} < \frac{(\text{数倍} \sim 10 \text{倍})}{t_{off}} \quad \dots \dots (2.1)$$

の関係がある。高周波インバータには短いターンオフ時間の SCR が必要である。たとえば 20kc 程度のシチウ (弛張) 発振形インバータの SCR には 7μs 程度のターンオフ時間が必要である⁽¹⁾。このターンオフ時間は素子によって数 μs から数十 μs のバラツキがあり、同一素子にあっても使用条件や使用回路によって異なる性質をもっている。一般にターンオフ時間に関する因子として

- (1) 接合部温度 T_j
- (2) ターンオフ前の順電流 I_F とその減少率 dI_F/dt
- (3) 逆電流の増加率 dI_r/dt と逆電流 I_r
- (4) 順電圧を印加する前の逆電圧 V_r
- (5) ターンオフ後の順電圧 V_F とその立上り率 dV_F/dt

がある。これらのパラメータは図 2.1 のスイッチング過程の一例として示した図 2.2 の中に示されている。このうち T_j , I_F , dV_F/dt の増大および dI_r/dt の減少によってターンオフ時間は長くなり、逆に I_r の増大や dI_F/dt の減少によって短くなる。

これらの因子のうち、高周波インバータ回路で問題になるのは接合部温度 T_j の上昇と dV_F/dt の増大による影響である。インバータとして、高周波であると同時に高出力を要求されるのは当然であり、そのため動作温度が高く、また、順電圧 V_F を高くするために dV_F/dt も大きくなっている。これがターンオフ時間を長くするからである。これらのターンオフ時間への影響の度合いは素子によって著しく異なるが、接合部温度の上昇によるターンオフ時間の増加率は通常のもので 4~20 μs/100°C の程度であるから、接合部温度の上昇によって急激にターンオフ時間が長くなる。

dV_F/dt によるターンオフ時間の増加も、接合部温度が高くなると大きくなり、125°C では $dV/dt=100 \text{ V}/\mu\text{s}$ あたり 20 μs の増加を示す例もみられる。

このようにインバータ回路に用いると SCR のターンオフ時間は長くなる特性をもっているので、高周波高出力インバータ用素子はターンオフ時間が短く、極力これらの因子によって影響されない特性をもっている必要がある。

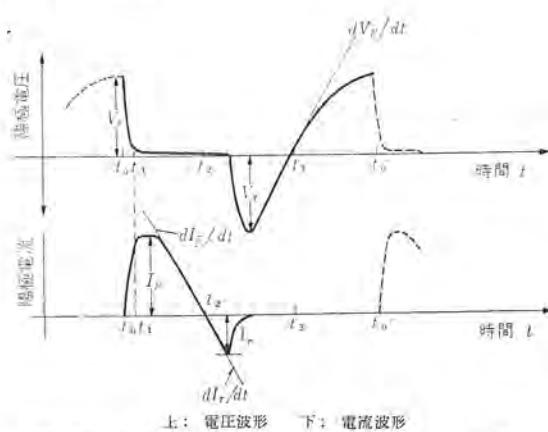


図 2.2 SCR のスイッチング過程の一例
Fig. 2.2 An example of voltage and current wave form of SCR in inverter.

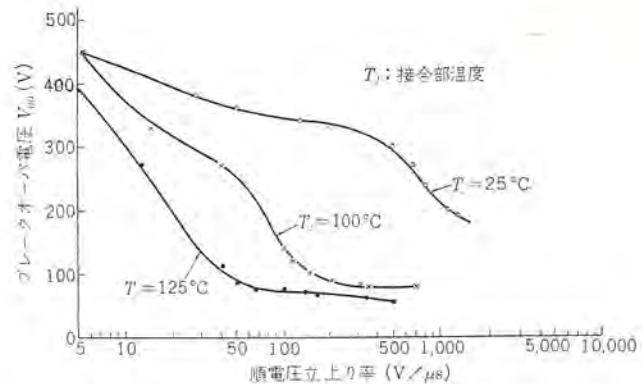


図 2.3 順電圧上り率 dV_F/dt による V_B0 の低下の例
Fig. 2.3 Variation of breakdown voltage with the rate of rise of applied voltage.

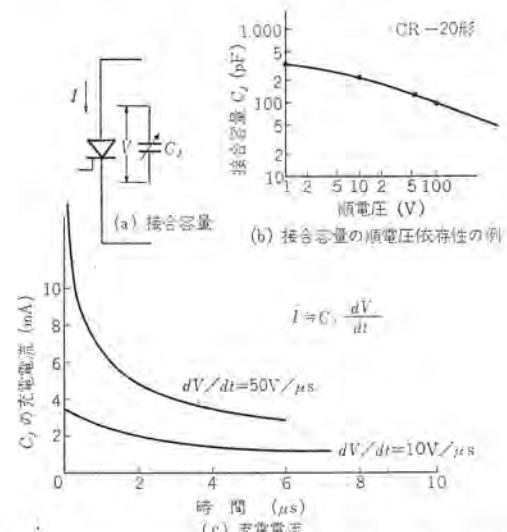


図 2.4 dV_F/dt の増大による充電電流の増加
Fig. 2.4 Charging current in junction capacitance of SCR when the forward voltage in applied with the rate of rise dV_F/dt .

2.2 順電圧上昇率 dV_F/dt

SCR の特性の一つとして、順電圧上昇率 dV_F/dt の増大によってブレーカー電圧 V_B0 が低下する傾向がある⁽⁵⁾。この一例を図 2.3 に示すが、この例にも示されるように一般には接合部温度の上昇によってこの傾向は強くなる。

この原因としては、SCR の接合容量 C_j に $I = C_j \frac{dV_F}{dt}$ に相当する充電電流が流れるためであると考えられる。20A 級 SCR について dV_F/dt が 10 V/μs と 50 V/μs の二つの場合について、充電電流の様子を示したのが図 2.4 である。同図 (a) は SCR の接合容量を等価な C_j で表したもの、(b) は C_j の電圧による変化を示し、(c) は各 dV_F/dt が印加されたときの電流の変化を示している。このように dV_F/dt の増大によって充電電流は増大し、その結果 V_B0 が低下する。

高周波高出力インバータでは dV_F/dt が大きく、したがって、必要な V_B0 が得られなくなる場合が生ずるので、必要な dV_F/dt のもとで要求される V_B0 を保持する素子が必要とされる。

2.3 スイッチング損失 (ターンオン損失)

高周波高出力を制限するもう一つの要素に、スイッチング損失、とくにターンオン損失がある。SCR のターンオン損失とは SCR が阻止状態から導通状態に入るときに発生する電力損失をさし、この損失の発生過程と素子のターンオン時間の関係を図 2.5 に示す。

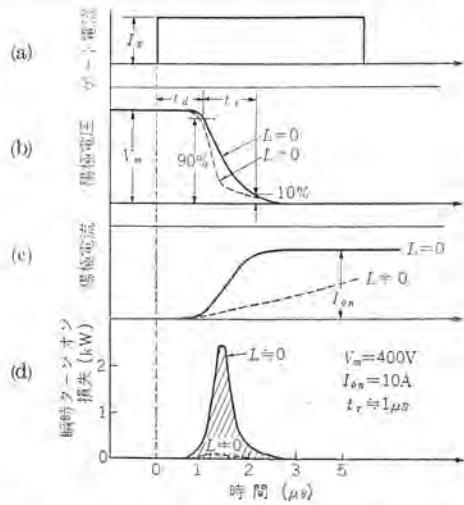
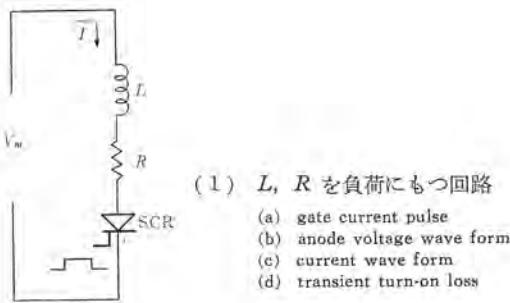


図 2.5 ターンオン時間とターンオン損失
 Fig. 2.5 Turn-on loss of SCR.

同図(1)はSCRの使用される代表的な回路を示し、同図(2)はゲート信号が加えられてからの陽極電圧、電流の変化と発生するターンオン損失を示している。同図(2)、(a)はゲート電流パルス、(b)は電圧波形、(c)は電流波形である。同図(2)(b)で t_d は遅れ時間、 t_r は立上り時間といわれ、 $t_d + t_r = t_m$ をターンオン時といっている。

また同図(2)(c)で電流 I は回路の L 分によって異なるので、 $L=0$ の場合を実線で表わし、 L が有効に存在する場合を点線で表わしている。同図(2)(d)は(b)および(c)図の電圧電流の瞬時的な積を表わしたもので、損失の時間的な変化を表わしている。このようにターンオン損失は立上り時間のなかで、徐々にしか減少しない電圧とこの間に流れ始める電流によって発生する過渡的損失であって、(d)図に示すように $L=0$ で $V_m=400V$ 、 $I=10A$ 、 $t_r=1\mu s$ の場合、最大値は $2kW$ 以上にも達する大きな値となる。同図の点線は、 L 分が存在する場合を示したもので、損失は著しく小さくなる。

1回のターンオンに費やされる損失 W_t は図 2.5(2)(d)の時間積分によって求められるが、陽極電圧が回路によらず立上り時間内で指数関数的に減少すると仮定すると、 W_t と立上り時間 t_r 、 L, R との関係は、次のように表わせる。

$$W_t = \frac{V_m \cdot I_{on}}{4.4} \cdot \frac{t_r}{1 + 2.2(L/R)t_r} \text{ (watt}\cdot\text{s}) \quad \dots \dots (2.2)$$

V_m ：ターンオン直前の陽極電圧

I_{on} ：ターンオン後の陽極電流

周波数が f であれば当然、ターンオン損失 W は

$$W = W_t \cdot f = \frac{V_m I_{on}}{4.4} \cdot \frac{t_r}{1 + 2.2(L/R)t_r} f \text{ (watt)} \dots \dots (2.3)$$

となる。このようにターンオン損失は、素子の立上り時間 t_r 、回路

の時定数 L/R 、(電流遅れ時間を表わす)、周波数 f に関係しており、とくに周波数 f が大きくなれば、ターンオン損失が増大してその分だけ定格電流を減少せねばならず、出力を制限するようになる。逆に接合部で発生する全損失は、定格値以下に押えなければならないので、ターンオン損失を制限する必要があり、これから、周波数 f は制限されることがわかる。すなわち高出力を得るためにターンオン損失を小さくし、しかも周波数 f を大きくするためには1回に発生する損失が小さくなければならず、このためには回路上の考慮や素子の特性として、極力短い立上り時間をもつことが必要である。

例として式(2.2)、(2.3)によって、 $L/R \ll t_r$ 、 $V_m=400V$ 、 $I_{on}=10A$ 、 $t_r=1\mu s$ のとき $f=50\text{c/s}$ 、 20kc の場合についてターンオン損失を計算してみると、

$$W_t = \frac{400 \times 10}{4.4} \times 1 \times 10^{-6} = 0.01 \text{ (watt}\cdot\text{s)}$$

$$W(50\text{c/s}) = 0.001 \times 50 = 0.05 \text{ (watt)}$$

$$W(20\text{kc}) = 0.001 \times 20 \times 10^3 = 20 \text{ (watt)}$$

となって、 $f=50\text{c/s}$ のときは全損失に比べて無視できるが、 20kc の場合、 20A 級の SCR であれば、ほぼ全損失に相当する損失量であることがわかる。

次にスイッチング損失に関連した問題の一つとして、ターンオン時の局部的な電流集中とその点の異状な温度上昇がある⁽⁶⁾。これは、SCRのターンオンは接合内的一部でまず生じ、ターンオン損失が局部的に発生することおよびターンオンが全接合に広がるのにある時間 t_{sp} を要するので、その間ターンオンした部分に局部的に大電流が集中して流れ、電流密度が増大して、その点で異状な温度上昇を招く現象である。

図 2.6 は、この現象を説明するため、文献(6)から引用した

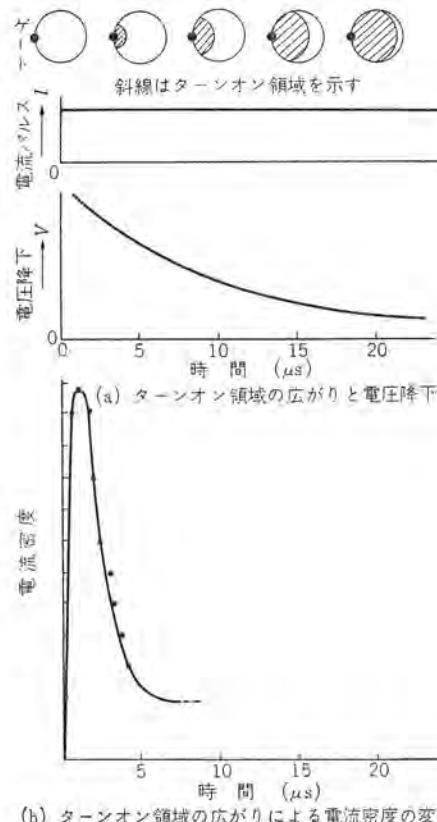


図 2.6 ターンオンの広がりの様子
 Fig. 2.6 Phenomenon of propagation of turn-on area.

もので、同図(a)は、ゲート付近でターンオンしたものが時間とともに広がっていく様子と、そのときの素子の電圧降下の様子を示している。同図(b)は電流密度の時間変化を表わしている。この現象は電流が大きくて周波数が高く、回路上 dI/dt (電流の立ち上り率) が大きいほど影響が大きくなり局部的な温度上昇のため、定格電流または周波数が著しく制限される場合がある。この現象は素子の構造に依存してパラツキがあり、インバータ用 SCR には極力この影響の小さい素子が望ましいといえる。この場合も回路的に dI/dt を小さくするのが最も効果的であろう。

3. 高周波インバータ用 SCR 設計上の問題点

高周波インバータの周波数は、直接には使用素子のターンオフ時間によって決められるので、まず必要な短かいターンオフ時間をもつことが必要である。前に述べたように 10~20 kHz の高周波インバータ用として必要なターンオフ時間は 10 μs 以下であろう。一方ターンオフ特性は他の順逆耐圧、点弧特性、損失などの諸特性に関係しているので、ターンオフ時間 10 μs 以下の SCR の設計にあたっては、これらの諸特性に与える影響を十分に考慮しなければならない。

ターンオフ特性と他の諸特性の関係を調べるために、SCR のターンオフ機構について考えてみる。

3.1 ターンオフ機構⁽⁷⁾⁽⁸⁾

SCR は図 3.1 に示される PNPN 4 層構造からなっている。この SCR が導通状態にあるときは、接合 J_1, J_2, J_3 はともに順方向にバイアスされて、図 3.2 (a) に示すように各層とくに P_B 層および N_B 層は過剰電荷(正孔および電子)で飽和されている。次の SCR のターンオフが始まり逆電圧が印加されると、逆方向接合の接合 J_1 および J_3 近傍の過剰電荷が逆拡散されて、一時的に逆電流が流れる。この電流は通常のダイオードの蓄積電流と同じものであるが、この逆電流によって接合 J_3 および接合 J_1 近くの過剰電荷は急速に消失するとともに、それらの接合は逆方向にバイアスされ逆阻止状態となる。(図 3.2(b))。この状態は中央接合 J_2 には順方向に相当するので、通常のダイオードの順電流を遮断したのと同じく、接合 J_2 近くの正孔および電子の過剰電荷は回路条件とは関係のない再結合過程や、両端の接合部への拡散によって減少していく。したがって平衡状態への回復時間は、 N_B 層や P_B 層のライフタイムや走行時間 (N_B 層や P_B 層の厚みによって異なる) によってきまり、接合 J_1 や J_3 の逆回復時間に比べると非常に長い。さて一般的のターンオフでは図 3.2 (c) に示されるように接合 J_2 が完全に回復しないうちに再印加電圧が加えられる。このとき接合 J_1, J_3 は順方向であり接合 J_2 は逆方向になるので接合 J_2 では残っていた正孔および電子が逆拡散して、電流が流れれる。

この電流はたとえば、 N_B 層の正孔が P_B 層に流れ込み、 P_B 層の電子が N_B 層に流れ込むので、 $N_B P_B N_E$ および $P_E N_B P_B$ をトランジスタと考えると、それぞれベース電流に相当すると考えられ、これはさらに接合 J_1 および接合 J_3 での正孔電子の注入をうながす。これらの電流によって、 $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} \geq 1$ になれば、素子はまたび導通状態に入る。また $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} < 1$ であれば、素子は順阻止状態を回復してターンオフされる。(図 3.2(d)) ここで α_{1N} および α_{2N} は $P_E N_B P_B, N_B P_B N_E$ を別個のトランジスタと考え、 P_E および N_E をエミッタとしたときの電流増幅率で、これらの α_{1N}, α_{2N} はエミッタ電流の増大によって増大する⁽⁹⁾性質をもつことはよく

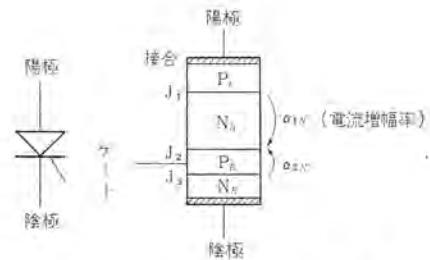


図 3.1 SCR の 4 層構造
Fig. 3.1 Three-terminal silicon P-N-P-N structure.

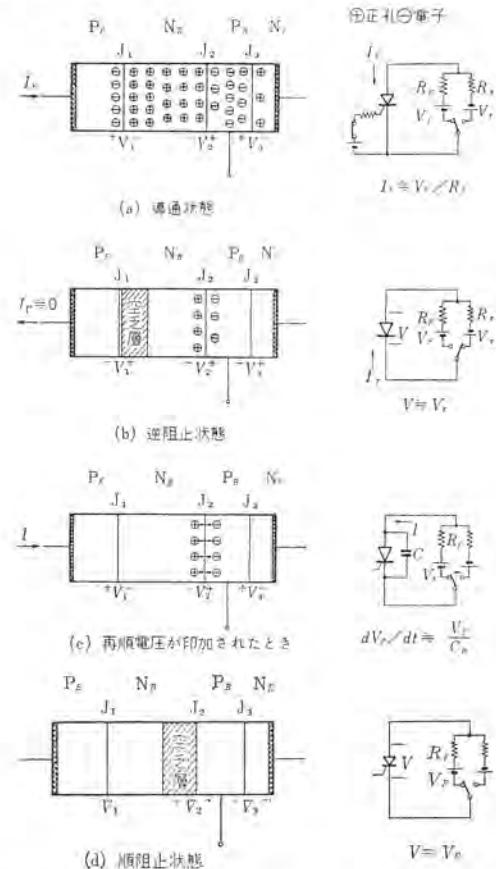


図 3.2 SCR のターンオフ時における正孔電子の挙動
Fig. 3.2 Behavior of holes and electrons in turn-off process.

知られている。

その他再印加順電圧の立ち上り率 dV_F/dt が大きければ、接合 J_2 の接合容量の充電電流が大きくなり、接合 J_1 および J_3 に流れる電流はこの充電電流が加わるので大きくなり、これは接合 J_2 近くの蓄積電荷が少なくなっていても容易にターンオンすることを意味するので、ターンオフ時間は dV_F/dt の増大によって長くなる。

3.2 短いターンオフ時間

以上のターンオフ機構に基づいて、ターンオフ時間を短くする条件を考えてみる。それは

(1) 接合 J_2 近くでの過剰(蓄積)電荷をすみやかに消失させること。

(2) 順電圧再印加の際流れる電流によって、容易に $\alpha_{1N} + \alpha_{2N}$ が 1 より大きくならないこと。

が必要であると考えられる。(1) の条件を満たすためには、

(a) N_B 層、 P_B 層における小数キャリヤのライフタイムを短くする。

(b) N_B 層、 P_B 層をともに薄くして、正孔、電子の両端接合

への走行時間を短くする。

の二つが考えられるが、後者は α_{IN} および α_{ON} を大きくするのと(2)の条件が満足されずターンオフ時間を短くするのに有効ではない。

(2) の条件を満たすためには

- (a) N_B 層 P_B 層のライフトライムを短くする。
- (b) N_B 層 P_B 層を厚くして、 α を減少させる。
- (c) ショートゲート形 SCR のように注入効率 γ を低下する。

などが考えられる。しかし一般的に(1)および(2)に共通して最も有効にターンオフ時間を減少しうるのは、ライフトライムの減少である⁽¹⁰⁾と考えられる。

3.3 他の特性に対する影響と問題点

実際にライフトライムの減少は、ターンオフ時間の短縮に有効であるが、反面次のような SCR としては好ましくない特性上の影響があらわれる。

(1) 順方向電圧降下が大きくなる。

(2) 点弧電流が大きくなる。

(3) ターンオン時間が長くなる。

さらにライフトライムを短くすると SCR としての特性を失ないゲートによる点弧は不可能になる。

これらは、SCR の発生損失を大きくする要因であり、高周波高出力素子としては好ましい特性ではない。

これらの特性上の変化はライフトライムの減少に伴う電流増幅率 α の減少⁽¹¹⁾によって起こると考えられ、ライフトライムを下げ、かつ α を大きく保持するためには、 N_B 層、 P_B 層の厚みを極力薄くする必要がある。

通常の SCR では順および逆電圧は、拡散接合である J_1 および J_2 にかかるので、必要な順逆耐圧を得るために、 N_B 層はこれに相当する比抵抗値と必要な厚みを持つことが必要である。したがって、耐圧の面から N_B 層の厚みは制限され、高耐圧、高能率にして短かいターンオフ時間を備えた素子は実現困難であることがわかる。通常の素子では高耐圧、高能率特性に重点がおかれており、ターンオン、ターンオフ時間特性は二義的な問題とされる。逆耐圧 400 V 以上の素子ではターンオフ時間は十数 μs 以上が現状である。

高周波用素子の設計にはまずターンオフ時間を中心にスイッチング損失を極力小さくすることに重点がおかれる。

現状では、400 V 級の素子では 2~4 μs のターンオフ時間が限界であろうと思われる。

4. CR20 相当の高周波インバータ用 SCR の構造と特性

4.1 構造と特長

CR20 相当の高周波インバータ用 SCR は、高周波高出力インバータのスイッチ素子として開発された 20 A 級の SCR で、ターンオフ時間 6 μs 以下、順電圧立上り率 dV_F/dt による V_{B0} の低下が小さい、スイッチング損失が小さいなどの高周波インバータ素子として不可欠の特長を備えている。外観および他の諸特性は、従来の 2SF290 シリーズ(CR-20)⁽¹²⁾ とほぼ同様である。高周波インバータ用 CR-20 の特性一覧を表 4.1 に示す。同じく 2SF290 シリーズの特性も合わせて示している。

4.2 電圧特性

SCR の電圧定格として順止圧とセン頭逆電圧がある。順止

表 4.1 高周波インバータ用 CR-20 の特性と定格一覧

項目	高周波インバータ用 CR-20	2SF 290 シリーズ
セン(尖)頭逆電圧 (V)	50~400	50~400
セン頭順止圧 (V)	50~400	50~400
平均順電流 (A)	20	20
過電流耐量 (A)	300	300
セン頭ゲート入力 (W)	5	5
平均ゲート入力 (W)	0.5	0.5
セン頭ゲート電流 (A)	2	2
セン頭ゲート順電圧 (V)	10	10
セン頭ゲート逆電圧 (V)	5	5
動作温度 (°C)	-30~+125	-30~+100
平均順漏れ電流 (mA)	10	3
平均逆漏れ電流 (mA)	10	3
順電圧降下 (25°C) (V)	2.0(20 A 流したとき)	1.3
最大点弧ゲート電流(25°C) (mA)	50	50
最大点弧ゲート電圧(25°C) (V)	3.5	3.5
平均熱抵抗 (°C/W)	1.0	1.0

スイッチング特性

最大ターンオン時間 (25°C) (μs)	3.0	5.0
代表的ターンオフ時間 (μs)	4	10~30
最大ターンオフ時間 (μs)	6	30
最大順電圧立ち上り率 (V/ μs)	100	

止電圧は、SCR が阻止状態を保ちうる最大の順電圧セン頭値として定義される。したがってブレーカー電圧 V_{B0} よりは常に低くとられ、 V_{B0} と順漏れ電流の大きさによってきめられる。この V_{B0} は接合部温度や順電圧立ち上り率 dV_F/dt に関係しているが、通常は商用周波あるいは DC 電圧によってきめられている。インバータ用 SCR では、必要な dV_F/dt のもとで V_{B0} がきめられねばならない。高周波インバータ用 CR-20 は、接合部温度 125°C、 $dV_F/dt=100$ V/ μs の動作条件で必要な V_{B0} を維持することを目標に設計された。

図 4.1 にこの素子の代表的な V_{B0} の温度依存性を示す。図 4.2 に、 dV_F/dt による V_{B0} の変化を測定する回路を示し、図 4.

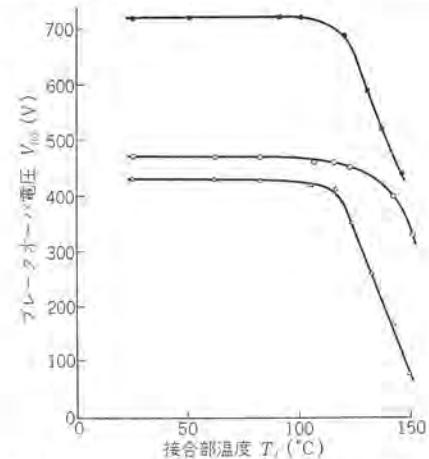


図 4.1 高周波インバータ用 CR-20 の V_{B0} の代表的温度依存性

Fig. 4.1 Typical temperature dependence of break over voltage of fast switching type CR-20.

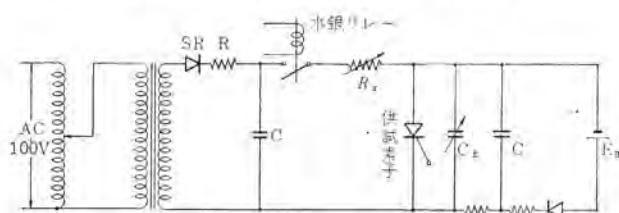


図 4.2 V_{B0} の dV_F/dt 依存性測定回路

Fig. 4.2 The circuit for measuring the dependence of breakdown voltage of fast switching type CR-20 on the rate of rise of applied voltage.

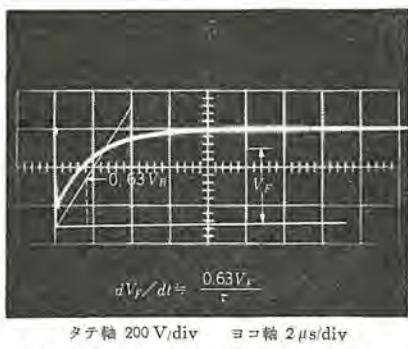


図 4.3 図 4.2 の回路によって得られる dV_F/dt の電圧波形

Fig. 4.3 Voltage wave form applied in measuring dV_F/dt dependence of V_{B0} .

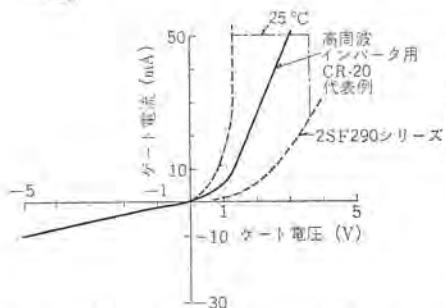


図 4.6 点弧電流電圧特性
Fig. 4.6 Firing characteristic of fast switching type SCR (equivalent to CR-20).

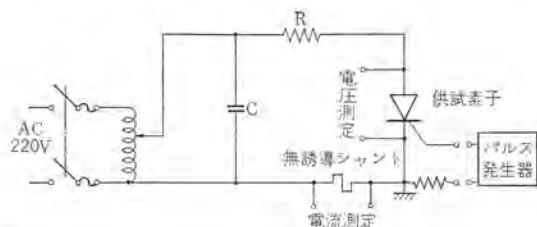


図 4.9 ターンオン時間測定回路
Fig. 4.9 Circuit to measure turn-on time.

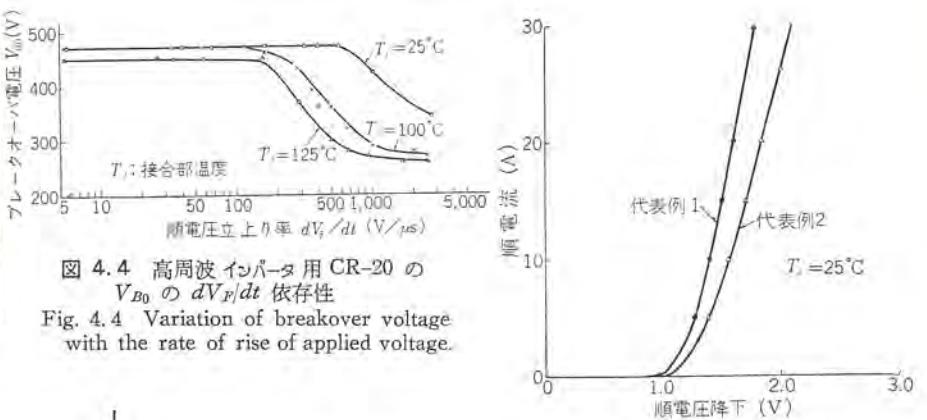


図 4.4 高周波インバータ用 CR-20 の V_{B0} の dV_F/dt 依存性
Fig. 4.4 Variation of breakdown voltage with the rate of rise of applied voltage.

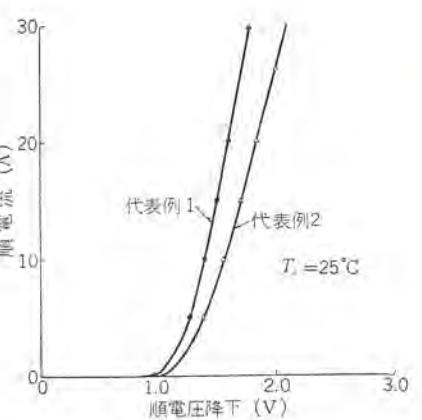


図 4.5 通電時における電圧-電流特性の代表例
Fig. 4.5 Fast switching type CR-20 forward characteristics in conductive state.

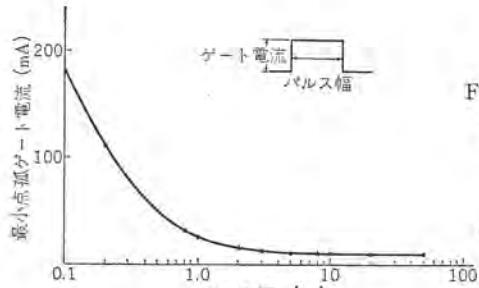


図 4.7 ゲート電流パルス幅と最小点弧
ゲート電流 (代表例)
Fig. 4.7 Typical example of relation between pulse width of gate current and min. gate current for firing.

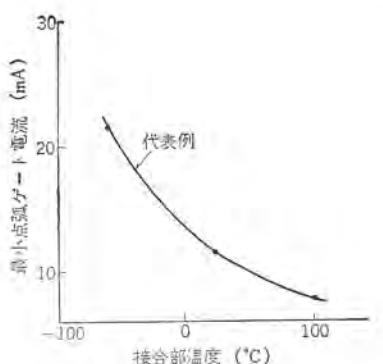


図 4.8 最小点弧ゲート電流の
温度変化の例
Fig. 4.8 Fast switching type CR-20 typical temperature dependence of min. gate current to fire.

3 にはその回路によって供試素子に印加される電圧波形を示す。図 4.4 にこの回路によって測定された同じ素子の V_{B0} の dV_F/dt 依存性の代表例を示す。逆電圧特性は通常の 2SF290 シリーズと同様である。

4.3 順方向特性

SCR の導通時における電圧電流特性は、順損失に関係して重要である。順方向電圧降下が大きいと順損失は大きくなるので、小さいほうがのぞましい。高周波インバータ用 CR-20 の通電時における電圧電流特性の代表例を図 4.5 に示す。代表例 1 は高周波インバータ用 CR-20 の一般的なもので、代表例 2 は順電圧降下の大きいほうの例を示している。

高周波インバータ用 CR-20 は、通常の 2SF-290 シリーズと比較すると若干大きい順電圧降下をもっているが、これらの値は現在時点における代表値であって今後早急に改善されよう。

4.4 ゲート点弧特性

点弧電流・電圧は通常の三菱 SCR, 2SF-290 シリーズのカタログに記載されているものと同じである。図 4.6 に高周波インバータ用 CR-20 のゲート電流電圧特性を示す。またゲート入力の定格はセンターヘッドゲート入力 $P_{peak}=5 \text{ W}$ 、平均ゲート入力 0.5 W 、センターヘッドゲート電流 $I_g=2 \text{ A}$ 、センターヘッドゲート電圧 $V_g=10 \text{ V}$ であるように設計された。

次にインバータ素子として、パルス電流による点弧が要求される高速スイッチ用 SCR・清水・中田・蒲生

ことがあるので、図 4.7 に代表的な例についてゲート電流パルス幅と最小点弧ゲート電流(波高値)の関係を示す。一般にゲート電流パルスが短いと、最小点弧電流(パルス波高値)は大きくなる。ゲートパルス幅と最小点弧ゲート電流の大きさの関係はターンオン時間に関係しており、次のターンオン特性の項で述べるが、ゲート電流値 I_g によって、ターンオン時間がまり、このターンオン時間より大きいパルス幅であれば点弧可能である。したがってターンオン時間の短い素子ほど、ゲート電流パルス幅は小さくてよい。図 4.8 には、点弧電流の温度変化の様子を示す。

4.5 スイッチング時間特性

4.5.1 ターンオン時間特性

高周波インバータ用素子のターンオン時間は、スイッチング損失に関係して周波数を制限する要因となるので重要である。通常 SCR のターンオン時間は、遅れ時間 $t_d=0.5 \sim \text{数 } \mu\text{s}$ 立上り時間 $t_r=0.5 \sim 3 \mu\text{s}$ 程度であるが、これらは素子自体の特性や使用条件によって異なる。

ターンオン特性は素子の構造によってきまるもので、他の電気的特性たとえばゲート点弧特性などと関連があり、また一般にターンオフ時間を短かくすると、ターンオン時間は長くなる傾向にある。高周波インバータ用 CR-20 はこれらの技術的な問題を解決して、現在の同クラスの SCR では最も短かいターンオン時間をもつよう設計されている。図 4.9 には高周波インバータ用 CR-20 のタ

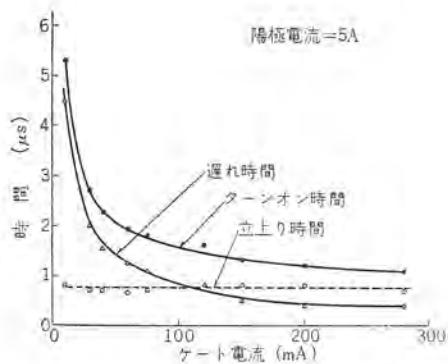


図 4.10 ゲート電流対ターンオン時間
Fig. 4.10 Turn-on time vs gate current.

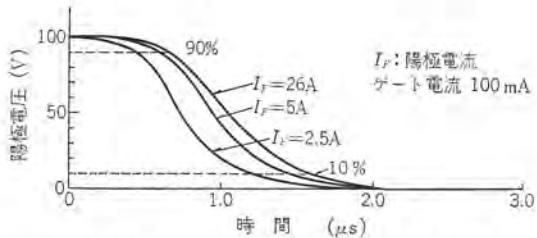


図 4.11 陽極電流とターンオン時間
Fig. 4.11 Typical example of turn-on time vs anode current (fast switching type CR-20).

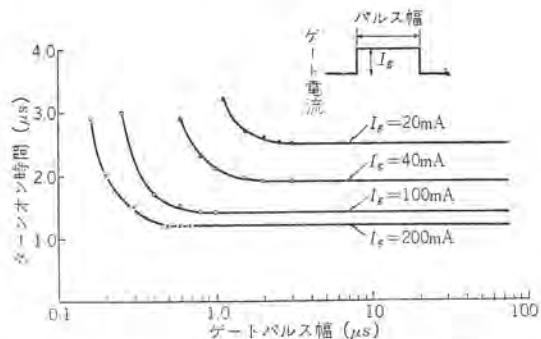


図 4.12 点弧 ゲートパルス幅対ターンオン時間
Fig. 4.12 Typical turn-on time vs pulse width of gate current (fast switching type CR-20).

ターンオン時間測定回路を示し、図 4.10 には、ゲート電流対、ターンオン時間 (t_d, t_r) の代表的測定例を示す。また図 4.11 は陽極電流の大きさによる立上り時間の変化の様子を表わしている。またパルス点弧を行なうときは、パルス幅によってターンオン時間が変化するので、その一例をゲート電流（波高値）をパラメータにとつて示したのが図 4.12 である。

図 4.10 からターンオン時間とくに遅れ時間はゲート電流によって大きく変化するので、安定した動作をすくるためには、十分大きいゲート電流が必要であろう。同様にターンオン時間を指定するときはゲート電流値を決めなければならない。高周波インバータ用 CR-20 形素子は $I_g = 100 \text{ mA}$ において、ターンオフ時間を決めている。ターンオフ時間の代表値は

$$t_d = 0.5 \sim 1 \mu\text{s} \quad t_r: 0.5 \mu\text{s} \sim 1 \mu\text{s}$$

である。

4.5.2 ターンオフ時間特性

高周波インバータ用 CR-20 形素子の特長は、ターンオフ時間がきわめて短いことである。接合部温度 125°C 、順電圧立上り率 $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ の条件のもとで、ターンオフ時間 $6 \mu\text{s}$ 以下をもつように設計されている。

前述のようにターンオフ時間は測定条件によって、著しく変わる

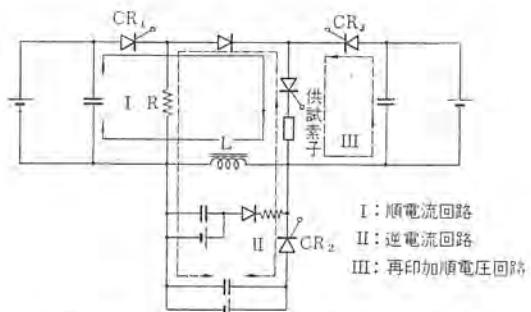


図 4.13 ターンオフ時間測定基本回路
Fig. 4.13 Basic circuit for turn-off time measurement.

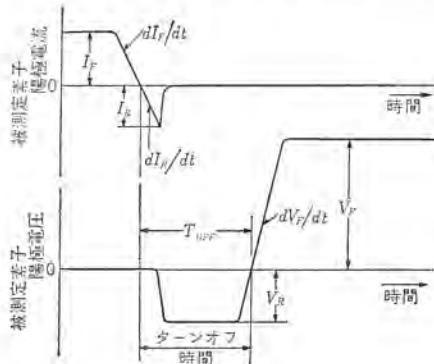


図 4.14 ターンオフ時間測定時の電圧電流波形
Fig. 4.14 Voltage and current wave form applied to SCR in turn-off time.

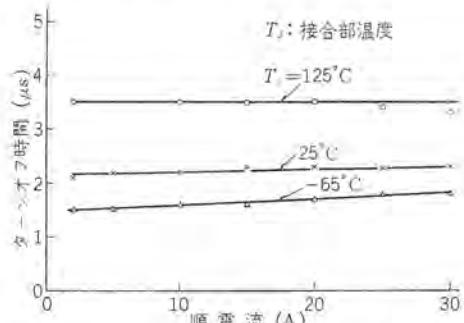


図 4.15 高周波インバータ用 CR-20 のターンオフ時間の順電流依存性
Fig. 4.15 Fast switching type CR-20 current dependence of turn-off time.

性質をもつ。図 4.13 には使用したターンオフ時間測定基本回路を示す。この回路によって被測定素子の陽極には図 4.14 に示される電圧が印加される。このターンオフ期間 T_{OFF} を変えて、被測定素子が順阻止能力を回復しうる最小の時間を読み、これをターンオフ時間としている。

測定条件は次のとおりである。被測定素子には $50 \mu\text{s}$ の間一定の順電流 I_F が流される。ターンオフが始まる直前に $-dI_F/dt = 20 \text{ A}/\mu\text{s}$ の割合で I_F は減少し、それに続いて、 $20 \text{ A}/\mu\text{s}$ の立上り率で逆電流が流れる。逆電流の最大値 I_R は 10 A にとっている。逆電流が減小すると素子には逆電圧 V_r が印加される。 V_r は 50 V にとっている。ある時間 V_r が保たれた後素子の陽極電圧は $dV_F/dt = 100 \text{ V}/\mu\text{s}$ の立上り率で逆方向から順方向へとバイアスされ、 100 V の順電圧まで印加される。

これらの条件のもとで、接合部温度を $-65^\circ\text{C}, 25^\circ\text{C}, 125^\circ\text{C}$ として、順電流 I_F を変えてターンオフ時間を測定した代表的特性が、図 4.15 である。また同様に接合部温度依存性を測定した結果を図 4.16 に示す。これらの素子のターンオフ時間特性の特長は図 4.

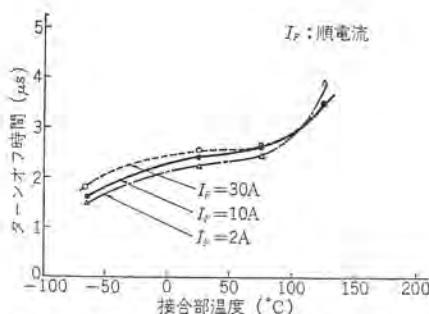


図 4.16 高周波 インバータ用 CR-20 の ターンオフ時間の温度依存性

Fig. 4.16 Typical temperature dependence of turn-off time (fast switching type CR-20).

15 に見られるように順電流の増大によるターンオフ時間の変化が小さく、また図 4.16 に見られるように接合部温度の上昇に対するターンオフ時間の増加率は、 $1 \mu\text{s}/100^\circ\text{C}$ であり、通常の $4 \mu\text{s}/100^\circ\text{C}$ に比べてきわめて小さいことである。ここにあげた素子は高周波 インバータ用 CR-20 形として代表的なものでありほとんどの素子が同様な傾向を示す。このような特長を有するので、はじめて $6 \mu\text{s}$ のターンオフ時間が可能になったということができよう。

5. む す び

現在の SCR は高周波 インバータ用 スイッチ 素子としては、多くの問題をもっている。そのうちスイッチ時間とくにターンオフ時間は直接周波数を制限するので重要である。

現在 SCR のターンオフ時間は $10 \mu\text{s} \sim 30 \mu\text{s}$ であり、特殊回路を用いないかぎり 10kc 以上の高周波高出力 インバータの実用化は不可能であった。

今回開発された高周波 インバータ用 CR-20 は 400V , 20A の電圧電流定格をもつ SCR で、高周波 インバータ素子として、きわめ

て短い ターンオフ時間 ($6 \mu\text{s}$ 以下) をもっており、SCR の高周波スイッチとしての分野に新しい用途を開くものと期待される。

すでに 1 個で 20kc , 300W の超音波発振器に使用され良好な成績を収めている。

参 考 文 献

- (1) W. C. Try: An Ultrasonic power source utilizing a solid-state switching device. IRE. ICR. Part 6 March 23 (1960).
- (2) 平塚、藤井: SCR の超音波発振器への応用「三菱電機技報」37 No. 5 (昭 38).
- (3) R. Thompson: High frequency SCR sinusoidal Inverter PIEEE 110 (1963).
- (4) J. C. Jobson: A high frequency application of silicon controlled rectifier P. B. report AD 274, 497 (1962).
- (5) G. E. Mc Duffie et al: An investigation of the dynamic Switching Properties AIEE 60-19.
- (6) N. Mapham: Overcoming turn-on effect in silicon controlled rectifiers. Electronics Aug. 17 (1962).
- (7) A. N. Baker et al: Recovery time of PNPN diodes. IRE Wescon Conv. Rec. Pt 3 43.
- (8) A. K. Jonscher: Notes on the theory of four layer semiconductor switches. Solid-State Electronics 2, 143. (1961).
- (9) C. T. Sah et al: Carrier generation and recombination in P-N junctions and P-N junction characteristics. Proc. IRE 45 1228 (1957).
- (10) 清水ほか: ターンオフ時間の短い SCR 電学連大 講演番号 1277 (昭 34).
- (11) J. L. Moll et al: PNPN transistor switches. Proc. IRE 44 1174 (1956).
- (12) 清水ほか: SCR の特性と定格「三菱電機技報」37 No. 5 (昭 38).

繰返し回転停止をうける回転円板

萩原 智*

Design of Rotating Disks against Low Cycle Fatigue

Central Research Laboratory Satoru HAGIHARA

It is a known fact that burst of rotating disks due to rise of speed only once will accord with the average stress theory. If the speed of a rotating disk is raised until plastic deformation is produced locally by strain, only one operation of speed rise does not bring about bursting. But repeating operation of rotating and stopping is liable to produce fatigue failure. To study the bursting strength of rotating disk under low cycles of $10^2 \sim 10^4$ times in rotating and stopping, two kinds of materials—silicon steel plate and copper plate—were tested. As a result it has been confirmed that the life of rotating disk can be determined by comparing the low cycle fatigue strength of the material with the maximum plastic strain amplitude of the rotating disk made available by calculation, and also that when a large permanent deformation is produced, it is necessary to take into account the fall of low cycle fatigue strength. The life of a stress concentrated part of small size can be determined from the total strain amplitude.

1. まえがき

タービン、ターボン送風機、発電機、電動機などの高速回転によって大きな遠心力をうける回転体を設計する際、まず信頼性の基準となるものは、回転体の遠心力による破壊についての強さの検討である。このような回転体の破壊についてはすでに多くの研究がされており⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾、現在ではその破壊回転数をかなり正確に予想できる。しかし、これらの研究はいずれも、1回の回転上昇による破壊を扱っており、高速回転体に高い回転数の回転停止を繰り返して与えた場合には、1回の回転上昇より低い回転数で破壊することが予想される。この問題について、材料の少ない繰り返し数での疲労強度の予測方法を用いることが考えられ⁽⁴⁾、筆者も種々の実験を行なった結果⁽⁵⁾回転円板の寿命を考慮した強度の基準を求められるようになった。

2. 記号の説明

R_a	円板中心孔の半径
R_b	円板のスロット底を結ぶ半径
R_c	円板の弾塑性境界の半径
R_d	円板の外周の半径
r	円板上の任意の点の半径
g	重力の加速度
γ	材料の単位体積重量
ω	円板の回転角速度
σ_{mean}	円板断面の平均応力
σ_θ	円板の円周方向応力
σ_r	円板の半径方向応力
σ_b	材料の引張強さ
σ_y	材料の降伏点
σ_w^t	材料の片振り引張疲労限
σ_w	材料の両振り引張圧縮疲労限
σ_m	変動応力の平均値
σ_{repeat}	変動応力

K	応力集中係数
$\Delta \varepsilon_p$	塑性ヒズミ振幅
N	破壊までの繰返し数
C	材料によって定まる定数
R_a	断面収縮率
ε_{pp}	材料に与えられた前ヒズミ
$\Delta \varepsilon$	全ヒズミ振幅
E	ヤング率
ν	ボアソン比

3. 1 回の回転上昇による円板の破壊回転数

3.1 平均応力説で破壊する回転数

中心に半径 R_a の円孔を有し、円板外径 R_b 、外周半径 R_d までの付加質量をもつ図 3.1 の単位厚さの円板が、1回の回転上昇によって平均応力説で破壊する場合の回転数は次のようにして求められる。まず、単位厚さ円板の直径線上に垂直に作用する遠心

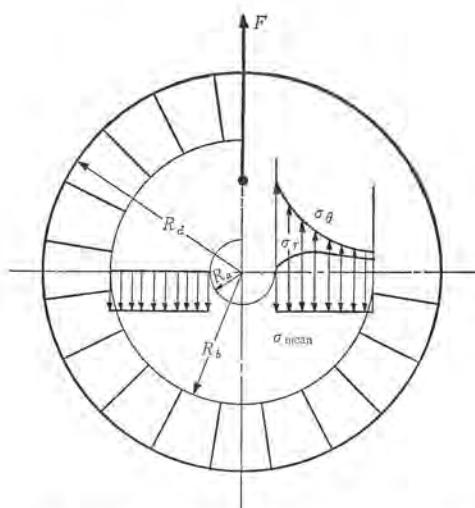


図 3.1 回転円板の遠心力による応力
Fig. 3.1 Centrifugal force of rotating disk.

力 F は次のようにして求める。

$$F = \int_0^{\pi} \int_{R_a}^{R_b} r \omega^2 \frac{\gamma}{g} r dr d\theta \sin \theta \\ = \frac{\gamma}{g} \cdot \frac{2}{3} \omega^2 (R_b^3 - R_a^3) \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

この F の値は、回転円板の弾性塑性状態にかかわらず求められる。また弾塑性計算を計算機を用いて行ない、求めた円周方向応力 σ_θ を直径線上に沿って積分した値とも一致する。次に円板の最弱断面積を考えてみると、スロットのある回転円板ではこの直径線上であり、その断面積は次のようになる。

$$A = 2(R_b - R_a) \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

したがって平均応力 σ_{mean} は

$$\sigma_{\text{mean}} = \frac{F}{A} = \frac{\gamma}{g} \cdot \frac{\omega^2}{3} \frac{(R_b^3 - R_a^3)}{(R_b - R_a)} \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

回転円板が平均応力説で破壊する場合には、この平均応力が円板材料の引張強さ σ_B に等しくなったときに破壊する。

$$\sigma_{\text{mean}}/\sigma_B = 1 \quad \dots \dots \dots (3.4)$$

したがって、そのとき破壊回転数は角速度で示せば、

$$\omega_B^2 = \frac{3g \sigma_B (R_b - R_a)}{\gamma (R_b^3 - R_a^3)} \quad \dots \dots \dots (3.5)$$

となる。

実際の円板では、その応力が引張強さに達する前に、降伏点を越えると著しい塑性変形を生じ、円板の寸法が増大し、それによる遠心力の増加が生じて式 (3.4) の値が 1 に達する前に破壊する。したがって、 σ_B にある係数をかけて求めればよいことが、提案され、その値は材料の延性があれば 0.9 程度と考えられている⁽⁶⁾。

実際の回転円板の設計にあたって平均応力が材料の引張強さに近いような極限設計は行なわれていない。なぜならば、塑性変形のために大きな変形を生じ、機械としての目的を達し得なくなるからである。したがって上述の回転数は、高速回転体の破壊に対する安全の程度を示す基準と考えられるだけで、設計の基準とはいえない。

3.2 大きな永久変形を生ずる回転数

回転円板は、回転数を増加していくと中心の最大応力部から降伏して塑性変形に入る。円板の外周に付加質量がなく、中心に穴のない回転円板の最大応力は円板中心に生じ、その値は断面の平

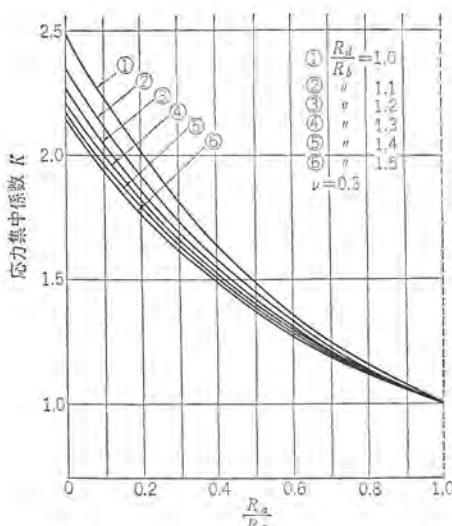


図 3.2 回転円板の応力集中係数
Fig. 3.2 Stress concentration factor of rotating disk having a centerhole and external load.

繰返し回転停止をうける回転円板・蘿原

均応力に対して 1.24 倍である。また、中心に微小な円孔をもつ中空円板は上述の 2 倍の応力集中を生じ、中心円孔での円周方向応力が最大となり、円板断面の平均応力に比べて 2.48 倍の応力となる。このため、円板の平均応力が降伏点の $1/2$ に達する前に中心孔はすでに降伏を開始する。このように中心孔の応力集中係数は円板の局部的塑性変形をはじめるときに関係するが、その値は図 3.2 に示すように外周付加質量や中心孔の大きさによって 2.48 ～ 1 まで変化する。いま、中心が降伏する回転角速度の ω_y を求めるには中心孔の σ_θ が σ_y になる条件から

$$\sigma_\theta = \sigma_y \quad \dots \dots \dots (3.6)$$

$$\left. \begin{aligned} \sigma_y &= \frac{2PR_b^2}{R_b^2 - R_a^2} + \frac{\gamma\omega_y^2}{8g} [(3+\nu)(R_a^2 + 2R_b^2) - (1+3\nu)R_a^2] \\ \omega_y &= \frac{g\sigma_y}{\gamma \left\{ \frac{2R_b^4 I}{3(R_b^2 - R_a^2)} + \frac{(3+\nu)(R_a^2 + 2R_b^2) - (1+3\nu)R_a^2}{8} \right\}} \\ p &= \frac{\gamma\omega^2 R_b^2}{3g} \left[\left(\frac{R_a}{R_b} \right)^3 - 1 \right] = \frac{\gamma\omega^2}{3g} R_b^2 I \end{aligned} \right\} \quad \dots \dots \dots (3.7)$$

となる。

実際の電機回転子やタービンディスクは、外周にもスロットがあり、この部分にもかなり大きな応力集中が存在するために、これらも中心円孔の応力集中部と同様に降伏点に達する回転数を求めることができる。回転円板の回転数を上げると図 3.3 に示すように降伏して、塑性変形した領域は中心孔から同心円的に外周に広がっていく、そしてついには、円板全域が降伏して塑性域になる。この状態を円板断面全体が降伏したとする。このような経過をたどる場合、最初に降伏した中心孔の円周方向ヒズミ ϵ_θ の変化を調べてみる。

一例として、ケイ素鋼板でつくった電機回転子モデルの場合について、弾塑性計算で求めた結果は図 3.4 のようになる。すなわち、円板全域が弾性変形している過程では、回転数の二乗に比例して円周方向のヒズミは増加するが、中心孔が降伏点に達するとそれ以後はヒズミの増加は回転数の二乗に比べてやや増加の程度を増していく。しかし、円板の外周部がまだ弾性であるため拘束されて著しい塑性変形を生じない、やがて断面全域が降伏すると急激にヒズミは増大する。すなわち、材料の加工硬化によって応力の増加に耐えるため、引張試験における降伏後の状態に似ている。したがって、著しい永久変形を生ずる限界をこのように円板の断面の平均応力が材料の降伏点に達したときと考えると

$$\sigma_{\text{mean}} = \sigma_y \quad \dots \dots \dots (3.8)$$

とおいて、そのときの回転数を角速度 ω_D で示すと

$$\omega_D^2 = \frac{3g\sigma_y}{\gamma} \frac{(R_b - R_a)}{(R_b^3 - R_a^3)} \quad \dots \dots \dots (3.9)$$

となる。式 (3.9) は円板材料が理想塑性体でセン断応力説に従って降伏する場合である。もしセン断ヒズミエネルギー説に従うと ω_D はこの値より幾分大きくなる。セン断ヒズミエネルギー説に従うと、 σ_r の影響をうけて降伏するときの σ_θ は σ_y より若干増大する。その大きさは最大 15% であり、回転円板の場合は一般に中心孔の大きさによって 5% ないし 10% となり⁽³⁾、したがって、より正確に求めるなら弾塑性理論計算を行なって、断面全域が降伏する回転数を求めればよいが、近似的には材料の降伏点に 1.07 を乗じて式 (3.9) の σ_y に代入して求めてよい。

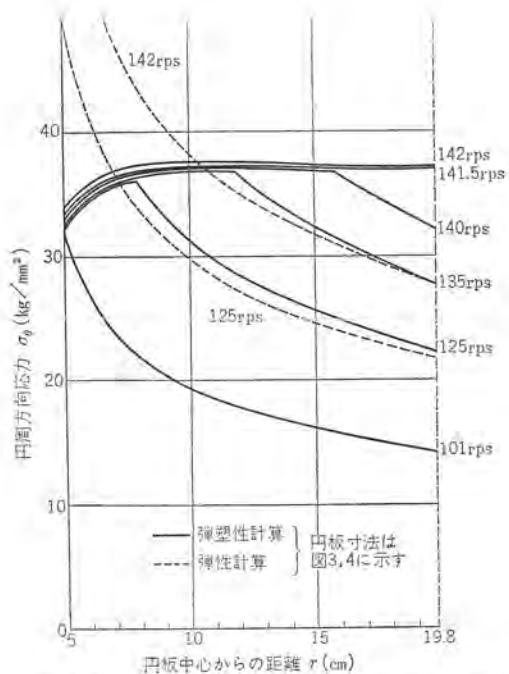


図 3.3 電機回転子モデルの円周方向応力分布
Fig. 3.3 Tangential stress distribution at elevated revolution showing elasto-plastic stress.

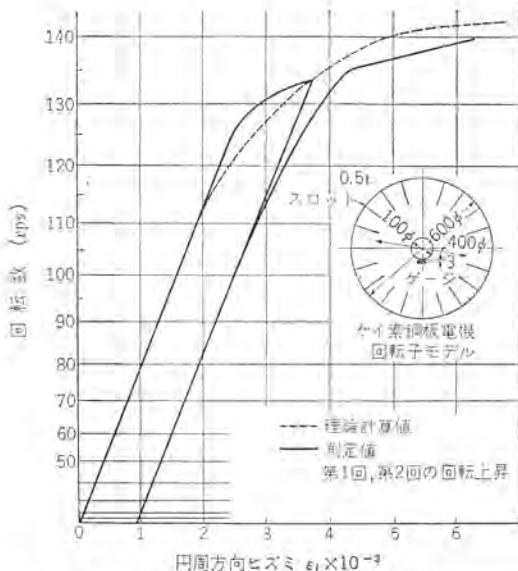


図 3.4 中心孔縁でのひずみの回転数に対する変化
Fig. 3.4 Strain of centerhole versus revolution at elevated revolution.

4. 回転円板の疲労破壊を考えに入れた破壊回転数

回転円板の遠心力による応力は、回転数の変動がない限り変化しない。したがって疲労破壊の基準となる変動応力は、回転円板の繰り返し回転停止の回数や回転中における回転数の変化から生ずる。

中空回転円板では中心孔の縁に最大応力を生じ、その値は平均応力に対し応力集中係数 K をかけて得られる。回転円板が弾性変形する範囲の回転数である場合は、停止時の応力はゼロであり、回転時の最大応力は中心孔縁の円周方向応力となり、その値は次式で示される。

$$\sigma_{\theta \max} = K\sigma_{\theta \text{ mean}} = K \frac{\gamma \omega^2}{3g} \frac{(R_d^3 - R_a^3)}{(R_b - R_a)} \quad (4.1)$$

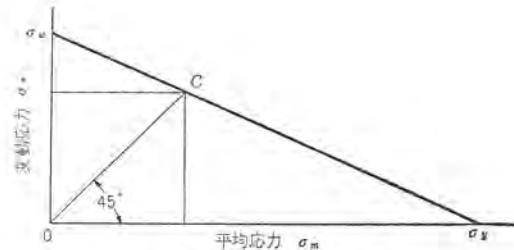


図 4.1 耐久限度線図
Fig. 4.1 Endurance limit diagram.

K は図 3.2 から求められる。したがって、最大応力は 0 から $K\sigma_{\theta \text{ mean}}$ の間を変化する片振り引張応力となる。材料の片振り引張疲労限 σ_w' が求められれば $K\sigma_{\theta \text{ mean}} = \sigma_w'$ としてそのときの回転角速度 ω_f を次の式で求められる。

$$\omega_f = \frac{3g}{\gamma} \frac{\sigma_w'}{K} \frac{(R_b - R_a)}{(R_d^3 - R_a^3)} \quad (4.2)$$

もし、両振り疲労限 σ_w しか求められていない場合には、回転停止の場合の応力変化を平均応力 $\sigma_m = \frac{K\sigma_{\theta \text{ mean}}}{2}$ 、変動応力 $\sigma_{\text{repeat}} = \frac{K\sigma_{\theta \text{ mean}}}{2}$ と考え、図 4.1 の耐久線図中で 45° の OC 線が耐久限度線と交わる点の応力 $\sigma_m + \sigma_{\text{repeat}}$ の値が $\sigma_{\theta \max}$ になる限度の回転数を求めればよい。回転停止の回数に比べて回転数の変動が激しく、またひんぱんに繰り返す場合はその最高回転数による最大応力 $\sigma_{\theta 1}$ と最低回転数による同一点の応力 $\sigma_{\theta 2}$ を求め、

$$\left. \begin{aligned} (\sigma_{\theta 1} + \sigma_{\theta 2}) \frac{1}{2} &= \sigma_m \\ (\sigma_{\theta 1} - \sigma_{\theta 2}) \frac{1}{2} &= \sigma_{\text{repeat}} \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

として、両応力の値が耐久限度線図内にあれば、疲労限の繰り返し回数まで耐えられることになる。実際の回転機に用いられる回転円板には、中心円孔以外に多くの応力集中部をもっているのが普通である。たとえば、電機回転子であれば円板外周に電気導体を埋め込むスロットが切られており、そのスロット底部の応力集中係数が中心円孔の応力集中係数以上になることもある。また、中心円孔には軸材が押し込まれ内圧をうけている場合もあり、キーミングを円孔に切られている場合もある。ケイ素鋼板を重ね合わせて作成する電機回転子では、円板部に冷却用の孔をあけたり、また鋼板を締め付けるためのボルトを通す孔など、多くの偏心円孔をあけている場合もある。このように理想的な円板の場合がむしろ少ないので、実際の場合の最大応力は光弾性実験や抵抗線ヒズミ計を用い、実験的応力測定法によって求めるほうが便利である。また、近似計算としては無限板または半無限板中の円孔や切り欠きの応力集中係数を用いて近似的に求める方法も行なえる。

5. 少ない繰返し回数での疲労破壊を考えた場合の回転数

5.1 従来の破壊回転数の問題点

3 章に述べた回転円板の破壊する回転角速度と、4 章に述べた疲労限を考えに入れた回転円板の破壊回転角速度を比較してみると、式 (3.5) と式 (4.2) から次の式が得られる。

$$\left(\frac{\omega_B}{\omega_f} \right)^2 = \frac{\sigma_B \cdot K}{\sigma_w'} \quad (5.1)$$

材料の $\sigma_B/\sigma_w' = 2.5$ と仮定し、 K を中空円板の孔径と外径比 0.2 の場合について考え、中心孔の応力集中係数 2 を用いると、右辺は 5 となる。回転角速度比の二乗が 5 倍ということは、疲労限で設計した回転円板を 1 回の回転上昇で破壊させるには 2.2 倍の回

転数まで、回転上昇できるのであまりにも余裕のある設計基準となる。しかし、実際の電機回転子では、局部的な応力集中部（スポット底、偏心小円孔、中心円孔でのキーミジなど）が多く、その応力集中係数は2以上の場合も多い。したがって上述のように回転円板中の最大応力部を片振り疲労限に採用した設計は、回転体の起動停止による回数が $10^7 \sim 10^8$ という高い繰返し回数を要求されない場合には、非常に余裕のある設計基準ということになる。

そこで局部的には、応力集中部で疲労限を越え塑性変形に入ることを認め、 $10^2 \sim 10^4$ という少ない繰返し回数の疲労破壊を考えて寿命を決定する場合の基準を、今までに筆者が行なった種々の実験結果を(3)(7)基礎として求めてみる。

5.2 塑性ヒズミ振幅が小さく永久変形が無視できる場合の寿命基準

中空回転円板の中心孔の縁が塑性変形するまでの回転数にあけて回転数を下げるとき、降伏した部分は図 5.1 に示すように一部は圧縮応力の状態にもどっている。この際に引張応力で降伏しているから、材料は バウシンガ効果によって引張側で示した降伏応力より早く降伏してくる。したがって弾性計算で求めたほど大きな圧縮応力には到達しないが、ヒズミは弾性計算で求めた値より大きく回復する。さらに 2 回目の回転上昇を行なうと、はじめに応力ヒズミが直線的に増加し、やがて バウシンガ効果によって塑性変形を生ずる。このようにして円板の回転停止により応力ヒズミ線図がループを描くことになる。応力ヒズミが大きなループを描くとき、そのヒズミサイクルを繰り返すと、材料はキ裂を生じ破壊することが少ない繰り返し数疲労として Coffin⁽⁸⁾⁽⁹⁾らによって研究された。

したがって、回転円板に局部的塑性変形が生ずる場合は、次の手順によって破壊までの寿命を決定することができる。

(1) 材料の少ない繰り返し数の疲労試験を試験片を用いて種々の方法で行ない⁽⁵⁾⁽⁷⁾全ヒズミ振幅または塑性ヒズミ振幅と破壊までの繰り返し回数の関係を求める。一般的には

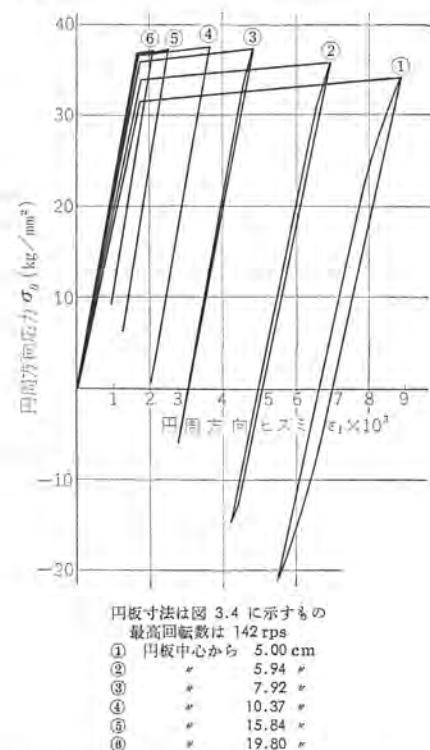


図 5.1 電機回転子モデルのヒステリシスループ
Fig. 5.1 Hysteresis loop of rotating disk.

の関係が求まればよい。

Coffin⁽⁸⁾ は、右辺の定数が材料の破壊時の真の伸び (fracture ductility) の $1/2$ を用いることを提案した。したがって、断面収縮率 $R_a\%$ が求められれば

で求められる。Martin⁽⁹⁾は定数 β_2 が $1/\sqrt{2}$ に近いので、これを用いることを提案した。

(2) 材料に塑性変形が生ずるまでの引張圧縮を繰り返した場合のバウンシング効果を示す応力ヒストグラムを求める。

(3) 回転円板の弾塑性計算を計算機を用いて(2)で求めた応力ヒズミ線図を用いて行ない、中心孔の最大応力部での応力ヒズミループを求め最大塑性ヒズミ振幅 $4\epsilon_p$ を求める。

(4) (3) に求めた $\Delta\varepsilon_p$ を式 (5.2) に代入して N を決定する。

上述の決定には、次のような問題がある。すなわち、回転円板の応力集中部は応力コウ配をもっており、最大塑性ヒズミ振幅を生ずる中心孔の縁での塑性ヒズミ振幅が、材料の引張圧縮のように断面の一様な試験片の少ない繰り返し数の疲労破壊と同様に起きると考えた。また普通の疲労破壊では、切欠き半径の大きさが異なるれば疲労強度が異なり、寸法効果が考えられるが、これもないものとした。また応力ヒズミ線図は、繰返し引張圧縮により変化しないものとみなし、材料のクリープもないとした。回転円板の中心孔は、1回目の回転上昇で相当の塑性変形を生じ、その後、回転停止の繰り返しにより、実験では永久変形が増大する場合もあるが、ここでは永久ヒズミ材料の少ない繰返し数の疲労破壊に影響ないとした。以上の点を考慮すれば次のように寿命が決定できる。

計算例

(1) ケイ素鋼板の電機回転子モデルによる試験: ケイ素鋼板の少ない繰返し回数での疲労破壊を、ハイライトコア H-18 の板厚 0.5 mm の材料で行なった結果

の値が得られた。また回転円板の繰返し回転停止の試験装置を用いて試験を行なった。図 3.4 に示した寸法の電機回転子モデル円板を 142 rps まで回転停止を行なったときの中心孔縁での最大塑性ヒズミ振幅は図 5.1 に示すように 450×10^{-6} である。この結果を組み合わせて破壊までの繰返し回数を求める式 (5.5) のようになる。このことは図 5.2 で求めることもできる。

$$450 \times 10^{-6} N^{0.5} = 0.13$$

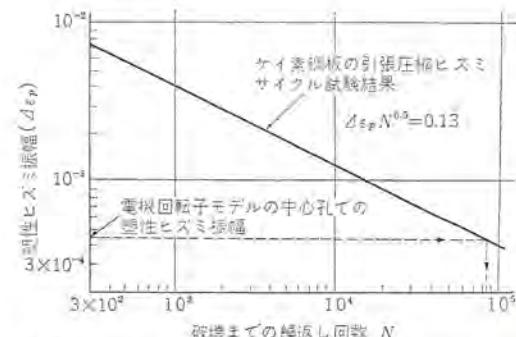


Fig. 5.2 Plastic strain amplitude versus cycles up to failure of silicon steel plate.

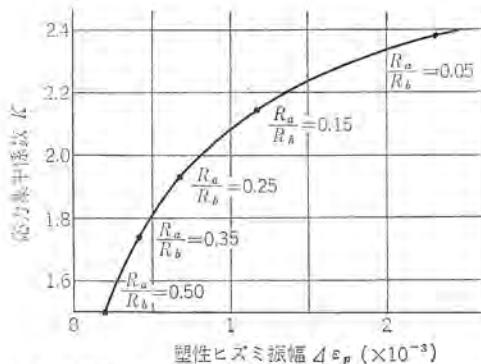


図 5.3 平均応力が降伏点に達するまで回転したケイ素鋼板の回転円板の中心孔縁での最大塑性ヒズミ振幅と中心孔の大きさを応力集中係数で示す。

Fig. 5.3 Stress concentration factor of rotating disk versus the maximum plastic strain amplitude which is made of silicon steel plate and rotated until average stress reaches yielding joint.

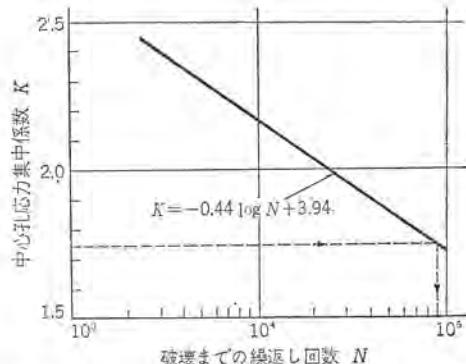


図 5.4 ケイ素鋼板中空円板の中心孔応力集中係数と破壊までの繰返し回数

Fig. 5.4 Stress concentration factor of rotating disk made of silicon plate versus cycles up to failure.

すなわち 86,000 回で円板は破壊することになる。ケイ素鋼板のモデルロータによる実際の繰返し回転停止試験の結果は、16,000 回までは、中心孔にまったくキ裂が生じないことが認められたが、それ以上の試験は実施できなかった。

(2) ケイ素鋼板中空回転円板の中心孔の大きさを変化させ、円板断面が降伏するまでの高速回転までの回転停止を繰り返した場合を理論計算で求めた例について検討してみる。弾塑性計算により、円板中心孔の応力集中係数と塑性ヒズミ振幅の大きさを求めた結果を図 5.3 に示す。材料の強さを式 (5.4) で示した値と組み合わせると、破壊までの繰返し回数は次の式で示される。

$$N = -0.44 \log N + 3.94 \quad (5.6)$$

これは図にすると図 5.4 になる。すなわち、応力集中係数と破壊までの繰返し数の対数が直線関係を示している。(1) に計算したモデルは応力集中係数 1.75 であり、このグラフから求めると 9×10^4 回で破壊することになり、ほぼ一致する。このように回転円板の中心孔の破壊は応力集中係数をパラメータとして寿命を容易に推定できる。

5.3 塑性変形が大きく永久変形を無視できない場合の寿命基準の決定

前節で中心孔の縁での局部的塑性変形を認めた場合の、回転円板の寿命決定の基準を述べたが、軟質鋼板を材料として行なった回転円板の試験結果、図 5.5 に示すように寿命が予想より非常に短く、このような考えではまだ不十分な場合もあることがわかった。それは、円板の中心孔が繰返し回転停止を行なうと、徐々に

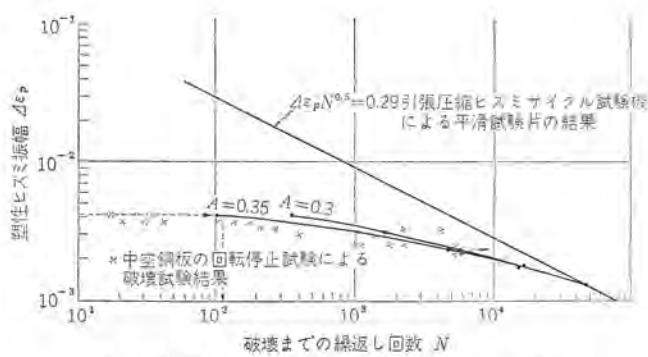


図 5.5 円板の中心孔の広がりを考慮したときの破壊までの繰返し回数 (銅板)

Fig. 5.5 Plastic strain amplitude of rotating copper disk versus cycles up to failure considering pre-strain of centerhole.

拡大し大きな永久変形を生ずるため、回転停止による塑性ヒズミ振幅だけでは破壊を説明するに十分でなく、この永久変形のため一種の前ヒズミを与えた状態になり、材料の疲労強度が一段と低下するのが理由と考えられるからである。そこで前ヒズミによる強度の低下と回転円板の最高回転数により生ずる永久変形の大きさを考慮に入れて寿命を決定する式 (5.7) を導いた。

$$N = \frac{[\sqrt{2}c - \varepsilon_{pp}(\text{rps})]^2}{2\Delta\varepsilon_p^2(\text{rps})} \quad (5.7)$$

$$\varepsilon_{pp}(\text{rps}) = A \left\{ \frac{\text{使用回転数} - \text{永久変形の進行しない回転数}}{\text{平均応力が降伏点} - \text{永久変形が進行しない回転数}} \right\}$$

ε_{pp} (rps) ……繰り返しによる中心孔の永久変形の大きさ

$\Delta\varepsilon_p$ (rps) ……回転停止による円板の最大塑性ヒズミ振幅の大きさ

式 (5.7) で ε_{pp} を 0 とすれば、式 (5.2) と同じになる。回転円板の中心孔での第 1 回の回転上昇による塑性変形の量は断面全体が降伏するまでなら、理論的には 1% 前後に過ぎないことが、図 3.4 の計算結果でも明らかになっている。しかし、加工軟化の性質のある材料ではヒズミの繰り返しにより材料の降伏点が減少し、塑性変形は徐々に増加して中心孔の永久変形が増大する。この事実を考慮したのが上述の計算式による基準の決定法である。

計算例

銅板の回転円板について、回転試験を行なった結果を参考にして N を求めてみる。銅板の少ない繰返し回数での疲労強度は図 5.5 および式 (5.8) に示す。

$$\Delta\varepsilon_p N^{0.5} = 0.29 \quad (5.8)$$

c の値は 0.29 である。図 5.5 に示す銅板の中空円板は、最高回転数 140 rps で回転を繰り返すと中心孔が 0.35 永久変形する。また、塑性ヒズミ振幅は、計算の結果 4.2×10^{-3} である。これらの数値を式 (5.7) に代入すると

$$N = \frac{[\sqrt{2} \times 0.29 - 0.35]^2}{2 \times 0.0042} = 102 \quad (5.9)$$

102 回で破壊することになる。これを図 5.5 で求めると点線のようになる。試験の結果は × 印で示すようになっており、塑性ヒズミ振幅が小さく永久変形が小さくなれば式 (5.8) の直線に漸近してゆく。

6. 回転円板の中心孔以外の応力集中部で少ない繰返し回数での疲労破壊を考えた場合

6.1 弾性計算で求めた全ヒズミ振幅

実際の回転体では中心孔以外に、偏心円孔、キーミングなどの応

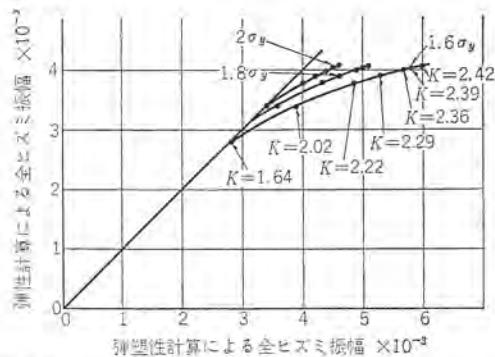


図 6.1 回転円板の中心円孔縁のヒズミの弾性計算と
塑性計算による差異（銅板）
Fig. 6.1 Difference of strain amplitude of rotating copper disk between elastic calculation and elasto-plastic calculation.

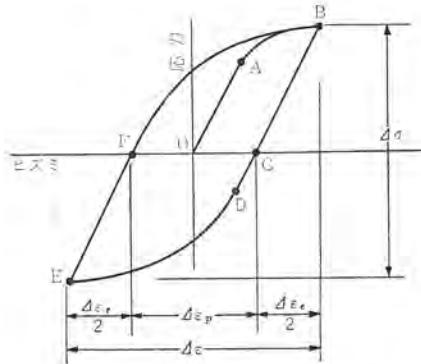


図 6.2 応力ヒズミサイクル
Fig. 6.2 Stress strain cycle diagram.

力集中部をもっている場合が多く、これらの点から破壊することも考えられる。それで、5章に述べたのと同様に応力集中部の塑性ヒズミ振幅を求められればよいが、塑性計算は実際にはほとんど不可能である。そこでこのような場合、近似的に弾性計算による応力集中係数を用いてヒズミを計算し、そのヒズミを全ヒズミ振幅とする破壊までの繰返し回数を推定して寿命を決定しようという考え方である。応力集中部では局部的に塑性変形しても、周辺が弾性状態にあれば拘束された状態にあり、著しいヒズミ増加は生じない。この考えは、疲労+裂先端部のヒズミの検討にはしばしば用いられている⁽⁹⁾。拘束された円孔の応力集中係数の例として、回転円板の中心孔のヒズミを理想塑性体の中空円板の弾塑性変形した場合について行なった計算結果から求めると、図6.1のようになり、中心円孔のヒズミを弾性として計算した値と塑性変形として計算した場合の差異を比較して示してある。

パウシンガヒズミが小さい場合は、圧縮側の降伏点が $1.8\sigma_y \sim 1.6\sigma_y$ に等しくなるのが実状であり、その場合、応力集中係数 K が 2.42 と大きい場合でも、両者の差異は 30% 程度に過ぎない。したがってヒズミの中に、弾性ヒズミが占有する部分が非常に大きいことは確かであり、弾性計算による応力集中係数を用いてヒズミを求め、全ヒズミ振幅としても実際には大きな相違はないと考えられる。

6.2 全ヒズミ振幅と破壊までの繰返し回数の関係

材料の塑性ヒズミ振幅と破壊までの繰返し回数は、式(5.2)で述べたように $\Delta\epsilon_p N^{0.5} = C$ で示される。その際弾性ヒズミ $\Delta\epsilon_e$ を同時に含めて考えると応力ヒズミループが図6.2のようになっているので、全ヒズミ振幅 $\Delta\epsilon$ は次の式で表示される。

繰返し回転停止をうける回転円板・蘿原

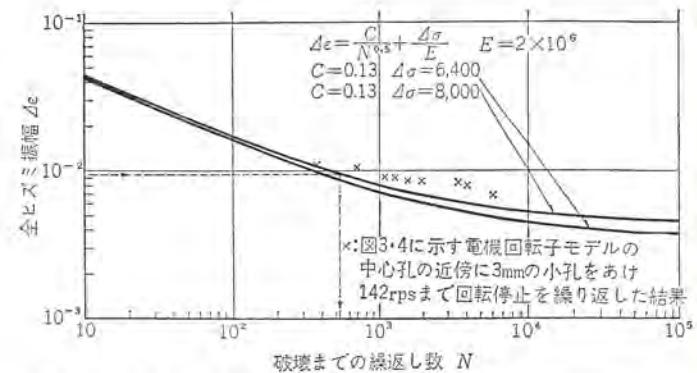


図 6.3 全ヒズミ振幅と破壊までの繰返し回数（ケイ素鋼板）
Fig. 6.3 Total strain amplitude around stress concentrated small hole on silicon plate versus cycles to failure.

$$\Delta\epsilon = \Delta\epsilon_p + \Delta\epsilon_e \quad \dots \dots \dots (6.1)$$

ここでパウシンガヒズミは引張または圧縮から除荷する際、応力 0 までは弾性的にもどるものとしてある。実際にこの範囲でパウシンガヒズミはそれ以後の応力範囲は比べて小さく無視できる。したがって、弾性ヒズミ $\Delta\epsilon_e$ は次式で示される。

$$\Delta\epsilon_e = \frac{\Delta\sigma}{E} \quad \dots \dots \dots (6.2)$$

式(6.1)と式(6.2)を式(5.2)に代入して次式を得る。

$$\Delta\epsilon = \frac{C}{N^{0.5}} + \frac{\Delta\sigma}{E} \quad \dots \dots \dots (6.3)$$

ケイ素鋼板の定数を入れて求めると式(6.3)は図6.3のようになる。

$\Delta\sigma$ の値は定ヒズミサイクルの疲労試験を行なうと材料の加工硬化の性質と加工軟化の性質によってそれ增加、または減少する。また、ヒズミの大きさによっても差異があるので試験によって式(6.3)の曲線を決定するのがよい。しかし、焼純材について近似的に求めるなら $\Delta\sigma = 2\sigma_y$ または $\Delta\sigma = 2\sigma_w$ とおくことができる。式(6.3)は次のように書き直せる。

$$\Delta\epsilon = \frac{C}{N^{0.5}} + \frac{2\sigma_y}{E} = \frac{C}{N^{0.5}} + \frac{2\sigma_w}{E} \quad \dots \dots \dots (6.4)$$

とすればよい。式(6.3)を用いれば N が $10^7 \sim 10^8$ の場合、 $C/N^{0.5}$ の項は 0 に近くなり、 $\Delta\epsilon$ は疲労限のヒズミに一致する。Cの値については、引張圧縮または曲げの定ヒズミサイクル疲労試験によって決定するのが正確であるが、近似的には静的引張試験における破断伸び ϵ_f を測定して、その $1/2$ または $1/\sqrt{2}$ を採用する方法もある。小さいほうの値を採用すれば安全側の設計になる。図6.3の2本の曲線はケイ素鋼板の $C=0.13$ 、 $\sigma_y=3,400 \text{ kg/cm}^2$ 、 $E=2 \times 10^6 \text{ kg/cm}^2$ 、 $\Delta\sigma=8,000 \text{ kg/cm}^2$ （加工硬化の性質のため上昇する）を用いて求めた。このようにして材料のヒズミ振幅 $\Delta\epsilon$ と破壊までの繰返し数の関係を求めることができる。

6.3 寿命の決定

回転円板の応力集中部での回転停止による疲労破壊は、次のような方法で行なえばよい。

(1) 回転円板の最高回転数における応力分布を弾性計算によって求める。

(2) 回転中の応力集中部の弾性計算による応力集中係数 K を、計算または実験で決定する。計算の近似方法として、半無限板や無限板中の集中係数を用いることもできる。

(3) 上記方法で求めた最大応力 $K\sigma$ をヤング率 E で除し、全ヒズミ振幅 $\Delta\epsilon$ を求める。

式 (6.5) で求めた $\Delta\varepsilon$ を式 (6.4) に代入して寿命を決定すればよい。

計算例

図 3.4 に述べた ケイ素鋼板の電機回転子 モデル 円板の中心孔の縁から 5 mm のところに直径 3 mm の小孔をあけて、円板を 142 rps まで回転停止を繰り返したときの寿命を計算してみると次のようになる。小孔の位置の円周方向応力振幅 σ は $5,800 \text{ kg/cm}^2$ で、小孔の応力集中係数を半無限板の縁にある円孔に近似させ 3.25 を採用すると、式 (6.5) からヒミ振幅 $\Delta \sigma$ は 9.75×10^{-3} となる。この値を式 (6.4) に代入すれば

$$9.75 \times 10^{-3} = \frac{C}{N^{0.5}} + \frac{8,000}{2 \times 10^6} \quad \therefore N = 510 \quad \dots (6.6)$$

510 回の繰り返し回転停止で破壊することになる。

ケイ素鋼板のモデル円板で3mmの小円孔を中心円孔から3~10mmの所にあけて、繰返し回転停止を行なった結果は図6.3の×印のように、すべて予想より安全側に現われており、上記の決定方法は安全側の設計基準と認められる。

7. す す び

(1) 回転円板を1回の回転上昇により破壊する極限設計をするには、円板の最高回転数のとき最弱断面の平均応力が材料の引張強さに一致するようにすればよい。しかし実際の機械ではこのような高速回転で使用する場合はほとんどなく、この値は円板の設計基準として用いがたい。

(2) 回転円板全体が大きな永久変形を生ずる場合も、機械としての使用限界を越える。その基準は断面の平均応力が材料の降伏点に達するときである。

(3) 回転円板の中心孔やその他の局部応力の最大値を片振り疲労限にとると、円板は回転停止を繰り返しても $10^8 \sim 10^7$ 回の回転停止に耐える。しかし、その場合の最高回転数は、(1) の設計

による同種円板の場合に比べて最高回転数が非常に低下してくるため、安全ではあるが寿命が長く経済的な設計でない。

(4) 回転円板の局部的塑性変形を許容し、しかも $10^3 \sim 10^4$ 回の繰返し回転停止に耐える設計基準として次のように定めた。

回転円板の中心孔縁が降伏点以上に達する場合、その点の描く応力ヒズミのループを求めて塑性ヒズミ振幅を計算し、材料の少ない繰り返し数での疲労強度に適用して破壊までの繰り返し回数を求める。ただし中心孔が回転停止により大きな永久変形を生ずる場合は、その広がりを求め、材料の前ヒズミによる疲労強度の低下として考慮しなければならない。

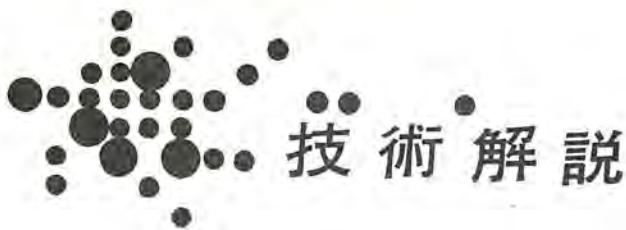
(5) 円板の中心孔以外の応力集中部で回転停止による応力ヒズミループが求められずまた切欠き半径の小さい場合は、弾性計算によるヒズミ振幅を求め材料の少ない繰り返し数での疲労強度に適用して、破壊までの繰り返し回数を求めるべき。

終わりにこの研究に貴重な助言をいただいた東京大学鶴戸口教授に深く感謝する。

(昭 39-12-4 受付)

参 考 文 献

- (1) Ernest L. Robinson: Trans ASME, p 393 July (1944)
 - (2) 鶴戸口: 日本機械学会誌, 55 No. 402 p. 474 7月(昭27)
 - (3) S. Maeda and S. Hagihara: Proc. 6th. Jap. National Cong. for App. Mech. p. 79 (1956)
 - (4) 鶴戸口: 日本機械学会誌, 64, No. 513, p. 1443 10
(昭 36)
 - (5) 萩原: 日本機械学会前刷集 No. 105, (昭 38-4) p 135
日本機械学会論文集 予定
 - (6) 中西: 日本機械学会論文集 18, No. 75, p 44-46 (昭27)
 - (7) 前田・萩原・川西: 「三菱電機」36, No. 7, p. 922 (昭37)
 - (8) E.E. Baldwin, G.J. Sokol & L.F. Coffin JR: Proc ASTM p 567 (1957)
 - (9) D.E. Martin: Trans ASME p 565, Dec. (1961)
 - (10) 竹中: 航空技術研究所報告. 8月 TR-28 (1962)



技術解説

UDC 537・312・62; 621.318.3

超電導(1) —超電導材料—

小俣虎之助*・石原克己*

1. まえがき

最近の物性研究およびMHD発電研究の進歩に伴って、100 kG程度の強磁場を内径10 cm程度の空間に発生するマグネットを必要とすることが多くなってきた。この程度のマグネットを従来の非超電導形で作ると、その建設費は膨大なものとなり、運転のためには数千 kWの電力と毎分数トンの冷却水を必要とし、その維持費も多額のものとなる。したがってこのような大きなマグネットは、その必要性にもかかわらず、世界でもわずかな著名大学や研究所に設置されているに過ぎない。

これを超電導マグネットにすれば、電源は自動車用蓄電池程度となり、また一度通電すれば液体Heで冷却している限り、磁場はそのまま残って永久マグネットとして使用でき、その利便ははかり知れないものがある。またその大きさはへやの片すみにおける程度のものとなり、きわめて簡便である。このような事情から超電導マグネットはにわかに脚光を浴び、とくに1961年の秋にアメリカのMITで開催された国際強磁場会議では、超電導マグネットの開発の問題が大きく取り上げられ、それ以来、欧米諸国においてこれに関する研究が著しく盛んとなってきた。欧米の大学、研究所で大型マグネットの製作計画を持っている所は多いが、超電導マグネットの実用化がここ1~2年とみて、その出現を待っているのが現況である。

わが国においても、当社がいち早く超電導材料の開発研究およびマグネットの製作研究に着手し、38年度に通産省の研究補助金の交付を受け、すでに合金系超電導線を製作し、その特性と格子欠陥との関連などの研究においてかなりの成果をあげている。超電導材料は、液体Heで冷却してはじめてその効果を現わすものであるが、最近の極低温工学の発達は液体Heの大量供給を容易にし、大型の超電導機器すなわちマグネット、トランス、整流器、モータ、送配電機器、電磁レンズ、ベアリングなどの実用化は、時間の問題となってきた。この点からも超電導材料の開発に関する関心は著しく高まっている。超電導材料を応用した機器および冷凍技術は、それぞれの専門家がこの解説の別の号で行なうことになっているので、本号では主として材料について解説をする。

2. 超電導のあらまし

2.1 金属の電気抵抗

一般に金属の電気抵抗は温度とともに減少する。これは金属結晶を構成している金属イオンの熱振動(ホノン)が温度とともに小さくなるので、電場のもとで移動する電子がホノンによって散乱される割合が小さくなるからである。理想的な結晶ではイオンは規則正しく配列しているが、実際の結晶では転位、空格子点、格子間原子、不純原子すなわち大きさの異なる異種原子などが存在して結晶の規則性が乱され、移動電子はこれらによって散乱を受け抵抗を生ずる。

完全結晶ならば、古典論的に考えれば0 Kに近づくに従って電気抵抗は0にならかに近づくはずであるが、図2.1のCuやAgなどの良導体でも極低温で $10^{-4} \mu\Omega \text{ cm}$ 程度の残留抵抗を示す。

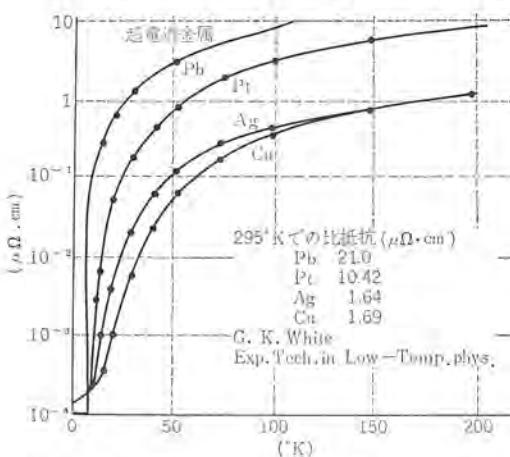


図2.1 金属と比抵抗と温度との関係

図のPbは室温では前記良導体に比べてかなり大きな抵抗をもっているが、極低温のある臨界温度 T_c を境にして急に抵抗が消失し、それ以下の低温では抵抗が0である。この性質を超電導性といいう。

他の超電導を示す金属も皆その高温における抵抗値は大きくCuやAgなどの10倍程度の抵抗を示す。いいかえれば、ホノンと電子の相互作用の強い金属が極低温で超電導性を示す。超電導金属以外の金属でも極低温では抵抗が小さくなるが、有限の値をもっているので、電流を流すとジュール発熱が生ずる。これに反して超電導状態にある金属は抵抗が0でありジュール発熱が0であるので、きわめて細い線に大電流を流すことができ、電気機器を著しく小形にして電源を簡易なものにすることができます。非超電導金属線を液体Heで冷却する場合、ジュール発熱で昇温して抵抗が上昇するので常に液体Heを供給して冷却しなければならないが、液体Heの蒸発潜熱はきわめて小さいので、その消費量は膨大なものとなり、冷却して抵抗を小さくするという経済的効果は薄れてしまう。この点を考えると抵抗0である超電導線の利用価値が大きいことが理解されよう。

2.2 超電導研究の歴史

オランダのライデン大学のK. Onnes⁽¹⁾は1911年にHgの抵抗が4.26 Kにおいて突然消失してしまうという事実を観測した。かれは抵抗が0であるということは細い線に無限の電流が流せることであると考え、これを用いてマグネットを製作しようとしたが、わずかに数百ガウスの磁場を発生できたに過ぎなかった。すなわち超電導線に一定の臨界電流 i_c 以上の電流を流すと、超電導状態が破れて通常の電導の状態にもどってしまうのである。

その後、Silsbeeは1916年に超電導→常電導の遷移は、電流そ



のものによるよりはむしろ電流によって発生する磁場によって生ずることを確めた。このことは外部から一定値以上の磁場を加えても生ずる現象であり、この磁場を臨界磁場 H_c という。 H_c は一般に温度の関数であって純金属では

$$H_c(T) = H_c(0)[1 - (T/T_c)^2] \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

に従うが、合金などでは T の一乗に比例して変化することがわかっている。1930年代になって、de Haas と Voogd⁽³⁾ は Pb-Bi 合金の H_c が 20 kG であることを示唆したが、実際には数 kG のマグネットさえも作ることができなかった。

1955 年 Yntema⁽³⁾ と Hulm⁽⁴⁾ が別々に Nb 線を用いて数 kg の超電導マグネットの製作に成功し、にわかにその研究が盛んになった。超電導マグネットの実用の可能性を示したのは Matthias であり、かれは種々の合金や金属間化合物を調べて、 H_c の大きな材料を見出した。なかでも Nb-Zr 合金⁽¹⁵⁾ は、100 kG よりやや低い、Nb₃Sn は 100 kG の高磁場に使用できることが判明し、超電導マグネットの実用化に希望が見出されたのである。1960年代になって一部試作マグネットが現われ、多少の問題はあるが 100 kG 程度の強磁場が作られている。Onnes の最初の発見以来実に 50 年の年月を要して、はじめて超電導マグネットが実現したわけである。その後各国で超電導の研究が急速に進み多数の新材料が発見されている。その特性の再現性や安定性にはまだ問題があるが、この方面的物性論的研究が進み、その実態が明らかにされ、超電導マグネットの実用化は時間の問題となっている。

2.3 完全反磁性

理想的超電導体、たとえば高純度の Sn や Pb の単結晶を外部磁場のもとにおくと、磁束が材料内部に侵入できない。 T_c 以上にすると、磁束は材料内部に侵入するが、ふたたび T_c 以下に冷却して超電導状態とすると磁束は外部へ押し出されてしまう。この現象は、発見者の名にちなんで MEISSNER 効果⁽⁷⁾ と呼ばれ、この性質を完全反磁性という。完全反磁性は超電導と同時に生ずるが、まったく独立した別個の本質的特性である。

完全反磁性のもの、たとえば液体 He 中で Pb の球を磁石に近づけると反発される。球は自重と反発力のつり合ったところで宙に浮く。この性質を利用して、磁気的クッションを介して金属を宙に浮かせることができるので、全然摩擦のないモータを作ることができ、きわめて高速の回転が可能となる。この原理は宇宙飛行機のジャイロに応用される。理想的超電導体でも、表面から 10^{-6} cm 程度磁力線が侵入することが Shoenberg (1939) によって観測され、この深さを磁束侵入度といい通常 λ であらわす。 λ の温度依存性は半実験的な次式⁽⁸⁾ に従うことが知られている。

$$\lambda = \lambda_0 [1 - (T/T_c)^4] - \frac{1}{2} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

ここで λ は T K の、 λ_0 は 0 K での磁束侵入度である。

3. 超電導金属および化合物

超電導を示す材料は、現在では 500 種以上も発見されている。これらはその挙動によって 3 群に大別できる。非遷移元素、遷移元素および金属間化合物または合金である。各群はそれぞれ独自の特長を持っている。次に各群について説明する。

3.1 元素

今までに超電導を示す元素として 24 種のものが知られて

表 3.1 超電導元素

元素	族	格子形 (室温)	T_c (K)	H_c (G)	遷移元素○ 非遷移元素×	外殻電子 配位
Al	III _b	面心立方	1.196	99±1	×	3s ² 3p
Cd	II _b	稠密六方	0.56	30	×	4d ¹⁰ 5s ²
Ga	III _b	面心立方	1.091	51	×	4s ² 4p
Hg	II _b	三方	4.153	411	×	5d ¹⁰ 6s ²
In	III _b	面心正方	3.407	293	×	5s ² 5p
La	III _a	稠密六方	~5.0	1,600	○	5p ⁶ 6s ²
Nb	V _a	体心立方	9.46	530	○	4d ⁴ 5s
Os	VII _a	稠密六方	0.71	65~82	○	5d ⁶ 6s ²
Pb	IV _b	面心立方	7.175	803	×	6s ² 6p ²
Re	VII _a	稠密六方	1.699	201	○	5d ⁵ 6s ²
Ru	VII _a	稠密六方	0.49	66	○	4d ⁷ 5s
Sn	IV _b	体心正方	3.722	309	×	5s ² 5p ²
Ta	V _a	体心立方	4.483	830	×	5d ⁵ 6s ²
Tc	VII _a	三方	11.2		○	4p ⁶ 5s
Th	IV _b	面心立方	1.37	162	×	6d ² 7s ²
Ti	IV _a	稠密六方	0.40	100	○	3d ² 4s ²
Tl	III _b	稠密六方	2.39	171	×	6s ² 6p
U	VII _a	斜方	0.6	≥2,000	×	5f ⁶ 6d ⁷ s ²
V	V _a	体心立方	4.89	1,310	○	3d ³ 4s ²
Zn	II _b	稠密六方	0.875	53	×	3d ¹⁰ 4s ²
Zr	IV _a	稠密六方	0.75	47	○	4d ² 5s ²
Be	II _b	稠密六方	8.0		×	2s ²
Bi	V _b	三方	(6.0)		×	6s ² 6p ³
Ga	III _b	三方	8.4		×	4s ² 4p

る。表 3.1 から明らかなように、周期率表で奇数番目の族の元素の T_c は一般に高く、偶数番目の族の元素の T_c は低い。このことはとくに遷移元素についてよくあてはまる。

原子は原子核と核外電子とによって構成されており、核外電子はそのエネルギーに従っていくつかの定まった電子殻に分れて配属されている。そのうち最も外側にあるものが外殻電子であって、元素の化学的性質はこれらによって定まるので外殻電子と呼ばれる。周期率表の族の数はこの外殻電子の数である。たとえば表で Nb は V 族であり、4d 殻に 4 個、5s 殻に 1 個計 5 個の外殻電子を持つ。d 殻は 10 個の電子で満員となるが、Nb のように d 殻が満員にならないうちに次の S 殻に電子が入り込むような元素を遷移元素と呼ぶ。

電子は上向きか下向きのスピン(電子の自転)をもち、磁性発生の有力な原因の一つとなっている。金属結晶では反対向きのスピンの相殺の効果が考えられ、外殻電子が奇数個であるか偶数個であるかによって、超電導性に及ぼす正味のスピンの量が異なってくる。遷移金属ではこのような意味からスピンの影響を考慮して超電導性に及ぼす磁気的効果を考慮しなければならない。超電導性は元素に固有な性質と考えるよりは、スピンをも含めた電子構造によって支配される性質のものと考えるべきである。同一元素でも不純物、格子欠陥などによって H_c 、 T_c あるいは T_{ci} などが変化することはこの間の事情を物語るものである。たとえば Bi に高圧を加えると表 3.2 のように T_c が変化する。同様の意味から金属の結晶格子型と超電導性とは密接な関連を持つ。表 3.1 から超電導性につごうのよい格子型としては、面心立方、体心立方および三方(稠密六方)の格子があげられる。

非遷移元素では T_c はその原子質量の平方根に比例し、これを同位元素効果とよぶ。この効果の存在によって、非遷移元素の超電導性は電子 \leftrightarrow ホン相互作用によって発生するものと考えられる。遷移元素の場合は同位元素効果のほかに磁気的相互作用も

表 3.2 Bi の臨界温度

圧力 (a.t.m)	T_c °K	備考
1	6.0	薄膜 (9)
20,000~41,000	7.0	(10)
25,000~29,000	7.25	Bi III (11)
25,000	3.96	Bi II (11)

考慮しなければならないことは先述したとおりである。

3.2 合金系超電導材料

3.1 節で純金属の場合の T_c と族の数との周期性について述べたが、この経験則は合金についてもあてはまる。合金の場合は 1 原子あたりの価電子数は必ずしも整数とはならないが、平均価電子数が奇数の整数値に近いときは T_c が高く、偶数値に近い場合の T_c は低い。しかしながら合金の場合、全固溶域にわたって結晶構造の変化を考慮しないで、価電子濃度と T_c との関係を考えることは困難である。すなわち組成比を変えることによって価電子濃度を変えようすれば、同時に結晶構造が変化して両者の影響を分離することがむずかしくなる。

合金系において現在注目されているのは Nb-Zr 系および Nb-Ti 系である。表 3.3 から明らかなように NbZr では組成比による T_c の変化はわずかである。しかしその T_c は 10°K を越えかなり高い。図 3.1 を見れば組成による H_c の変化はかなり大きい。Zr が多くなるとともに H_c が大となる。しかし図 3.2 から i_c は Zr が多くなるとかえって減少していることがわかる。

 表 3.3 Westinghouse 社 NbZr 組の T_c

組成 % Zr	臨界温度 T_c °K
15	10
25	11
33	11
50	9

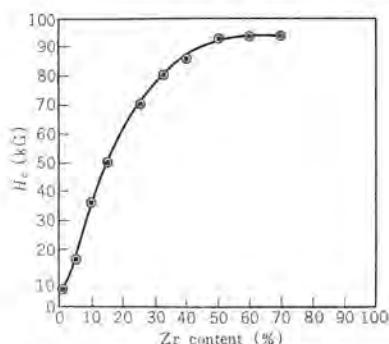
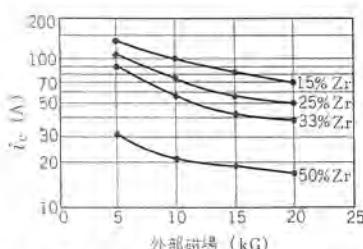

 図 3.1 Nb-Zr 線の Zr Content 対 H_c


図 3.2 Nb-Zr 素線の組成と臨界電流

H_c の大であることは磁場値の高いマグネットを製作できることを意味するが、反面 i_c が小さくなるのでアンペアーテンを増すためには巻数を大きくする、すなわち大量の線を必要とし、かなりの容積のマグネットになることを意味する。

Zr 組成比の小なものは H_c が小さいが、 i_c が大きく、磁場値がそれほど大きくなき場合のマグネットを製作する場合、きわめて小形で簡便なマグネットを作るに適した材料といえる。目的によって種々の組成のものが選ばれるが、25~33% Zr のものがはん用される見込みが強い。この場合の発生磁場は 70 kG 程度となる。この値は純金属に比べてケタ違いに大きく、合金材料がマグネット素材としてきわめて重要であることが理解される。最近 Westinghouse 社から発表された HI-120 は Nb-Ti 系合金であり 100 kg 程度のマグネットがこの線で作られた。NbZr 10 mil 線は、1 ポンドで 3,700 feet あり、価格は 400 ドルであるが、HI-120 は同径のもので 1 ポンドで 4,400 feet あり価格は 400 ドルである。すなわち HI-120 は NbZr の 0.84 の密度であって、1 feet あたりの価格では NbZr よりわずかに高いに過ぎない。

しかし NbZr 系に比べて電流密度で 33%，磁場において 30~50% すぐれており、その臨界磁場値は 120 kG である。ヤング率は室温で 12.2×10^6 PSI であって、Nb-25% Zr 線の 17×10^6 PSI に比べて約 40% 小さく、かなり柔軟で取り扱いが容易である。

その他の合金系についても多くの研究があり、 T_c は、周期率表でその右側にある任意の遷移元素を添加することにより T_c が上昇し、逆に Nb ではその右側にある遷移元素の添加によって T_c が低下する。不思議なことに、双方とも超電導性を示さない元素を合金とすると、超電導を示すものがある。W は 0.035°K まで、Pt は 0.1°K まで温度を下げても超電導性を示さなかったが、Pt-30% W は T_c が 0.40°K である超電導合金である。このことから超電導性は元素に固有なものではなく、むしろ電子の配位状態などのうちに原因があると考えられる。電子-ホン相互作用以外に、電子のスピンが超電導性に影響することは先述したとおりであるが、Ti や Zr に強磁性または反強磁性の元素を固溶させると T_c が上昇し、その上昇度は、単に価電子濃度の変化から類推された値よりもかなり大きい。Fe 原子を固溶させ、その局在磁気能率による T_c の変化を調べると、磁気能率の最大になる価電子濃度のところで、 T_c が最小となることがわかっている。これらの解釈として、磁気能率による T_c の変化は、スピンの存在によって常電導状態での自由エネルギー変化するために生ずると考えられている。

3.3 金属間化合物系超電導材料

化合物系で T_c の高いのは、 β -W 構造のもの、すなわち A_3B という構造をもつもので、 V_3Si (17°K)、 Nb_3Sn (18.05°K)、 Nb_3In (9.2°K)、 V_3Ga (16.5°K)、 V_3Ge (6.01°K)などである。純金属または合金では、格子欠陥の存在によって T_c が増加するものが多いが、化合物では逆に T_c が低下する。

同位元素効果については Nb-Sn 系についてよく調べられている。Corenzwit⁽¹²⁾ は Sn の種々の同位体を含む Nb_3Sn の T_c の同位元素効果を調べ、純金属の同位元素効果から期待される値より、ほとんど 1 ケタ小さい効果しか示さないことを発見した。Mo₃



Ir 系の同位元素効果は Matthias によって調べられ、 $T_c \propto M^{-\frac{1}{3}}$ の関係となっている。M は原子核の質量である。したがって金属間化合物の超電導性は、電子-ホン相互作用に原因をもつ非遷移元素とスピニ交換機構によって説明される遷移元素との間の機構によって生ずるものと考えられる。

金属間化合物は、合金に比べて原子間の結合力が強いので、堅くてもろく加工が困難である。これを線にするには、柔軟な Nb 管の中に Nb と Sn の粉を詰めて線引し、この線をマグネットに巻いた後に加熱して化学反応で Nb₃Sn とする。このような方法では保険管理の面でふつごうであり、利用が制限される。しかし化合物系は H_c , T_c が大きく、たとえば Nb₃Sn は T_c が 18.07 K で、現在知られている材料で最も高い臨界温度を持ち、 H_c も 185 kG であり、上記の方法で 100 kG のマグネットの試作に成功している。

V_{2.95}Ga は H_c が 350 kG にも達しきわめて有望な材料である。このような材料をマグネットにするには特殊の工夫が必要である。初めから線をつくることは考えないで、粉を円筒状にした後焼成し、flux pump の方法で磁束を中空部に注入すればマグネットとして利用できる。 T_c 以下では磁束が材料を通らず、 T_c 以上では磁束が通るから円筒の一部を加熱したり冷却したりすると、磁束に対する弁と同じ作用を持たすことができる。この弁を利用して逐次磁束を導入してその数を増すことができる。もちろん、磁束の変化に応じて永久電流が増加してゆくから、結果は外部電源から電流を供給したのと同じことになる。超電導である限り、電流は減衰されず磁束は中空部にトラップされて、永久マグネットとして使用できる。

4. 超電導発生の機構

超電導現象が発見されたのは 1911 年のことであるが、それ以来、その発生の機構を解くことは理論物理学者にとってきわめて困難なことであった。これが解決されたのは同位元素効果が理解された後のことであり、最近になってからのことである。この論文でしばしば述べてきたごとく、超電導を示す金属の電気抵抗は一般に大きく、ホン-電子の相互作用の強いものが超電導性を示すから、通常の金属では抵抗の原因となるホン-電子相互作用が極低温の臨界温度を境にして、急に抵抗をゼロにするというような事情を説明しなければならない。

もし、イオンの振動が電子と相互作用しないものと考えれば、超電導体の電子系の状態は、原子核の電荷には依存するがその質量には無関係のはずである。しかし事実は、同位元素の割合を変えて平均原子質量 M を変えると、臨界温度 T_c が変化することが超電導金属で実験的に認められているのである。このことからホン-電子相互作用が超電導の原因となっていることは疑いのない事実であるといえる。

1957 年 Bardeen, Cooper および Schrieffer⁽¹³⁾ は B.C.S. 理論を出し、超電導性発生の説明について成功した。もちろん遷移元素その他について問題は残されているが、少なくとも非遷移元素についてはうまく説明でき、超電導性発生機構の真因を示すものといえよう。B.C.S. 理論によればホンを媒介として、全運動量がゼロ、逆向きスピニをもった 1 対の電子がお互いに作用して常

電導の基底状態よりも低いエネルギーを持つ状態が現出し、これが超電導状態であるとするのである。電子が金属結晶中を移動すると、この電子によって結晶格子がヒズミを受ける。このヒズミによってホンが生ずるのであるが、格子のヒズミみは荷電分布の変化すなわち結晶電場の乱れをもたらす。このヒズミの部分に近接して存在する第 2 の電子は、この電場の乱れの影響を受ける。すなわち 1 対の電子がホンを媒介として相互に作用するのである。電子と結晶格子との相互作用は電子によって一定量のホンが吸収されるか発散されるかの過程と考えられる。

このホンの吸収または発散はきわめて短時間中に行なわれ、ホンの Life Time はきわめて短かいので、不確定性原理によつて過程中のエネルギーの保存は不確定のものとなる。この意味においてホンはこの場合、仮想的ホンと呼ばれる。いいかえると、電子は格子のヒズミすなわち仮想的ホンを引きずりながら結晶中を移動し、第 2 の電子に作用を及ぼしホンをひきわたす。このような 1 対の電子を Cooper-pair とよぶ。この 1 対の電子間の距離をコヒーレントの長さとよんでいる。この相互作用の大きさは電子の自己エネルギーの変化とホンのエネルギーとの相対的大きさに依存して変化する。もし後者が前者より大きければ相互作用は引力となる。この事情は次のモデルで説明できる。

先述の格子の電荷の変動は、一つの電子がみずからが持っている $-e$ という負電荷より大きな正電荷でとりかこまれてスクリンされており、正味は正の電荷となるような状態になっている。この正電荷が $-e$ の荷電を持った第 2 の電子をひきつけるのである。1 対の電子間には、各自の持っている負電荷によって反発的な力すなわちクーロン力が働いている。温度によってホンおよび電子の自己エネルギーの状態が変化し、その電子-ホン-電子の作用もことなってくるので、ある温度でこの力がクーロン力に等しくなる。この温度が臨界温度であり、これ以下の温度では電子間に働く正味の力は引力となって電子の運動を助け、あたかも抵抗がゼロになるような状態となる。すなわち電子がホンを他の電子とやりとりすることによってお互いに運動を助け、通常は電子の運動を妨げ抵抗の原因となるホンが、1 対の電子に対して逆に運動を維持させるような事態が極低温のある温度以下の温度領域で生ずるのである。これが超電導現象にはかならないのである。

B.C.S. 理論の帰結として、Fermi Level の近傍にエネルギーの Gap が存在することが要請される。その大きさはホンすなわち kT_c の Order のものである。これは電子比熱の測定、トンネル電流の測定、遠赤外吸収および NMR などの測定によって実験的に確められ、B.C.S. 理論の正しさが実証されている。

5. 超電導体の物性論的問題点

5.1 硬超電導体と軟超電導体

温度 T で超電導状態にある金属の単位体積あたりの自由エネルギーを $F_s(T)$ とし、常電導状態にあるそれを $F_n(T)$ とすれば、 T_c より低い温度では $F_n(T)$ のほうが $F_s(T)$ より大きく、両者の差は熱力学的に次式で表わされる。

$$H_c^2(T)/8\pi = F_n(T) - F_s(T) \quad \dots \dots \dots (5.1)$$

上式の $H_c(T)$ を熱力学的臨界磁場といい、純粋金属の結晶では $H_c(T)$ より大きな外部磁場が軸に平行に加えられると、磁束

が金属内部に侵入して、全体が常電導状態となる。このような材料を軟超電導体と呼んでいる。磁束が侵入する場合、磁束の先端に超電導状態と常電導状態との境界面ができるが、この境界面は $1\text{ }\mu\text{s}$ で $1\text{ }\mu\text{m}$ 程度進行する。

純金属の薄膜にコイルを巻き、外部から薄膜に磁場を加えると上述の境界層が進行して、超電導から常電導へとあるいはその逆に転移する。この転移は薄膜の厚さによって有限の時間を要する。この場合、超電導状態を O、または Yes とし、常電導状態を 1 または NO とすると、コイルを流れる信号電流によって 1 か 0 の状態に薄膜を使いわけることができる。このような超電導スイッチ素子をクライオトロンといい、コンピュータへの応用が考えられている。その転移の時間はきわめて短かく、素子としてはきわめて有望なものである。しかし純度の良い金属で格子欠陥の少ない薄膜でないと、理想的な超電導体とならない。百万分の 1 程度の不純物の混入やわずかなヒズミ、すなわち格子欠陥の混入によっても理想的な超電導性から逃れてきて、超電導→常電導の転移が遅くなったり不確実なものとなる。たとえばベースと上に付けられた金属薄膜の膨張係数が異なると、液体 He につけられた場合、熱応力が生じ転位が導入されて、クライオトロンとして使えなくなる。

軟超電導体の臨界磁場値は、表 3.1 から明らかなようにきわめて小さく、 H_c 以下の外部磁場のもとにおかれると表面からわずか部分にある磁束侵入度の部分をのぞいて、内部へ磁束は侵入しない。これに反して軟超電導体でも極度に加工して大量の格子欠陥が導入されると、 H_c 以下の磁場でも磁束が金属内部に侵入し、 H_c 以上に磁場を増して金属内部に超電導部分が常電導部分と混在して全体として超電導性を示し、理想的なフルマイからかなり逃れたものとなる。これは格子ヒズミによって電子構造に変化が生ずるために起こる現象と思われる。合金または金属間化合物も同じような現象を示す。このような材料では純金属結晶に比べて異質部分が多く格子欠陥が導入されたのと結果は同じとなるからである。

合金や化合物では H_c 以下の磁場の下で磁束の侵入が始まり、反面 H_c の数十倍の磁場の下でも超電導性を保持する。したがってこのような場合の臨界磁場は、熱力学的臨界磁場と別個のものとなり、きわめて大きな値となりマグネット素材として利用価値の高いものとなる。このような理想的な超電導体よりはずれた特性を示す材料を、硬超電導体と呼ぶ。軟超電導体では電流はその表面を流れるので、電流は線径の π 倍に比例するが、硬超電導体では材料内部にヒラメント状の流路が多数存在して、この部分を超電導電流が流れるから、電流は断面積すなわち $\pi/4D^2$ に比例する (D は線径)。この場合超電導部分のヒラメントと常電導部分とが材料内部に共存し、電気抵抗を測定すると全体として 0 であるが、磁化を測定すると抵抗が 0 である領域でも、外部磁場とともに増加することが認められ、磁束は超電導状態の間に、すでに材料内部に侵入を始めていることがわかる。この場合磁束は磁束量子の形をとって侵入し、侵入する量の最低の限界があることが認められている。

超電導部分と常電導部分とが混在するときに、線に交流電流を流すと、超電導部分に電流が流れるが有限な抵抗をもつ常電導部分にウム電流が発生し発熱する。この発熱量はわずかであるが、

適当に熱を取り去らないと材料の温度が上昇して、臨界電流値が小さくなってしまうと超電導状態が破れてしまう。材質の改良、冷却法によってこの欠点を除かないと超電導材料を交流で使用できないことになる。

硬超電導体を流れる電流はヒラメント部分を流れるが、おのずから発生する磁場と相関して外部へヒラメントを押し出そうとする Lorentz 力が働く。この Lorentz 力に対抗してこの部分をピン止めするのが転位や不均質部分である。したがってこのようなピン止めの働きをする転位などの格子欠陥や、多くの析出物をもつ合金などでは臨界電流、臨界磁場が大きい。磁束は外部磁場の増加とともに侵入を始めるが、磁束の増加や減少は転位や格子欠陥によって妨げられる。このことはヒラメントに電流が流れ、ヒラメントが転位やその他のピン止め力によってとめられていることと関連して同時に生ずる現象である。硬超電導体に電流を流しその値を次第に増してゆくと、磁束が不連続的に材料内部に侵入し、誘起電圧が生じて、抵抗 0 の超電導状態にあるにもかかわらず超電導線の 2 点間に電圧が観測される。これによって瞬間に電流 × 電圧の発熱が生じ材料を昇温させて、瞬時に超電導状態が破れ常電導となるが、ふたたび冷却されて超電導状態に復帰する。この現象を flux jump の現象といい、この種材料をマグネットに使用するにあたって十分考慮しておく必要がある。すなわち電流をきわめて徐々に増していって flux jump による発熱量が十分取り去られる時間を与えるか、あらかじめ別の外部磁場を加えて flux jump の生ずる低磁場の領域を避けるなどの工夫が必要である。

flux jump は 20 kg 以下の低磁場で生ずるので低磁場で超電導マグネットを製作する場合や使用する場合は十分材料の性質を知悉しておく必要がある。flux が不連続に増減するのは、おそらく転位や不均質部分にピン止めされるからであろう。とにかく超電導線内部の転位や析出物は熱的影響や応力の影響のもとで変化しやすいものであるから、取り扱いいかんによってはその超電導特性の変化を生じさせることになる。転位は極低温でも応力のもとで移動しうるし、材料に大きな応力を加えると一部に双晶が生ずることも考えられ、取り扱いには金属物理学的知識が必要とする。

5.2 超電導の量子論的考察

量子論で取り扱う微粒子たとえば電子などは、その運動量と位置とを同時に正確に計ることのできないことは、不確定性原理によって示される。したがってこのような粒子の状態は確率的に表現され、どれだけの運動量をもった粒子がある場所にどれだけの確率で存在することを示す波動関数 $\psi(r, t)$ を用い、 $|\psi(r, t)|^2$ でその状態の存在の確率を表わす。物質が原子からできており、原子の世界では量子力学が支配する。したがってわれわれが観測する物性はなんらかの形で量子法則を反映しているのである。量子力学では波動関数は位相をもつ複素関数である。これに反してわれわれの観測する現象は、膨大な数の原子に関する統計的平均であるから、巨視的な現象を記述する熱力学的変数はすべて実数である。量子論的効果といいうものは対象とする個々の粒子の近傍で現われる。しかるに超電導現象では、量子論的効果が 10^{-5} cm に及ぶ巨視的な熱力学的範囲すなわちコヒーレントの長さの範囲で生ずることを特長とする。いま磁束侵入度を λ_0 で表わせば、コヒーレントの長さは $K\lambda_0$ で表わされる。K は次式に示す。

超電導現象を記述する波動関数 ψ は、コヒーレントの長さ $K\lambda_0$ より小さい距離ではその値を著しく変えることがないのでとくに実効波動関数と呼ばれる。すなわち 5.1 節で述べた cooper pair の長さの範囲で、超電導波動関数が実効的な意味を持つことになる。上述の K は見方を変えれば次式で示される。

$$K = \frac{K_{\lambda_0}}{\lambda_0} = \frac{\text{コヒーレントの長さ}}{\text{磁束侵入度}} \quad \dots \dots \dots (5.3)$$

コヒーレントの長さおよび磁束侵入度によって材料の自由エネルギーの量が左右されるから、最も安定な、すなわち自由エネルギーが最小であるような状態を材料が取ろうとするから、材料によって K が定まってくる。

材料内部で超電導部分と常電導部分とが共存すると、その境界面は自由エネルギーをもつ。したがって両部分が細分されるほど境界面積が増し、自由エネルギーはこの面から増大するが、磁束侵入度とコヒーレントの長さからの自由エネルギーへの影響もあるので、全体としては、ある場合には超電導部分と常電導部分とが混在したほう

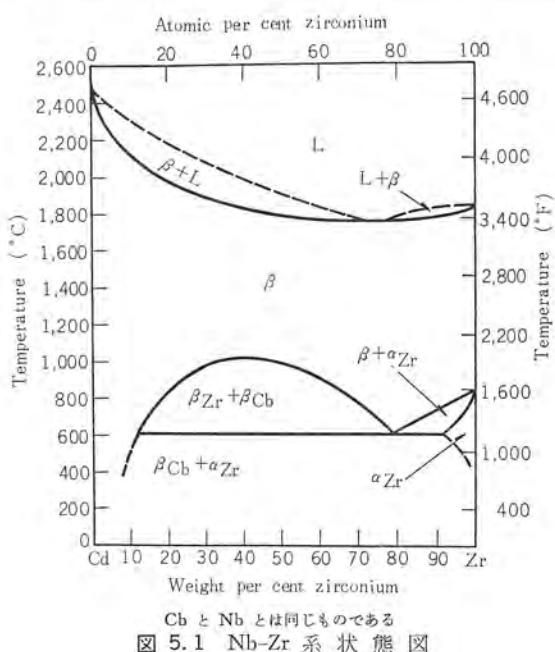
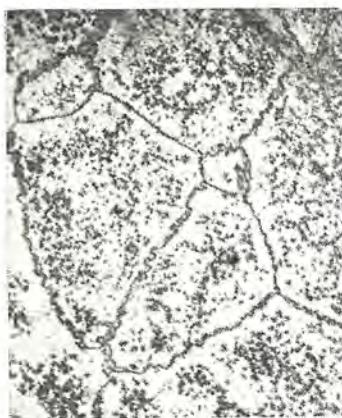


図 5.1 Nb-Zr 系 状 態 図



1,300°C で溶體化処理した後徐冷する。白い部分は β -Nb 黒い部分は α -Zr+ β -Zr ($\times 100$)

図 5.2 Nb-36% Zr インゴットの組織



1,500°C で 1 時間溶態化処理した後 500°C で 2 時間熱処理したもの ($\times 500$)

図 5.3 α -Zr の析出



図 5.4 Nb-25% Zr 0.01 in-diam 線の顕微鏡組織(×500)

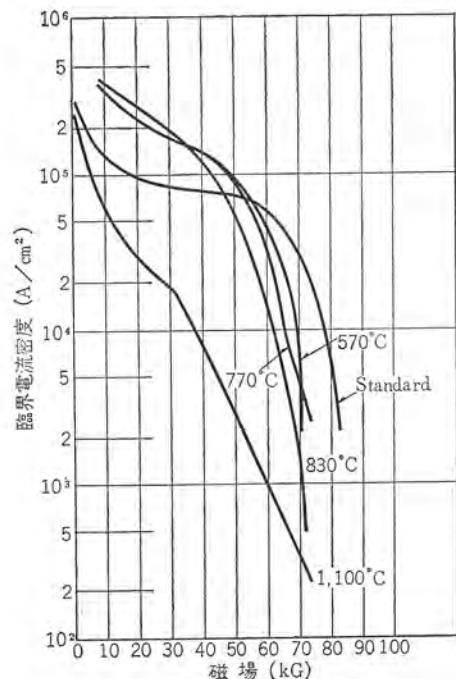


図 5.5 Nb-33% Zr Short Sample の特性

がエネルギーが小さい場合が起りうるし、また超電導部分が大半を占めるほうがエネルギーが小さい場合もある。前者が硬超電導体であり、後者が軟超電導体となるわけである。軟超電導体でも極度に加工すれば格子欠陥の存在によって自由エネルギーの模様が変わり、硬超電導性を示すようになることも上述の観点から理解できる。

ることが知られている。純金属でも Nb などはいくら純度を良くしても $k < 1$ であり、intrinsic な硬超電導体と考えられている。

5.3 超電導合金の冶金学的問題

超電導材料のうち加工性に富み H_c , i_c が大きいのは、Nb-Zr あるいは Nb-Ti のような合金である。Nb, Ti, Zr などは融点がきわめて高く酸化しやすいし、蒸気圧が各元素で異なり、合金にする場合は組成比のコントロールなどにも問題がある。溶解法としてはアーチ溶解法や電子ビーム溶解法などの特殊の方法を用いる。インゴットの硬度が大きいが高温で加工して細線化すると酸化するので、特別な工夫を必要とする。

図 5.1 は Nb-Zr 系の状態図であるが β 相は体心立方晶、 α 相はチャウ密六方晶である。図 5.2 は 36% Zr のインゴットを溶融化処理したもので、白い地は β -Nb、黒い部分は α -Zr と β -Zr である。インゴットを 1,500°C で 1 h 溶融化処理して、さらに 500°C で 2 h 熱処理すると α -Zr が Subboundary に沿って出てくることが図 5.3 からわかる。図 5.4 は 0.01 in に線引した線の組織で、 α -Zr が線引方向に並んでおり、この組織が超電導性に良い効果を与える。図 5.5 は Nb-33% Zr 線に種々の熱処理を加えたものについて特性をとったもので、臨界電流と磁場との関係は熱処理によって著しく変わる。これは状態図の $\beta_{\text{Nb}} + \beta_{\text{Nb}} \rightarrow \alpha_{\text{Zr}} + \beta_{\text{Nb}}$ の変化がかなり緩慢であり、加工された素材でも高温の β -Zr 相がかなり残存し、加熱すると不完全ながら α -Zr 相に変わるが、中間にいくつかの準安定相が出現することに原因がある。事実 Widmanstaeten などの針状中間結晶が存在することが認められている。これらの中間生成物が加工によって導入された転位やその他の格子欠陥と相互作用し、複雑な組織となっていることが考えられる。

われわれの研究室で Nb-Zr 線を加熱しながら内部摩擦や熱起電力などを測定したところ、数多くの緩和現象を経て、転位やその他の格子欠陥がトラップされている不均質部分から解放されてゆく様子が観察された。600°C 以上の加熱では中間相の出現や変態などのために現象はより複雑になる。このような内部状態の加熱による変化は材料の超電導特性を著しく変える。加熱と加工を適当に繰り返すことによって H_c , i_c の大きな状態に材料をもってゆくことができる。反面不必要的加熱や応力を加えることは逆に特性を変化させ、ある場合には特性を悪くすることも起こりうる。たとえば超電導線に絶縁被膜をかぶせる場合、かなりの温度に上げて乾燥させなければならないが、200°C 近傍の加熱でも転位は移動するので、乾燥温度の低い塗料を用いるなどの注意が必要である。極低温で耐えうる材料としては、われわれの実験結果⁽¹⁶⁾によると エポキシ、ポリエチレン、ナイロンなどの系のものがよいように思われる。

6. む す び

超電導マグネットの材料としての観点から、合金系を主として取り上げてその特性を述べたが、本編で記述してきたごとく物性に種々の問題があり、そのいくつかは研究によって解決されようとしているが、この材料の実用化は、さらに本質的な研究がなされた後に実現されるような点が多い。超電導マグネットの設計製作にあたっては、これらの問題をよく理解しておかないとその成功はおぼつかないものとなるであろう。材料研究、設計、冷凍技術と 3 者が完全にそろって、はじめて超電導マグネットの実現が具体化する。

ここではその材料に関するだけを述べたが、他の 2 者との関連は重大なものであり、これらを述べないで材料のことを説明できないが、今回は割愛して、別の号で各専門の立場から解説してもらうこととする。

(昭 39-9-4 受付)

参 考 文 献

- (1) H. K. Onnes: Commun. Phys. Lab. Univ. Leiden. No. 133d (1913)
- (2) de Haas and J. Voogd: Phys. Lab. Univ. Leiden. No. 208d (1930), No. 214b (1931)
- (3) G. B. Yntema: Phys. Rev. 98, 1197 (1955)
- (4) J. K. Hulm: Private Communication
- (5) B. T. Matthias, T. H. Geballe, S. Geller, and E. Corenzwit: Phys. Rev. 95, 1455 (1954)
- (6) B. T. Matthias: Phys. Rev. 92, 874 (1953)
- (7) W. Meissner, and R. Ochsenfeld: Naturwiss. 21, 787 (1933)
- (8) W. Robert: G. E. Research Lab. Report No. 61-RL-2744M (1961)
- (9) N. Barth: Z. Physik, 141, 550 (1955)
- (10) P. F. Chester, and G. O. Jones: Phil. Mag. 44, 1281 (1953)
- (11) N. B. Brandt, and N. I. Ginzburg: J. Expl. Theoret. Phys. (USSR), 39, 1554 (1960)
- (12) G. E. Delvin, and E. Corenzwit: Phys. Rev. 120, 1964 (1960)
- (13) J. Bardeen, L. N. Cooper, and J. R. Schrieffer: Phys. Rev. 108, 1175 (1957)
- (14) B. B. Goodman: Phys. Rev. Letters 6, 597 (1961)
- (15) J. Wong: A. I. M. E. Meeting New York City. February 18 (1962)
- (16) 森田・小俣・光本: 電学関西支部連大 (昭 38)

SCR インバータとその応用 (その 1)

大野 荘一*

1. まえがき

SCR はすでによく知られているように、ゲートによって導通開始時点を制御できる半導体整流素子で、Silicon Controlled Rectifier の略称である。この素子は、1958 年 G.E. 社から発表されて以来、そのすぐれた特性によって従来のサイラトロンやイグナイトロンなどの放電管や、磁気增幅器などの制御素子に代わって広く用いられるようになり、今後もますますこの傾向が強まるであろう⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。

ところで、SCR の出現によって飛躍的な発展をとげたものが、ここで紹介しようとするインバータである。SCR の出現以前にもサイラトロンやイグナイトロンによる DC-AC 変換器としてのインバータは試みられ、一部実用に供されているものもあるが、まだ本格的な実用期には入っていなかった。

SCR は半導体特有の数々の特長をもつ上に、とくにインバータとして有効な特性としてターンオフ時間が短いために、これを生かした方形波インバータの開発が進み、急激に実用期に入った感が深い。この新しい SCR インバータは並列インバータから出発したものではあるが、従来の直列インバータや並列インバータとは考え方の上でも、実用上の面でもかなりの差があるようと思われる。

そこで本誌の紙面を借りて、これら新しい SCR インバータについてその基礎的な考え方から実際の回路の動作ならびに応用に至るまでを解説し、多少なりとも新しい技術の普及発展に寄与したいとの筆者らのささやかな念願によって、「SCR インバータとその応用」と題する技術講座を今後数回にわたって連載することにした。

今回は、その 1 として概説を行ない、基本的な考え方や歴史的な発展について考察するが、以後はインバータ基本回路の原理と動作、定周波定電圧インバータとその応用、可変周波数インバータとその応用、無整流子モータ、DC-DC チョッパとその応用、その他について順次われわれの研究室で得られた成果をも織りまぜつつ解説を行なってゆく予定である。

2. 理想スイッチと理想インバータ

「技術の進歩は単純化への過程である。」といったら誤解を招く恐れがないでもないが、初期には複雑で特殊であったものも、一般化するにつれて不要のものがなくなり、すっきりとしたわかりやすいものとなってゆくように思われる。その結果さらに広い範囲への普及が促進されることになるのである。

インバータについても、初期においては使用された放電管自体の信頼度も低く、そのほかにも種々の制約を受けて複雑となっていたために、一般にインバータとはむずかしいものという印象を与えていたように思われる。SCR の出現によってこれらの制約の大半が取り除かれて、インバータはかなりすっきりしたものとなってきた。しかし、なおターンオフなどに技術的問題点が残り、理解を妨げている面もあるようである。



図 2.1 理想スイッチによる電力制御

ここでは、まず最も単純化したインバータとしての理想インバータと、それを実現するための素子としての理想スイッチの特性を考察することにより、以後の具体的な SCR インバータの理解を容易にしたいと思う。

2.1 理想スイッチによる電動制御

今図 2.1 に示すように電圧 E_s の直流電源と負荷 R の間にスイッチ S_w を設けて、これを一定周期で開閉すると、出力電圧 V_L はスイッチ開の時間を t_{on} 、閉の時間を t_{off} として

$$V_L = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot E_s = \frac{t_{on}}{T} E_s \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし $T = t_{on} + t_{off}$ は周期

となり、スイッチ閉の時間により出力を調整できる。この回路は、DC Chopper とも呼ばれる基本的なものである。

次にこの場合のスイッチ S_w の内部損失の平均値 \bar{p}_s を求めると

$$\bar{p}_s = \frac{t_{on}}{T} E_s \cdot i_e + \frac{t_{off}}{T} v_{sw} \cdot \frac{E_s}{R} + \frac{t_s}{T} \frac{E_s^2}{3R} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

ただし i_e : スイッチ開時の漏れ電流

v_{sw} : スイッチ閉時の電圧降下

t_s : 1 回の開閉に要する過渡時間

となる。この式の第 1 項はスイッチ開時、第 2 項はスイッチ閉時の損失であり、最後の項は、過渡状態における負荷の電流電圧の変化を、直線的と仮定したときの開閉動作時の損失を表わす。

ここで、もし $\bar{p}_s = 0$ にできれば、効率 100% の電力制御ができることになるが、式 (2.2) からこのためには i_e 、 v_{sw} および t_s をそれぞれ 0 にしなくてはならない。このような理想スイッチを用いれば、いかに大きな電力といえども損失皆無で取り扱うことができる。

実際に理想スイッチの条件としては、上記の三つのほかにさらに微少電力でスイッチの開閉が制御できること、すなわち電力ゲインの高いことが要求される。また動作が確実で、寿命が半永久的で、小形軽量といったことが必要なことはいうまでもない。

このような理想スイッチは現実には存在しないが、実用されている素子として表 2.1 に示したようなものがあり、SCR はその中でも最もすぐれたものであるため、近年とくに急速に発展してきたものと考えられる。

2.2 理想インバータ

前節で大電力の制御を理想スイッチによって行なえば、損失なし

表 2.1 各種電力制御素子の特性

	漏れ電流	順電圧降下	スイッチング速度	電圧範囲	電流範囲	最大制御電力	備考
サイラトロン		8~15V	0.1~1ms	0.5~10kV	1~50A	100kVA	グリッドによりターンオンのみ可能
イグナイトロン		12~25V	0.1~1ms	1~150kVA	50~300A	10MVA	イグナイトによりターンオンのみ可能
磁気増幅器(含可飽和リ) (アクトル)	定格電流の2~5%	5~20V	0.5~10c/s	100~1,000V	1~1,000A	1MVA	交流電源で使用
トランジスタ(スイッチングダイオード)	0.01~10mA	0.1~1V	0.01~20μs	20~100V	10mA~20A	1kVA	ベースによりオン・オフのみ可能
SCR	0.1~20mA	1~1.5V	5~50μs	50~1,200V	1~200A	100kVA	ゲートによりターンオンのみ可能

にできることを述べたが、電力変換にもまったく同様な考えが適用できる。すなわち、整流器は電源周波数に同期して開閉する理想スイッチであり、逆変換器としてのインバータは、定められた周波数で開閉する理想スイッチにより、直流を切り換えて交流にするものと考えることができる。

図2.2は、通常用いられるインバータ回路を理想スイッチを用いて表わしたもので、これらを理想インバータと呼ぶことにする。これらは、すべて直流電源側を負荷とし、図の負荷側を交流電源とすれば整流装置となるものであり、きわめてよく知られた回路である。

このような理想インバータは出力が完全な方形波であるが、電源と負荷が、いずれかのスイッチによって直結されているため、電圧変動率もゼロとなり、負荷変動や電波変動に対する過渡安定度もきわめて高い。また当然のことながら、スイッチは両方向性であるから電力返還もスムーズに行なわれ、負荷の種類にも制限を受けない。表2.2は図2.2の各回路に対応する出力波形および電流電

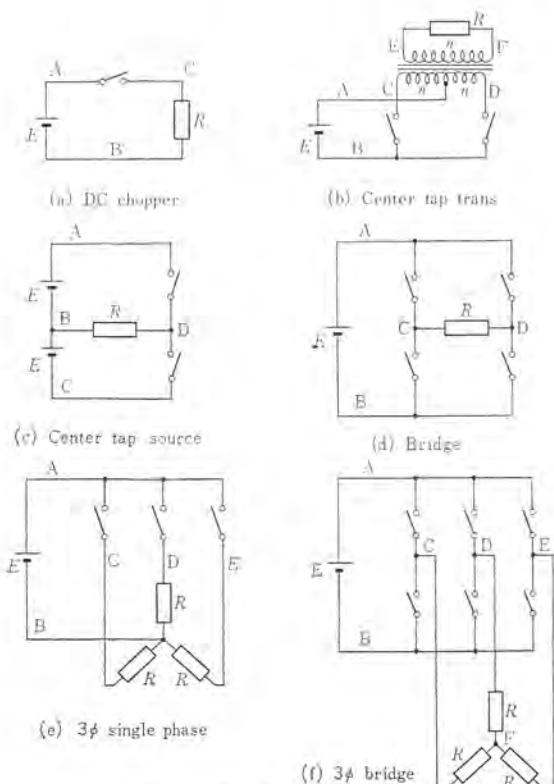


図 2.2 理想インバータ

表 2.2 理想インバータの特性

	出力電圧波形	出力電圧(rms)	出力	備考
(a) DC chopper		$E/\sqrt{2}$	$E/\sqrt{2}R$	$t_{on}=t_{off}$
(b) Center tap trans		E	E^2/R	
(c) Center tap source		E	E^2/R	
(d) Bridge		E	E^2/R	
(e) 3φ single phase		$E/\sqrt{2}$ $\sqrt{2/3} \cdot E$	$3E^2/2R$	180°位相
(f) 3φ bridge		$\sqrt{2/3} \cdot E$ $\sqrt{2/3} \cdot E$	$2E^2/3R$	180°位相

圧の実効値を記したもので、今後に登場するSCRインバータの多くのものに共通した基礎特性である。

2.3 SCRによる理想スイッチの近似

ところで、現実に立ちかえって、今考察した理想インバータを、SCRを用いて構成することを考えよう。

SCRはオフ時の漏れ電流は微小であり、オン時の電圧降下も小さく、スイッチング時間もオフからオンは数μs、オンからオフは数10μsときわめて小さいが、理想スイッチとしての条件に欠ける点が二つある。それはターンオフがゲートにより制御できないことと、電流が一方向にしか流れないことである。したがって具体的なSCRインバータは、いかにしてこの二つの問題を解決するかによって、細部の差が生じてくることになる。

第1の問題はいわゆる転流方式の問題で、現在のSCRを使うかぎり、なんらかの方法で、SCRを流れている主電流を、短時間ではあるが保持電流以下に減少させてターンオフすることが必要となる。図2.3は現在用いられているいくつかのターンオフ回路の例を示したものである。

第2の問題は電力帰還の問題で、一般に、SCRと逆並列にダイオードを接続することにより解決している。

これらの詳細については次回以降で述べることにする。

このようにしてSCRに多少の手を加えることによって、かなりすぐれたインバータが得られるようになったのであるが、今後

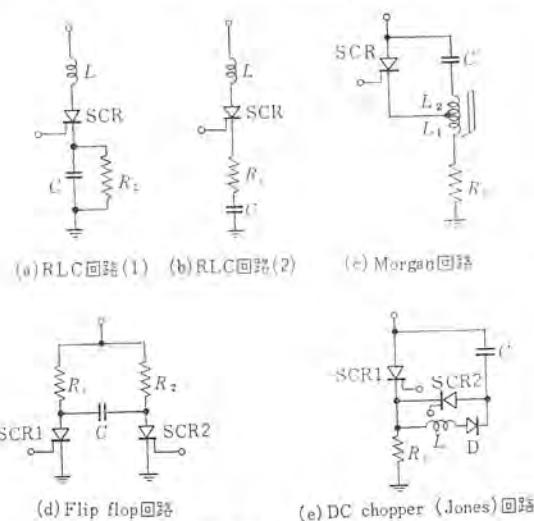
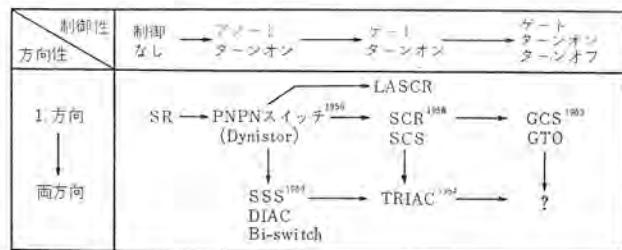


図 2.3 SCRによるオン・オフスイッチ

SCR 素子の大容量化、ターンオフ時間の短縮によってさらに広い応用分野が開けることであろう。

また上記 SCR にないターンオフ特性や、両方向性をそなえた新しい半導体電力制御素子も次々と生れており、これらが実用になる時期も近いものと思われる。すなわちゲートによるターンオフが可能な素子として GCS (Gate Control Switch, WH), GTO (Gate Turn Off SCR, GE) が、両方向性素子としては SSS (Silicon Symmetrical Switch), DIAC, TRIAC (GE) などが最近発表されている。図 2.4 および図 2.5 はこれら新しい素子の発展の流れとそれぞれの構造および特性を示したもので、機能的に理想スイッチの特性を満足するものが誕生するのも、夢ではないようと思われる。

もちろんこれらの素子は、初期には電流電圧の使用範囲の制約が強く、大容量のものは無理であろうが、やがては SCR よりもさらに進んだ素子により、より理想インバータに近い簡潔な半導体インバータが実用期を迎えることができるであろう。



SR: Silicon rectifier, SCR: Silicon control rectifier, SCS: Silicon Switch, LASCR: Light Activated SCR (光スイッチ), SSS: Silicon Symmetrical Switch, GCS: Gate Control Switch, GTO: Gate turn off SCR

図 2.4 半導体電力制御素子発展の流れ

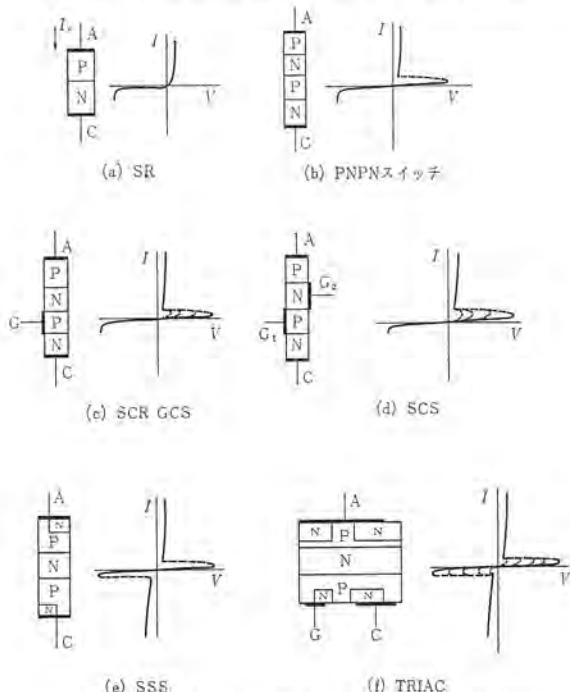


図 2.5 各種半導体スイッチの構造と特性

3. インバータ基本回路の発展

前章において理想インバータについての考察を行なったので、次に具体的なインバータの発展を歴史的に概観してみよう。

3.1 自励式と他励式

インバータは、一般に自励式と他励式に分類される。他励式は出力側に交流電源があって、これから無効電力の供給を受けて、同期運転しつつ、電力をその交流電源に送り込むもので、主として直流送電などの電力系統に用いられるものである。

これに対して自励式は出力側に交流電源はなく、インバータ自体の力で転流を行なうもので、独立した電源として用いることができるため広く一般に普及しつつあるものである。いわゆる SCR インバータという場合にも、SCR の出現によって急激に発展したこの自励式インバータをさすものと考えてよく、この講座でも主としてこの型のものについて話を進めてゆくことにしたい。

3.2 直列インバータ⁽¹⁾

自励式インバータとして、SCR の出現する以前からよく用いられた方式が直列インバータである。これは図 3.1 にその基本回路を示すように負荷と直列に転流コンデンサおよび転流リアクトルが接続されて、LCR の直列共振回路を形成するもので、その共振周波数を出力の周波数にほぼ一致させて、正弦波に近い交流出力が得られる特長をもつものである。

すなわち図 3.1 において、最初 SCR1 を点弧すれば過渡振動を生じて負荷に正の半サイクルを与える、転流コンデンサを充電して、自然転流により SCR1 は消弧する。引き続いて SCR2 を点弧すれば、コンデンサの電荷が負荷を通じて放電し、負の半サイクルを生ずる。LCR 直列回路の固有周波数 f_R は

$$f_R = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad \dots \dots \dots \quad (3.1)$$

であるから、SCR1 および 2 に加えられる信号周波数を f_0 としたとき、 f_R と f_0 の大小関係により図 3.2 に示すような出力が得られることになる。

この直列インバータのおもな問題点を列挙すると、次のようになる。

(1) 常時自然転流が可能である。図 3.2 からもわかるように、 $f_0 \leq f_R$ である限り LCR 共振による振動によって自然に電流がゼロとなり、SCR の転流が行なわれる所以転流失敗が生じにくい。しかし $f_0 \approx f_R$ の条件を保たなければならない。

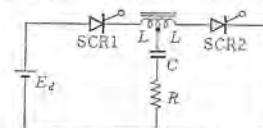


図 3.1 直列インバータ回路

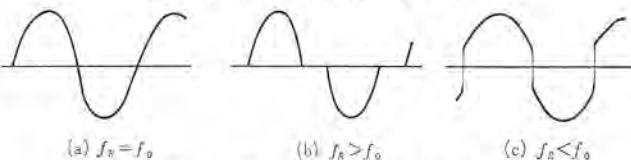


図 3.2 直列インバータ出力波形

(2) 軽負荷時に転流困難となり動作できなくなる。負荷が軽くなると、式 (3.1) の R が大となり f_R は小さくなってしまい $f_0 > f_R$ となり、強制転流域に入る。さらに $R \geq 2\sqrt{L/C}$ になると非振動的となって、動作不能になってしまう。

(3) 制御素子に高い耐圧が要求される。共振のためとくに R の小さい重負荷時に回路電圧は高くなり、電源電圧の 5~6 倍以

上という耐圧が要求される。

(4) 過渡安定度が低い。共振が励起するのに時間を要し、起動時や負荷急変時の安定度が低く、転流失敗などを生じやすい。

(5) 周波数可変が困難である。前に述べたように $f_0 = f_R$ の条件で運転されるから、出力の周波数を変化するためには、 L または C を変化して f_R を調整することが必要となり問題が多い。

これらの問題点に対しては、改良形直列インバータが開発され一部実用されたが、根本的な解決とはならなかった。現在では高周波インバータやパルス電源として用いられるが、インバータとしての主流は、次に述べる並列インバータから発展した方形波インバータに移った感が深い。

3.3 並列インバータ⁽⁵⁾

直列インバータと並んで古くから知られている方式で、図3.3にその基本回路を示す。ここでは転流コンデンサが負荷と並列に接続され、さらにかなり大きな平滑リアクトルが電源と直列にそう入されているのが従来の並列インバータである。

この回路の特長は強制転流によって転流が行なわれることで、たとえば、今 SCR1 が導通していたときに SCR2 にゲート信号を送ってオフになると、SCR1 によって図示の極性に充電されていたコンデンサ電圧が、SCR2 の導通によって SCR1 に逆電圧として印加され、これをオフにする。その後、SCR1 のターンオフ時間より長い期間逆電圧が続ければ、完全に順方向の制御能力も回復して転流成功となる。

図3.4は抵抗負荷時の出力電圧波形を $K = 4\omega CR$, $J = \omega L/R$ (ただし $\omega = 2\pi f$) をパラメータとして示したもので、 K の値によって方形波から三角波の間に、また J の値によって非振動的な状態から振動的な状態へと変化する。

この回路のおもな問題点を列記すると、

(1) 過負荷時転流失敗となる。並列インバータでは常に強制転流であるため、負荷が大きくなると図3.4の K が小さくなり、逆電圧印加時間 t_0 が小さくなる。 t_0 が素子のターンオフ時間 t_{off} よりも短くなると順方向阻止能力の回復を待たずに素子に順電圧が印加されるため、ふたたび点弧して転流失敗となり、過大電

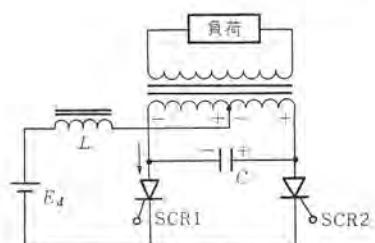


図3.3 並列インバータ回路

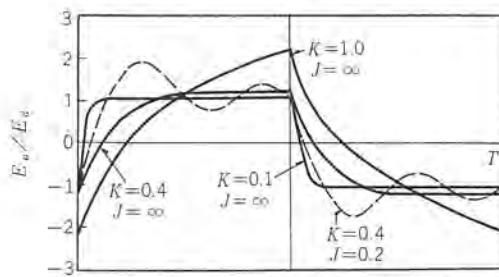


図3.4 並列インバータ出力波形

流が流れて事故となる。したがって瞬時といえども $t_0 < t_{off}$ となるような過負荷は許せないので、設計上も使用上も十分な注意が必要である。

(2) 軽負荷時に電圧上昇する。直列インバータと逆に並列インバータでは、 R が大きい軽負荷時に回路の Q が上昇し共振電圧が大きくなっている、出力電圧も上昇し、制御素子にも過大な電圧が印加されることになる。したがって無負荷運転は困難である。

(3) 低力率負荷に対して大きな LC を必要とする。負荷の無効電力を LC によって供給するため、低力率時とくに大きな C を必要とする。

このように並列インバータは重負荷に対しても軽負荷に対しても問題があり、あまり実用されることはなかった。しかしターンオフ時間の短かい素子を用いれば、 K すなわち転流コンデンサ容量を小さくできる点を生かして、次に述べる方形波インバータへと発展する基礎となったものとして重要である。

3.4 Mc Murray回路と方形波インバータ⁽⁶⁾

上述のように従来の直列インバータや並列インバータは、負荷の変化範囲や力率の範囲に強い制約があり、安定度にも問題があって、十分実用となるには至らなかったが、これはインバータ回路の L や C が、転流の役割のほかに、負荷の無効電力を供給する役をも果さなければならなかったからである。

Mc Murray はこれに対して図3.5に示すように、従来の並列インバータにダイオードによる帰還回路を付加して、無効電力は直接電源との間で授受し、 L , C は転流条件のみを対象に設計できるような新しい改良を行なった。この Mc Murray 回路では、出力電圧波形はほぼ方形波となるが、 L , C は従来の方式に比べてきわめて小さくなり、著しい特性の改善が行なわれた。そのおもなものをあげると、

(1) すべての負荷条件に適合できる。定格内の負荷であれば、その大きさや力率に関係なく安定な運転ができる。

(2) 過渡安定度がきわめて大きい。 L , C が非常に小さくなつたため、その過渡現象は転流後の短時間で終了し、次のサイクルに影響しないため、起動時や負荷急変時にも不安定となることはない。

(3) 電圧変動率は小さい。同様に L , C が小さく、帰還ダイオードによって出力電圧も抑えられるため、出力電圧の変動率は小さい。出力波形は方形波である。

(4) 素子にかかるセンタ電圧も異常に上昇することはない。帰還回路が働いて、並列インバータの欠点であった軽負荷時や無負荷時の電圧上昇がないので素子の耐圧も楽である。

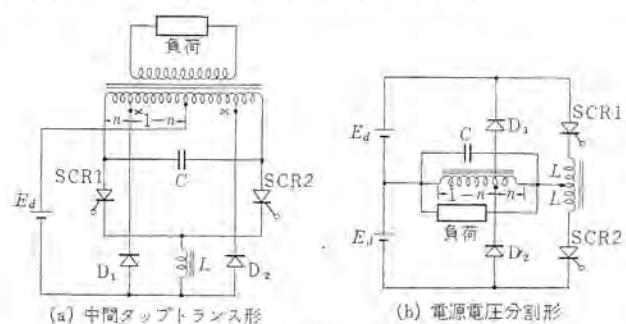


図3.5 Mc Murrayの改良形並列インバータ回路

(5) 周波数の可変が容易である。方形波出力で転流過渡現象は短時間に終わっているため、ゲート信号の調整のみで容易に周波数を変えることができる。これは交流電動機の速度制御用としての可変周波数インバータに、きわめて適したものである。

ところで、この Mc Murray 回路の転流コンデンサの必要容量は大約

$$C \geq t_0 I / V \quad \dots \dots \dots \quad (3.2)$$

ただし V : 転流直前のコンデンサ電圧

I : 転流直前の負荷電流

t_0 : ターンオフ時間の最大値

で与えられるように、素子のターンオフ時間に比例する。したがってこれの短かい素子を用いれば、 C はきわめて小さくできる。この点 SCR の特長を發揮できる訳で、SCR インバータはまさにこの Mc Murray 回路から出発するといつても過言ではあるまい。

この Mc Murray の考え方を発展させてゆけば、先に述べた理想インバータにつながるであろう。すなわち従来 L, C によって無効電力の供給を行なっていたため複雑であったインバータが、Mc Murray によって無効電力は直接電源との間でやりとりし、 L, C は転流のみを対象とすることになって、実際種々の転流方式が開発されている。しかし、さらに一步進めて考えれば、みずからターンオフできる GCS のような素子が普及すれば、これも不要となるであろう。

これらの新しいインバータは、電源の直流をできるだけ他のインピーダンスを介すことなく切り換えるのみを行なって、方形波の交流出力を得ようとするもので、従来の並列インバータとも趣を異にするので、ここでは方形波インバータと呼ぶことにする。

3.5 方形波インバータの発展

前節で述べたように Mc Murray によって開かれた方形波インバータは、その後さらに種々の用途に適合できるように開発研究が進められつつある。その詳細は次回以降に順を追って述べてゆく予定であるが、ここで概要だけを紹介しておこう。

(1) 電圧制御への道

方形波インバータは出力インピーダンスが低く、変動率が小さいが、さらに精密な定電圧を要する場合、直流電源の変動をも含めてこれを補償できるインバータが開発された。その一つはパルス幅変調を応用した PWM インバータであり、他は鉄共振を組み合わせた鉄共振形インバータである。ともに一般電源用として実用化されている。

(2) 可変周波数への道

交流電動機の電源として速度制御を行なうのがおもな目的であり、そのための特殊な条件もあって、広く研究開発が行なわれている。一般に周波数とともに出力電圧も比例して変化させることが必要で、転流補助回路などを用いて特性の改善を行なっている。これはさらに電動機と一体となって、いわゆる無整流子電動機の研究へとつななるものである。

(3) 大容量化への道

方形波インバータでは高調波成分が多いため、とくに大容量機に用いる場合問題である。これを解決するのが多重インバータと考え

られるが、これはいくつかの方形波インバータを位相をずらせて重畳することにより、段付き方形波として正弦波に近づけ、高調波分を減らすとともに出力の増加と信頼度の向上をねらったものであり、最近各方面で試みられはじめた。

(4) 直流制御への道

方形波インバータと同様な技術を用いて、直流電源から可変直流出力を得るものに、SCR DC チョッパと呼ばれるものがある。これも一般電源や直流電動機制御用として重視されている。

(5) 理想インバータへの道

これには、転流方式の改善と電力変換の方向性の問題があるが、いずれも 2 章で述べた新しい SCR 素子の発展と密接な関連があり、今後の研究課題である。

以上述べてきたところをまとめて図 3.6 にインバータ発展の動向を示した。

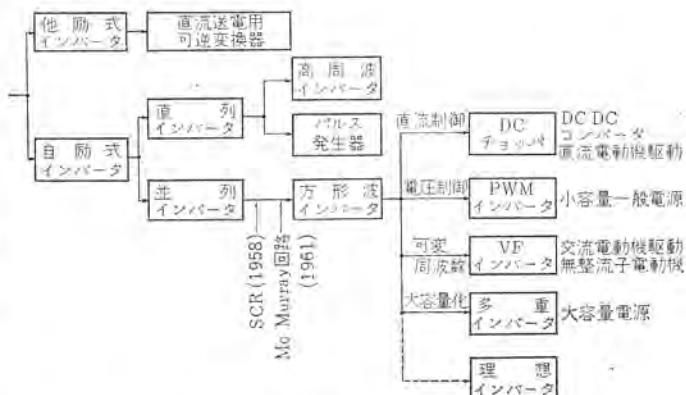


図 3.6 インバータ発展の動向

4. むすび

以上第 1 回の分として、新しい SCR インバータの考え方の基礎として、理想スイッチによる理想インバータを導入して単純化し、これと実際の SCR インバータとの差をなくするために転流および電力帰還の方式に問題があることを示した。また SCR 出現以前から現在に至るインバータ発展の歴史的な動向および SCR インバータの用途についても述べた。

次回では方形波インバータの基本回路について、さらに詳細な検討を行なう予定である。 (昭 39-10-12 受付)

参考文献

- (1) GE: "SCR Manual" 2nd Edition (1961)
- (2) WH: "SCR Designers Handbook" (1963)
- (3) 三菱電機 "シリコン制御整流素子特集" 「三菱電機技報」 37, No. 5 (昭 38)
- (4) 河合・杉本: "直列インバータ総論" 「三菱電機」 34, No. 8 ~35, No. 11 (昭 35, 昭 36)
- (5) C. F. Wagner: Parallel Inverter with Resistive Load TAIEE Nov. (1935), Parallel Inverter with Inductive Load TAIEE Sept. (1936)
- (6) W. Mc Murray, D. P. Shattuck: A Silicon Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation TAIEE Nov. (1961)

新製品紹介

わが国最初の本質安全防爆構造 多点温度選択指示装置完成

当社はこのたび、わが国で初めて本質安全防爆構造の電気式多点温度指示装置を完成納入した。これは世界でもほとんどその例がないものである。

船舶、鉱山、石油、ガス、化学工業などにおいては、その計装設備に本質安全防爆構造のものを必要とする場合が多くあるが、本質安全防爆構造とは、現在JISで規定されている各種防爆構造より、より高度の防爆構造のもので、従来計測が不可能であった爆発性危険場所における温度の計測がこれにより可能になった。また電気式であるため、遠方計測監視や多個所の選択計測などが容易に行なえる。

当社の本質安全防爆構造の多点温度選択指示装置は、多個所の温度を任意に選択切り換えて指示させる装置であり、その構成は次のとくである。

測定点数	熱電対
"	端子箱
1台	選択呼出盤
1台	冷接点補償器
1台	自動平衡形指示温度計

熱電対および端子箱は爆発性危険場所に設置されるので、熱電対には完全にシールドされた充テン形のものを使用し、端子箱は特殊構造にしている。

選択呼出盤は押しボタンにより多測定点から任意の一つを選択するためのものであり、冷接点補償器は熱電対の冷接点の周囲温度による熱起電力の変化を補正するためのものである。

温度指示計には全電子式自動平衡形を使用し高精度の測定ができる。

本質安全防爆のため、熱電対、端子箱および計測回路は、特殊な設計を行ない(特許出願中)、回路の開閉、短絡、接地などの際絶対に周囲ガスに引火爆発しないようにしてある。

この装置は現在世界で唯一の規格であるBS規格に基づいて、権威ある国家試験機関にて試験して本質安全防爆の証明を受け、さらに英國ロイド船舶協会の承認も受けたものである。



図1 温度指示計



図2 選択呼出盤

EM-4-PB形、EM-15-PB形押しボタン内蔵形電磁開閉器を開発

EM形電磁開閉器に専用の押しボタンスイッチを内蔵させ操作す



EM-4-PB形、EM-15-PB形押しボタン内蔵形電磁開閉器

るもので、高性能長寿命で電動機の過負荷保護や低電圧での運転を防止する信頼性安全性の高い手元操作電磁開閉器を開発した。

■特長

- (1) 最高級の性能
JIS C 8325のA級1号1種以上の最高級の性能である。
- (2) 小形軽量で取付面積が小さい。
- (3) 高い信頼性
専用の押しボタンスイッチを採用し、すぐれた性能と信頼性を有する。

(4) 電動機の焼損防止

電動機の過負荷や拘束状態における巻線の焼損防止が可能であり、押しボタンスイッチは一時接触3線式で低電圧保護もできる。

(5) 取扱い容易

配線は電源と負荷各3本のみの接続で使用できる。

■仕様

形名	定格電圧(V)	定格容量(kW)	重量(kg)	構成要素	
				電磁開閉器	押しボタンスイッチ
EM-4-PB	200-220V	1.5	0.9	EMO-4	専用押しボタンスイッチ
EM-15-PB	600V	3.7	5.5	EMO-15B	(ON, OFF一時接触式)

わが国最初の三菱電気ホーコー(火鍋)NB-601形新発売

美食の国、中国で3,000年も大切に伝えられてきた火鍋、もっともおいしい鍋料理がつくれると言われております。当社では、この味をご家庭でも気軽に楽しんでいただくため、炭火のかわりにスイッチひとつで中華料理はもちろん、寄せ鍋・水炊き・湯どうふなど、季節の各種鍋料理がつくれる、わが国最初の三菱電気ホーコーを新発売いたします。

■特長

(1) 理想的な鍋料理用鍋

中央の突起部に、円筒形の発熱体を内蔵した独特の電気火鍋で、突起部周辺で煮炊きしたものを、鍋周囲で温める合理的な構造になっているので、料理がおいしく食べられます。

(2) すぐれた熱効率

独特の形状で、立体的に加熱する方式を採用しているので、従来の底部を加熱する方式に比べ、一段と熱効率がすぐれています。

(3) 火加減の調節が自由

3段切換スイッチ(off-200-600W)を使用しているので、料理に合わせて強火、弱火と自由に調節できます。

(4) 料理は4~5人分ぐらいできるので家庭用はもとより、営業用としても好適です。

(5) 付属品に酒かん容器がついているので、調理しながら酒



NB-601形三菱電気ホーコー(火鍋)
現金正価 約3,500

や鍋料理の薬味などがわかせるので、大変便利です。

■仕様

消費電力	600W, 200W
スイッチ	3段切換 (off-200-600W)
内鍋容量	1,200cc (4~5人用)
付属品	酒かん容器
製品重量	1.9kg
コード	2m
型式認可番号	□ 81-599

世界初の回転式ロータリ床ブラシを採用
三菱掃除機TC-282形“強力クリーンエース”新発売

当社では、このたび家庭用ながら業務用なみのすばらしい吸込力を發揮する430W強力モートル、世界最初の回転式ロータリ床ブラシをはじめ、ホースにスイッチ用コードを内蔵した手もとスイッチ、ホコリのたまり具合が一目でわかるダストインジケータなど、多くの使いやすい特長を備えた三菱電気掃除機(愛称強力クリーンエース)を新発売いたします。

■特長

(1) 世界最初の回転式ロータリ床ブラシを採用

和室も洋室もある日本のご家庭には、理想的な床ブラシです。接続部を一回転させるだけで、“タタミ”“ジュータン”“スミ・スキマ”と使いわけられます。これでお掃除はすみずみまで完ぺきです。

(2) 抜群の吸込力

わずか9秒で100円硬貨100枚を吸いこむ……吸引力の強さはまさに新記録です。定評ある三菱専用モートルの力を430Wにアップ……さらに独特なターボファンや太いホース、大形集じん装置で作りあげた成果です。大きなゴミはもちろん、眼には見えない細



TC-282形三菱掃除機“強力クリーンエース”
現金正価 約14,400
月賦正価 約15,200

かい、ホコリまで、ぐんとすばやく吸いとります。

(3) ホースにコードを内蔵した手もとスイッチ

操作は立ったままお手もとで……コードをぜんぶじょうぶなホースに内蔵してあります。しかも低電圧(12V)方式、まったく安全です。

(4) 伸縮自在延長パイプ

リングを回すだけで、パイプの長さが伸びたり、ちぢんだり…これならタメなど高い所のお掃除も簡単です。身長に合わせ一番ラクな姿勢で、お使いいただけます。

(5) ダスト・インジケータ

ホコリのたまり具合が、一目でわかるダストインジケータを採用しているので、モートルに無理を生ずることなく、常に強い吸い込みで、能率のよい掃除ができます。

(6) コードリール

コードがするする、お部屋の広さに必要なだけ出てきます。お掃除が終わると今度はワンタッチ、機内にサッとおさまります。余分なコードにじゃまされず便利です。

(7) 三重消音装置

お掃除中でもまったく静かです。独特な安全密封構造にガラスボードをプラス、気になる騒音がありません。

(8) そのほか使いやすさがいっぱいです。

倒れる心配のない大形車輪

テレビなどに雑音の入らないデルタ式雑音防止器付き
給油、手入れの必要がない密封ボールベアリング

完全にチリを口過、後始末も簡単な二重集じん装置

■仕様

電 源	単相交流 50/60 c/s
電 壓	100 V
消費電力	430 W
コ ー ド	有効長 5 m
真 空 度	1,100 mm 水柱
風 量	2.6 m ³ /min
製品重量	4.9 kg
型式認可番号	□ 91-930

超硬カッタを使用した
三菱電気ハンドラインダ HG-6T-1形新発売

当社では、かねて金型成形品の研削をはじめ、鋳物、溶接部の面仕上げ機械加工後のバリ取り、その他各種の曲面仕上げなどにすぐれた威力を発揮する電気グラインダを開発中であったが、このほど超硬カッタを使用したHG-6T-1形三菱電気グラインダを完成、新発売する。

■特長

- 強力で長寿命の三菱整流子電動機を使用
- 回転数が4,000回転と最も速く、超硬カッタでの研削性が、きわめてよい。
- 切粉除去を兼ねた合理的な冷却風排出(カバーの内部を通し負荷側に出している)になっているので、切粉が気にならず、能率よく作業ができる。
- カバーには耐熱性、耐絶縁に、すぐれたプラスチックを使用しているので、安全で使用感がよい。
- 小形軽量で取り扱いが容易である。
- 外形最大寸法(にぎり寸法)が50mmと小さいのに



HG-6T-1形三菱電気グラインダ
現金正価 ￥20,500

ぎりやすく、したがって作業能率がよい。

■仕様

容 量	コレットチャック 6 mm
電源電圧	単相 AC, DC 100 V 50/60 c/s
出 力	100 W
全負荷電流	2.4 A
無負荷回転数	40,000回転
重 量	1.2 kg
付 属 品	カッタ1個、スペナ2個、製品箱1個、 予備炭素ブラシ1組



■国鉄新幹線の新大阪駅に ITV 採用

東海道新幹線の西のターミナル、新大阪駅にトランジスタテレビジョンカメラ IT-T2 形 メルビジョンが 7 台据え付けられ、39 年 10 月 1 日の新幹線営業開始より使用され好評を博しているが、とくに年末やお盆に、新幹線の強力な輸送力による東京方面からの膨大な数に上る帰省客の山陽線への乗り換えと、京阪神よりの同様の帰省客の誘導を目的に計画されたものである。

テレビジョンカメラは団体待合室に 2 台、中央コンコースに 3 台、山陽本線の下り列車出発ホームに 2 台計 7 台据え付けられており、3 台の受像機は駅務室(将来は駅長室に移転の予定)にあるコンソールに納められている。

3 台のモニタはおののの団体待合室、中央コンコース、山陽線ホームの各カメラを切換、選択して受像するが、万一の故障の時や旅客の流れからの必要によっては 3 台のモニタを別の系統につなぎ換えてでも使用できるようになっている。

団体待合室、中央コンコースの 5 台のカメラは、それぞれカメラケースに納められて構内のじんあいより保護されており、カメラの発熱はファンによりダストフィルタを通した空気を送って冷却し、冷



図 1 駅務室 モニタコントロール (サンケイ新聞社提供)



図 2 中央コンコース天井に取り付けた メルビジョンカメラ



図 3 団体待合室天井に取り付けた メルビジョンカメラ



図 4 山陽線下りホームに取り付けた メルビジョンカメラ

却空気はカメラケース前面ガラス部に排気してガラス面の防じんに使用している。

また、山陽線ホームのカメラは屋外であるため、2重構造として内側のケースを密閉形として風雨に対しカメラを保護している。

このテレビジョンにより、待合室における旅客の混み具合や、並び具合、中央コンコースでの乗換客の流れ、ホームでの乗車状況などを見ながら機動性のある係員の配置や客さばきを行なうもので東海道新幹線と、山陽本線との接続点での旅客業務に威力を發揮している。

■84 kV, 5,000 MVA SF₆ ガスシャ断器の完成

新技術による電力用シヤ断器として業界の注目をひいていた当社の SF₆ ガスシャ断器シリーズのうち、84 kV, 5,000 MVA 定格のものがこのほど完成して形式試験を終了し、関西電力新神戸変電所に納入されることが決定した。

定格は下記のとおりである。

形 式	70-SF-500
定格電圧	84 kV
定格電流	1,200A / 4,000 A
定格シャ断容量	5,000 MVA
定格再起電圧	II 号 4kc
定格投入電流	93.8 kA
定格短時間電流	34.4 kA
定格開極時間	0.05 sec
定格シャ断時間	5 サイクル
無負荷投入時間	0.1 sec

この シャ断器は米国 ウエスチングハウス 社で製作されている SF₆ ガスシャ断器と構造をまったく異なる常時充気式を採用し、操作機構は欧州とくに フランス で シャ断器用操作機構としてすぐれた実績のある油圧機構を採用した。特長としては、きわめて シャ断性能がすぐれとくに最近問題になっている近距離線路故障など過酷な再起電圧条件における シャ断にも複雑な抵抗 シャ断方式を用いることなしに十分対処できること、騒音が低いので都心付近の使用に最適であること、接触部の消耗が非常に少なく点検回数を極度に節減できることなどがあげられ、迅速な応動性をもち円滑な速度制御の可能な油圧操作機構の使用とあいまって、需要は非常に多いと期待されている。



84 kW, 5,000 MVA SF₆ ガスシャ断器

■川崎製鉄千葉製鉄所納め リフティングマグネット装置

かねてより製作中であった川崎製鉄千葉製鉄所納め、鋼板運搬用角形 リフティングマグネット 装置 2式を完成納入した。

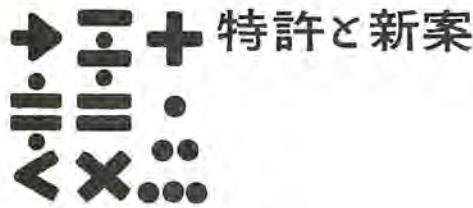
この リフティングマグネット 装置は、1式 4台の HM-145 形 リフティングマグネット、蓄電池による 5 分間の無停電装置付 MGM セットなどより構成され、直流発電機の界磁を調整することによって、鋼板のつり上げ枚数制御が可能で、また鋼板の大きさに応じ、リフティングマグネット の使用個数を加減する選択開閉器も付属している。

リフティングマグネット の要目は次のとおりである。

形 式	HM-145 形
外形寸法	長さ 1,400, 幅 500, 高さ 900 (mm)
定格電圧	直流 220 V
電源容量	5 kW
機器重量	710 kg
絶縁	H 種 (アルマイト 線使用)



川崎製鉄千葉製鉄所納め リフティングマグネット 装置



極数変換形単相電動機

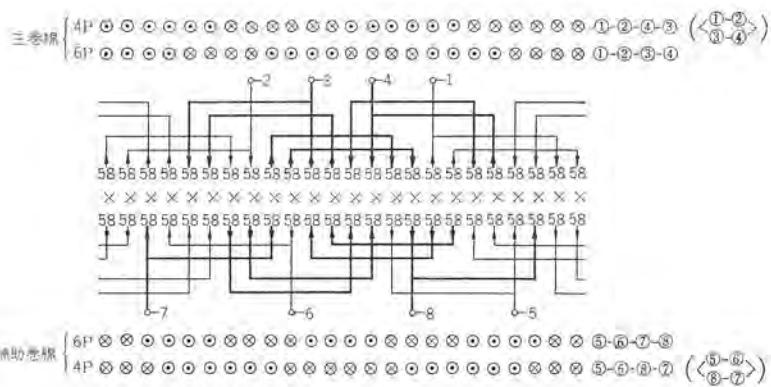
発明者 梶谷定之

この発明は極数の切り換えにより速度の変換を行ない得る単相電動機に関するもので、巻線の配置、固定子ミジ数、ミジ内導体数および電流方向を後述する特定の関係におくことにより、2極；4極；6極；8極；10極；12極など実用上考えられる任意の各極数変換を従来のように別個の巻線を二重に設けることなく実現させ、かつ主巻線と補助巻線の相差角を各極数において常に電気的に90度に維持させ得るものである。

すなわち (1) 固定子ミジ数は相互に変換しようとする極数の最小公倍数の2n倍(nは正の整数)とする、(2) 固定子ミジ内導体数をすべて等しくする、(3) 主巻線、補助巻線ともn=1の場合は巻線ピッチを#1～#7とし、多極数の極中心を中心として隣接極中心間に二重に重ね巻する、(4) 主、補助両巻線のコイルと同じ直列導体数をもった適当な二つのグループに分ける、(5) 各コイル・グループの両端に端子用リード線を設け、この諸端子の適当な接続により一方のコイル・グループが逆になるようにする、これらの5条件を満足すれば任意の極数変換を行なうことができるものである。

次にこの発明の一実施例を図について具体的に説明すると、図は4極；6極の極数変換用を示すもので、上側に主巻線、下側に補助巻線の各コイルピッチの取り方、グループ区分の仕方、各端子1～4および5～8、ならびに各ミジ内における電流方向を示しており、さらに図中58なる数字は一相1個のミジ内に収容されるターン数を、また各巻線の電流方向を示す4個段列中、内側の二つの段は6極として使用した場合のものを、外側の二つの段は4極として使用した場合の各電流の方向を示している。

すなわち固定子ミジ数は4と6の最小公倍数12の2倍24ミジ



であり、固定子ミジ内の導体数はすべて58ターンで等しく、互いに電流方向が逆になるものをコイルの両側として考えれば巻線ピッチは#1～#7である。直列導体数の1/2ずつを1グループに取りまとめ、図示のごとく太線と細線とで表示される二つのグループに分ける。また図の下側に示された補助巻線も同様の巻線法を施すが、その極中心に図示のごとく極数変換に関係なく常に90度の電気的相差角を保たせるため、太線と細線で示されるコイル・グループの区分の仕方は上側に示された主巻線のそれとはおのずから相違する。しかして6極の時は図の右方に示されるように各巻線を1-2-3-4、5-6-7-8(端子2と3、6と7を結びおのの一つの巻線とする)とし、4極の時はコイル・グループ3-4、7-8の接続を逆にし、1-2-4-3、5-6-8-7とするか、または1-2と4-3との並列グループと5-6と8-7との並列グループにすれば所望の極数変換を行なうことができるわけである。

(特許第309328号) (山川記)

直流電動機の制御装置

考案者 有衝星一・富永隆弘

この発明は起重機、巻上機、揚貨機などの駆動装置として図1に示すように少なくとも2台の直流電動機M₁、M₂を備え、負荷Tの巻下げる運転時には両電動機のうちの一方たとえばM₁を発電機、M₂を電動機として運転することにより、巻下げる運転における発電制動を広範囲にわたって安定に行なえるようにしたものである。

すなわち図1においてA₁、A₂はそれぞれM₁、M₂の電機子、IP₁、IP₂はそれぞれの補極、SH₁、SH₂はそれぞれ他励分巻巻線、SE₁、SE₂は同じ直巻巻線、Rは共通の外部抵抗であるが、今M₁、

M₂の誘起電圧をE₁、E₂、磁束をφ₁、φ₂、定数をK₁、K₂、内部抵抗R_{a1}、R_{a2}、負荷電流をI、回転数をNとすれば、巻下げる運転においては次式が成立する。

$$E_1 - E_2 = (R + R_{a1} + R_{a2})I$$

$$\text{また } E_1 = K_1 \phi_1 N, \quad E_2 = K_2 \phi_2 N$$

$$\text{ゆえに } N = \frac{(R + R_{a1} + R_{a2})I}{K_1 \phi_1 - K_2 \phi_2}$$

この式からわかるように、負荷電流Iが増加するにつれて(K₁φ₁-K₂φ₂)の値が適度に増加するようにすれば、Rのある値に対し

て図2の1,2に示すような特性を得ることができ、1台の電動機しか備えていない従来のこの種装置では図2の3,4のように巻下速度の変化の大きい特性しか得られないものに比べて、非常に安定した巻下速度で安全な運転を行なうことができる。

とくにこの場合、 M_1 を他励分巻または他励和勵複巻とし、 M_2 を他励差動複巻とすることにより負荷電流 I の増加に対し、 $(K_1\phi_1 - K_2\phi_2)$ の増加の度合を十分大きくしてより安定なものにするこ

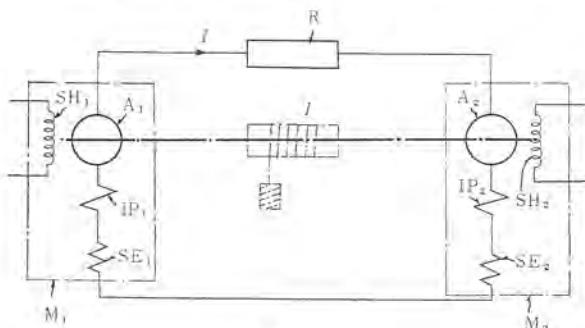


図 1

とができる。

なお巻上げ運転に際しては M_1, M_2 がいずれも電動機として運転され、1個のドラムを駆動することはもちろんである。

(特許第406335号) (山川記)

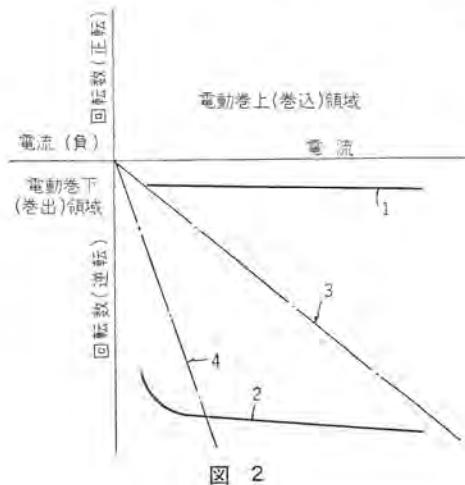


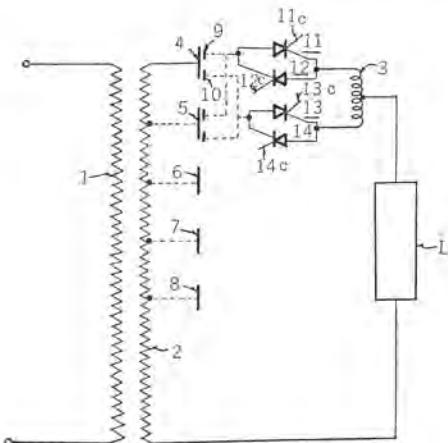
図 2

負荷時タップ切換装置

考案者 光沢 輝雄

この考案は制御極付整流器を用いて無電弧タップ切換を行なえるようにしたものである。

図について説明すると、(1)は変圧器の一次巻線、(2)はその二次巻線、(3)は限流リクトル、(4)～(8)はタップ選択器の固定コンタクト、(9)および(10)はその可動コンタクト、(11)～(14)は制御極(11c)～(14c)を有する整流器、(L)は負荷を示す。図の実線で示す状態に整流器(11)～(14)が接続され負荷電流が整流器(11)(12)と整流器(13)(14)に分流して負荷(L)に供給されている時、整流器(13)(14)の制御極(13c)(14c)の制御電流を切ると、可動コンタクト(10)の電流は消失し負荷電流は全部可動コンタクト(9)に移される。このようにして可動コンタクト(10)を無電流にした後固定コンタクト(4)より引離し点線で示すように隣りの固定コンタクト(5)に移し換える。次いで制御極(13c)(14c)に制御電流を送ると負荷電流は再び整流器(11)(12)と整流器(13)(14)に分流する。この時限流リクトル(3)は固定コンタクト(4)と(5)間の変圧器二次短絡電流に対して大なるインピーダンスを持っている。タップ切換を完結するにはさらに整流器(11)(12)の制御極(11c)(12c)の制御電流を切り整流器(11)(12)の負荷電流を整流器(13)(14)に移し換える。さらに制御極(11c)(12c)に制御電流を通すことによって負荷電流を整流器(11)(12)と整流器(13)(14)に分流させ、一タップの切り換えを完了する。



このようにこの考案によれば、整流器(11)(12)または整流器(13)(14)の制御極(13c)(14c)の制御電流を断つことによって可動コンタクト(9)または(10)を無電流状態に移行させ得るので、可動コンタクト(9)(10)を固定コンタクトより引き放す時電弧を発生することがない。

(実用新案登録第720657号) (山川記)

次号予定

三菱電機技報 Vol. 39 No. 3

計算機特集

特集論文

- MELCOM-1530 データプロセッシングシステム
- 計算機基本言語に関する一考察
- MTRW-330 制御用電子計算機システム
- MELDAP-6000 工業用データ処理装置
- 日本原子力発電(株)東海村原子炉シミュレータ
- モレクトロン 計算機

論文

- 小田急電鉄向け回生車用電機品
- キャタピラ 三菱納め 60 kV 屋外 キューピタル
- テレメータ 追尾 レーダ (GTR-5 形)
- 高速 ダイオードトランジスタ NOR システム
- 技術解説
- 超電導 (2) 電気機器への応用
- 技術講座
- 変圧器付属品 (1) ブッシング

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉 弘毅
常任委員	明石 精二
"	安藤 安理
"	石川 寛二
"	大野 寛一
"	小堀 富次
"	高井 得一
"	中野 光雄
"	馬場 文雄
"	宮内 次彦
"	安松 雄夫
"	大田 雄次
委員	安山 哲彦
"	大森 淳一
"	森本 俊一
"	高橋 伸
"	岡田 達介
"	高岡 介
"	神崎 達介
"	島津 大介
"	堀真幸
(以上 50 音順)	

昭和 40 年 2 月 22 日印刷 昭和 40 年 2 月 25 日発行
「禁無断転載」定価 1 部 金 100 円 (送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 小倉 弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋 武夫

発行所

三菱電機株式会社内「三菱電機技報社」

東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内)
(電) 東京 (212) 大代表 6111

発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店

電話 (291) 0912 振替東京 20018

本社	営業所	研究所	製作所	工場	所在地
本社	東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内)	東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (電) 東京 (212) 大代表 6111			
大阪営業所	大阪市北区堂島北町 8 の 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231				
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町 3 の 88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (56) 大代表 5311				
福岡営業所	福岡市天神 2 丁目 12 番地 1 号 天神ビル 5 階 (電) 福岡 (75) 大代表 6231				
札幌営業所	札幌市北二条西 4 の 1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 9111				
仙台営業所	仙台市大町 4 の 175・新仙台ビル (電) 仙台 (22) 代表 6101				
富山営業所	富山市総曲輪 490 の 3・明治生命館 (電) 富山 (3) 代表 3151				
広島営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電) 広島 (21) 代表 4411				
高松営業所	高松市鶴屋町 45 番地 (電) 高松 (2) 大代表 0001				
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 の 12・三菱電機ビル (電) 東京 (212) 大代表 6111				
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町 8 の 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231				
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町 3 の 88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (56) 大代表 5311				
福岡商品営業所	福岡市天神 2 丁目 12 番地 1 号 天神ビル 5 階 (電) 福岡 (75) 大代表 6231				
札幌商品営業所	札幌市北二条西 4 の 1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 9111				
仙台商品営業所	仙台市大町 4 の 175・新仙台ビル (電) 仙台 (22) 代表 6101				
富山商品営業所	富山市総曲輪 490 の 3・明治生命館 (電) 富山 (3) 代表 3151				
広島商品営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電) 広島 (21) 代表 4419				
高松商品営業所	高松市鶴屋町 45 番地 (電) 高松 (2) 代表 0001				
横浜出張所	横浜市神奈川区沢渡 16 高島台第 2 ビル (電) 横浜 (48) 6121 ~ 6123				
新潟出張所	新潟市万代町 69 番地 (電) 新潟 (4) 643				
静岡出張所	静岡市七間町 9 の 10・池田ビル (電) 静岡 (53) 代表 9186				
北九州出張所	北九州市小倉区京町 10 の 28・五十鈴ビル (電) 小倉 (52) 代表 8234				
長崎出張所	長崎市大黒町 3 番 1 号 長崎交通産業ビル (電) 長崎代表 (3) 6101				
岡山出張所	岡山市駅前町 1 の 1 岡山会館 (電) 岡山 (4) 代表 0331				
金沢出張所	金沢市幸町 13 番 28 号 (電) 金沢 (31) 6213 ~ 4				
長野出張所	松本市白板 212 番地 (電) 松本 (2) 1058 ~ (3) 1453				
中央研究所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021				
商品研究所	鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船 (6) 代表 3131				
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 神戸 (67) 代表 5041				
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021				
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101				
名古屋製作所	名古屋市東区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 代表 1531				
福岡製作所	福岡市今宿 690 番地 (電) 福岡 代表 0431				
福山製作所	福山市沖野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 (2) 代表 2800				
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 (23) 大代表 1251				
相模製作所	相模原市小山字久保 224 の 224 (電) 相模原 (72) 大代表 5131				
静岡製作所	静岡市小鹿 110 番地 (電) 静岡 (85) 大代表 1111				
中津川製作所	中津川市駒場町 1 番地 3 号 (電) 中津川 大代表 2121				
和歌山製作所	和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275				
大船製作所	鎌倉市大船 800 番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111				
郡山製作所	郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 (2) 1220 ~ 1223				
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松 800 番地 (電) 太田 代表 4311				
無線機製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021				
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡所 1 (電) 京都 西山 (92) 代表 1141				
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 大代表 5131				
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋 325 番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6171				
稻沢製作所	稻沢市字井之口 (電) 稲沢 (32) 代表 4121				
伊丹工場	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021				
鎌倉製作所	名古屋市東区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 代表 1531				
相模製作所	東京都世田谷区池尻町 437 番地 (電) 東京 (414) 代表 8111				
世田谷工場	伊丹市三輪町字父々部 85 番地 (電) 三田 4371 ~ 4375				