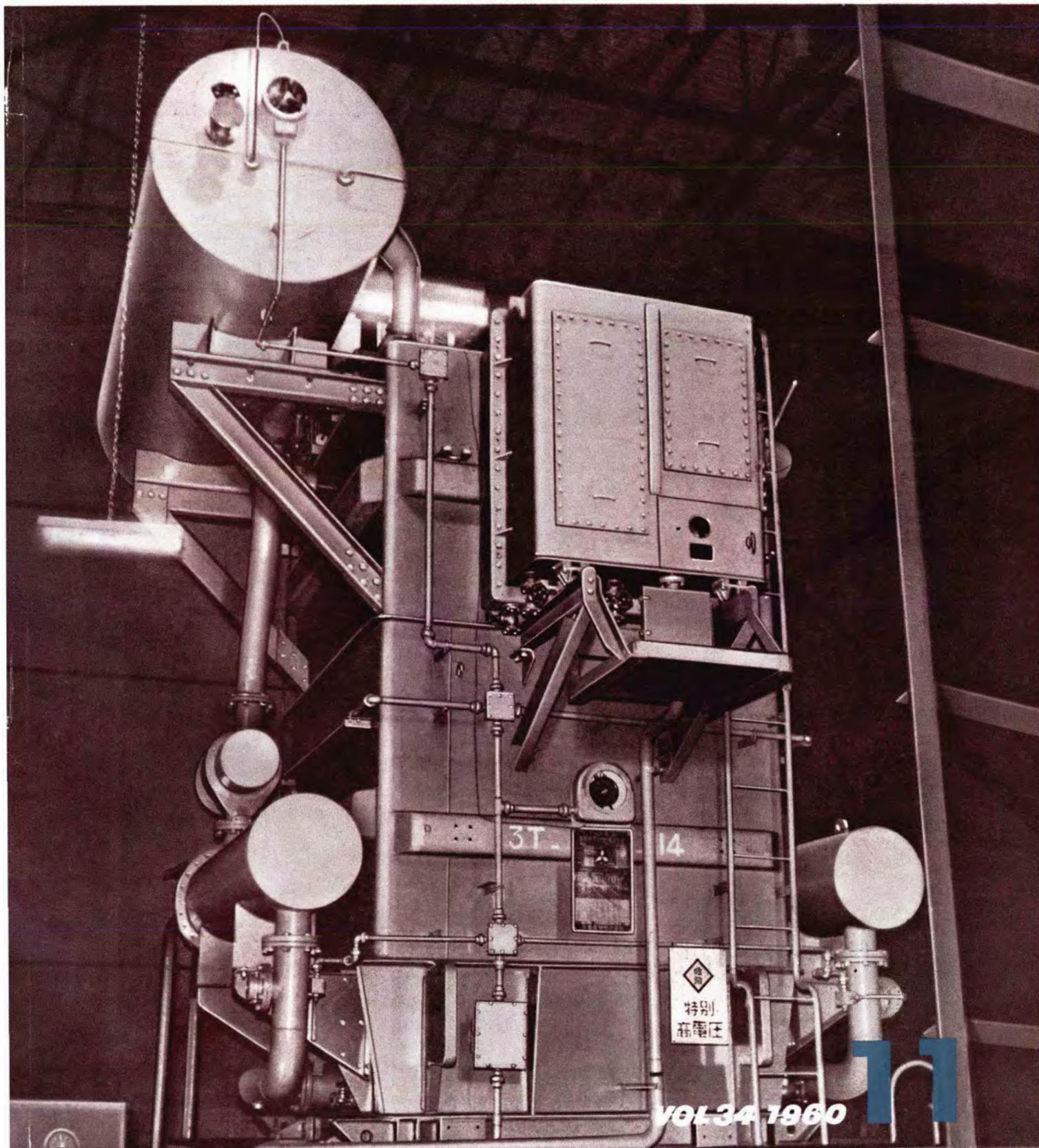


MITSUBISHI DENKI

三菱電機

わが国最大容量を誇る 50 トン アーク炉用変圧器（三菱製鋼長崎製鋼所納め）



VOL.34 1960

生産性の向上に役立つ

最新鋭 自家用 特高受変電設備



変電所全景

企業の合理化と生産性の向上を目指す近代産業に電力の果たす役割はきわめて大きい。これを能率よく有効・安全に操業するには合理的で信頼できる自家用受変電設備を選ぶことが大切である。

ここに最近完成した当社の新鋭自家用受変電設備の一例として東京都内 ソニー株式会社本社工場納入品を紹介する。

20-C-100形 空気シヤ断器内部



縮小形制御監視盤



2,000 kVA 三相油入変圧器（負荷時タップ切換器付）

22/3.3 kV 50 c/s

20 kV, 3×2,000 kVA 屋外用ユニットサブステーション

特 長

(1) 機器の安全性とスペースの節約

特高側は屋外用離相隔離形 キューピックル、普高側は屋外 WH 形 メタルクラッド にそれぞれ信頼度の高いスイッチギヤを収納、充電部分を完全にシャハイした新形式の ユニットサブステーション としたので、在来の設備に比べ 60% 近い敷地の節約を可能とした。

(2) 騒音の防止

変電所が都心住宅地域にあるので、連続音を発する変圧器の騒音にはとくに考慮を払い磁束密度の低下と防音壁により、騒音 50 ボルトという驚異的な記録品を製作した。

なお変圧器は URS 形負荷時タップ切換器付、全装可搬形である。

(3) 20 kV 受電自動切換方式

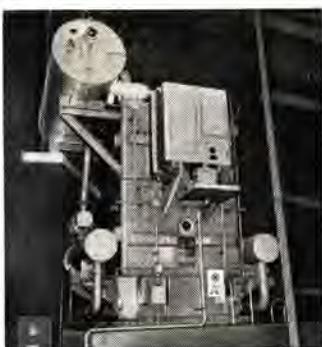
買電は電力会社の 2 変電所から 2 回線で受電、一次側、シヤ断器は定評のある 20-C-100 形空気シヤ断器 2 台を設備、機械的・空氣的・電氣的鎖錠装置を施し、常用・予備回路は 5 サイクル以上で自動切換が可能である。これにより、停電の機会を避け、非常用発電設備の軽減を計った。

(4) コンパクトな外観と保守・据付の容易なこと

特高 キューピックル 主変圧器-メタルクラッド と一連の装置はコンパクトで美しく、確実、安全な保守、据付が容易である。

(5) 無人遠方監視制御

操作は屋内にある ベンチボード により監視、制御が行なわれる。



表紙説明

三菱製鋼株式会社長崎製鋼所に納入した 18,750 kVA 負荷時タップ切換フォームフィット形アーカー炉用変圧器である。本器は電力用変圧器に採用して好評を博しているフォームフィット構造に、炉用変圧器として必要な改良を加え、外鉄形変圧器の特色を十分に生かすことに成功したもので、この種炉用変圧器としてはわが国最大容量を誇る記録品である。

三菱電機

昭和 35 年 第 34 卷 第 11 号

目 次

JRR-2 研究用原子炉（1）（仕様・特性および構成）	水野 茂・長井五郎・岸田公治・渡辺 聰	2
計数形電子計算機の特殊演算高速化方式	豊田準三・中塙正三郎・吉江高明・前田良雄	
首藤 勝・壺井芳昭・菅 忠義・魚田勝臣	13	
航空機用 HF および VHF テールキヤップアンテナ	喜連川隆・武市吉博・平岡敏也・松村長延	25
GM 部品について（1）	香取由之・森川洋・熊沢俊治	31
航空機用燃料 ラースタポンプ	奥田安男・菱輪 治	36
航空機用 リレー AN 3370	兼松 豊・小沢靖彦・小川 一・沢田 忠	44
艦船用埋込 シヤ断器 AQB 形および NQB 形	高見 澄・横井 繁	49
導波管 ハイブリッド回路の広帯域整合	喜連川隆・立川清兵衛	59
新形式の ユニットサブステーション	井上八郎	69
低圧速動ヒューズ	岩崎行夫・小林 凱・岩崎晴光	77
発電機絶縁の耐コロナ性	原 仁吾・平林庄司	88
直列インバータ総論（3）—基本形の抵抗負荷時の過渡動作—	河合 正	92
《技術解説》		
火力発電シリーズ：火力発電所における通信設備		104
火器管制装置（Fire Control System）	岡本正彦	111
《文献抄訳》		
36 万 kW の原子力発電所・トリニティ三極素子による電力逆変換・うず電流つぎ手		117
《ニュースフラッシュ》		
インド国鉄向け交流電気機関車 1 号機完成・10,000 kVA 自励タービン発電機相ついで完成・東京電力向け 10,000 kVA 60 kV / 69-3.45kV 負荷時乾式タップ切換器付変圧器 CR-URA 形完成・350 kVA キャンドモータ ポンプ完成・わが国最大の模擬送電線設備による試験研究開始・SR 200 F 形電力用シリコン整流素子生産開始・シランクガラス工場完成・東京電力横浜火力向け 224,000 kVA タービン発電機受注		119
《特許と新案》		
電気がま・電気湯沸し		122
《最近登録された当社の特許および実用新案》		30, 123
《最近における当社の社外講演一覧》		12, 103
《表紙》		
2. 最新鋭自家用特高受変電設備		
3. 徳山曹達向け大容量 レクチフロー 電動機完成		
4. 61年形三菱暖房器		

JRR-2 研究用原子炉(1)

—仕様、特性、および構成—

伊丹製作所

水野茂* 長井五郎**
岸田公治*** 渡辺聰***

JRR-2 Research Reactor (1)

—Specification, Characteristics and Constitution—

Itami Works

Sigeru MIZUNO • Gorō NAGAI • Kōji KISHIDA • Satoshi WATANABE

JRR-2, the second research reactor in Japan was been brought to completion through cooperation of AMF, JAERI and Mitsubishi in spite of much difficulty met with because of its special requirements, and beeing started-up on October 1. Being of a heavy water moderated and cooled type, it will produce 10 MW thermal power. In Part [I] of this discourse are given design problems, principal characteristics and distinctive features together with the structure and the system constitution of the components specifically built or installed by Mitsubishi Electric Part [II] will follow soon in another issue.

1. まえがき

JRR-2 原子炉は東海村の日本原子力研究所に設置された日本第2の研究用原子炉であって、CP-5形原子炉ともいわれている。燃料として濃縮ウラン、減速冷却材に重水を用い、熱出力は10 MWで、この形式としては世界最大の研究炉であり、その利用に関しては各方面から多くの注目を受け、その成果は大いに期待されている。

JRR-2 は1956年日本原子力研究所とAMF社が契約を結び、三菱グループがAMF社と下請契約を結んで製作したもので、三菱電機は炉体のうち実験に必要な構造部分、ヘリウムガス系統、プロセス制御系統の製作据付および電気系統を分担し、制御棒ならびに駆動装置はAMF社から輸入されたが、計測系統と関連してその調整を行なった。

実際に工事の始まったのは1957年10月、現地据付作

業は1958年4月から開始され、1958年末から1959年初頭にかけて重質コンクリートの打設を終わり、その後、輸入された熱交換器の再修理などのために工程が延び、1960年3月ようやく完成にいたった。その後各部の機能 テストの実施に移り、半年にわたる慎重な予備 テストを終わって、10月1日について臨界に達した。

JRR-2 は AMF 社の設計で、米国の規格によって設計され、かつ忠実な施行を要求されたので、国内製作可能のものについても材料、部品など日本規格による変更について細部にわたって承認をうけて実施に移していくという煩雑さがともない、かつ材料、部品それぞれほとんどが特殊品となるので従来の在庫品は利用できず、新たに購入することとなった。しかも量的に少ないものは国内購入が不可能か、はなはだしく高価なものとなり、また設計上国内品で代替できない部品などを、勢い輸入しなければならない場合もあった。そのため購入された品種は1,000件に上り、そのうち輸入は150件に達している。しかし現在において新たに計画するすれば2,3のものを除き国内で製作調達できる状況となってるので非常に進歩を示しているものと考えることができる。

JRR-2 原子炉に関しては、これまで多くの説明がなされているのでこの報告においては JRR-2 に関する主要事項の解説ならびに実際製作の面からみた問題点について記述していくことにする。

2. 仕様概略

研究用原子炉としては、その目的に応じて種々の形式



図 1.1 JRR-2 建家全景
Fig. 1.1 Exterior view of JRR-2 building.

のものが設計され建設され、そしてすでに世界中には、100基をこえる研究炉が運転されている。研究用原子炉の目的は物理学、炉工学の研究はもとより、材料試験や放射性同位元素の生産にいたるまでのきわめて広範囲におよんでおり、出力としても数ミリワットから数10万キロワットの範囲にわたるものである。

JRR-2は熱出力10MWの重水減速冷却形の炉であって、中性子束の高いこと、実験に使用する余剰反応度が大であること、安定であることなどがその特長である。

JRR-2に関してAMF社より示された仕様を要約するとつぎのようになる。

2.1 定格

熱出力	10 MW
平均熱流束	325,000 kcal/m ² ・h
比出力	4.7 MW/kg U ²³⁵
平均熱中性子束	1.2×10^{14} n/cm ² ・sec
冷却材入口温度	46.1°C
冷却材出口温度	53.4°C
冷却材流量	19 m ³ /min

ここに定格と称したのは、燃料要素の挿入本数が最大すなわち24本の場合に対する値である。

2.2 炉心常数

等価寸法	直径760 mm、高さ610 mm
U ²³⁵ /燃料要素	179 g
運転時臨界質量	2~3 kg U ²³⁵
燃料損耗率	13 g/day
初期無限倍率	1.8 (不確実)
フェルミ年令	146 cm ²
拡散面積	63 cm ²
バックリシング	3.3×10^{-3} cm ² (不確実)

全出力運転時のおもな炉心常数は上のとおりであるが、臨界質量は燃料の損耗率や実験孔の状況などによって、かなり大幅に変わることが考えられるし、また実際の運転にさいしては、熱除去の面からも最少燃料要素数に限定を受けることになる。

2.3 主要材料その他

燃料板	20%濃縮ウランのアルミニウムをアルミで被覆したもの
燃料要素	燃料板17枚をアルミニウムの側板にて組立て76 mm四角としたもの
制御棒	ステンレス被覆したカドミウム中空円筒
減速、冷却材	重水(99.75%)約8t(反射材をかねる)



図 2.1 実験孔の突出した重水タンクの内部
Fig. 2.1 Interior view of heavy water tank with experimental thimbles.

構造材料 アルミニウム合金、ステンレス鋼

重水面ふんい気 ヘリウムガス

シャヘイ材 ポラル、鉛、ステンレス鋼、重質コンクリート

燃料支持用のグリッド、重水タンクその他炉心近辺にある構造材料は、中性子吸収ができる限り少なくするために、もっぱらアルミニウムまたはアルミニウム合金が使用され、その他の部分は構造上アルミニウム合金またはステンレス鋼が適宜用いられている。

3. 核的、熱的特性

JRR-2の核設計および熱設計はAMF社においておこなわれたものであり、三菱の担当範囲ではないがJRR-2の本質的な特性を理解する意味において、以下にその概要を紹介する。

3.1 核的特性

JRR-2は20%濃縮ウランを使用し、重水を減速材とした非均質炉であるから、いわゆる初期臨界質量(cold, clean)はかなり小さいはずである。

しかし、10MWで運転する場合には、核分裂生成物(Xe, Smなど)の毒作用、温度係数その他燃料の損耗などを考慮すると、約8.7%の超過反応度が必要であり、さらにすべての実験孔に空気だけが満たされている場合には、7~8%の超過反応度が必要である。したがって運転状態における燃料所要量は3kg以上ということになるであろう。

JRR-2は多くの実験孔を有しており、これらに空気が満たされている状態では前述のように大きな負の反応度をあたえることになる。したがって最初の臨界近接実験にさいしては、これら実験孔のおもなものにはグラファイトまたは重水のような減速および反射能力の大きな物質を満たしておこなわれる。このようにすれば実験孔による“摂動”(反応度に対するかく乱)を小さくして真の臨界量を知ることができるし、引続いて順次反射材を抜き

取っていけば、各実験孔の等価反応度を測定することもできる。一方もし空気だけが満たされた実験孔に、突然穴があくなどの原因によって重水が流れ込んだような場合には、反応度が急激に上昇して事故を起こす可能性がある。もちろん、このような場合にも十分安全を確保できるような安全系統が準備されているが、実験孔自体の設計製作には慎重を期する必要がある。

サーマルコラムは炉心前面から、かなりの厚さの重水層をへだてて存在しているから、反応度におよぼす影響は無視してさしつかえない。

この形式の原子炉としての核的な特色は、前述の超過反応度が十分取れるということのほかに、温度係数が負で大であることと、中性子の平均寿命が長いことがあげられる。計算上の温度係数は $-0.023\% \Delta K/K^{\circ}\text{C}$ であり、運転範囲の温度変化に対して、約 0.8 % の反応度変化に相当する。実効的な中性子の平均寿命は $2.81 \times 10^{-4} \text{ sec}$ で、さらに重水中における光中性子効果を考慮すると、反応度に対する安定原子炉周期は比較的長くなり、負の温度係数とあいまって、非常に安定な原子炉であるということができる。

一方この原子炉は中性子束密度が高いために、核分裂生成物の毒作用による反応度の減殺が大きく、Xenon-135 による定常運転時の反応度は -3.56 %、停止後のピーク値は -20 % をこえることがある。これは再起動とも関連して、炉の運転上注意をはらわなければならない問題である。

以上反応度に影響をおよぼす諸因子について述べてきたが、必要とする超過反応度を適宜吸収するためには、5 本のシム安全棒と 1 本の調整棒が使用される。構造は 6 本とも同一で、中空円筒状のカドミウムをステンレスで被覆したものであり、等価反応度は 6 本で -27.9 % である。したがって全出力運転に必要な 8.7 % の超過反応度を制御しても、なお 19.2 % のマージンが残ることになる。さらに JRR-2においては制御棒による安全動作のバックアップとして、炉心上面の重水レベルを約 75 mm ダンプさせることによって反射体効果を減じ、-4.7 % の反応度減少をもたらすことができる。

最後に軽水による重水の汚染の効果について少しふれでおこう。重水は軽水よりも中性子吸收は小さいが、減速能が劣るために、重水に軽水が混入していくと反応度が増加する傾向を示す。図 3.1 に見られるように、重水 90 %、軽水 10 % のときに反応度は最大となって約 3 % の増加を示す。したがって重水タンクにもれを生じて、外部の熱シャハイタンクから軽水が混入してきた場合には、反応度が増加することも考えられるので、JRR-2において

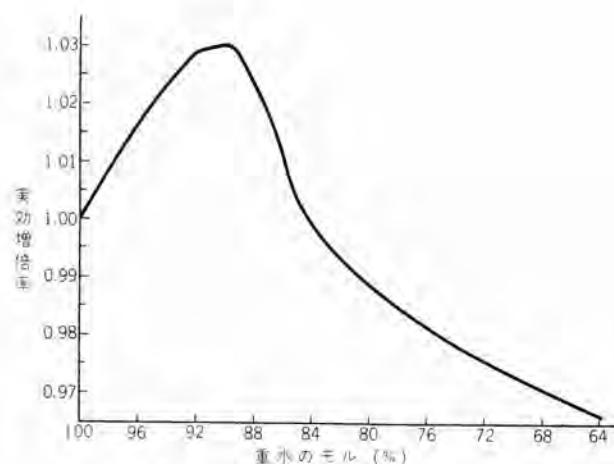


図 3.1 重水の純度と実効倍率の関係

Fig. 3.1 Effective multiplication constant as a function of heavy water purity.

は重水タンクはヘリウムによって水柱約 64 mm に加圧され、熱シャハイタンクは排気系につながれて常圧以下になっており、軽水による重水の汚染ができるだけ起こらないように設計されている。

3.2 热的特性

一般に研究用原子炉の熱的設計条件としては燃料板の最高温度点が沸点以下であり、被覆材その他に熱的破壊または疲労を生じない限界ということになる。しかし JRR-2 のような高中性子束すなわち高出力密度の炉においては、これらの条件は必ずしも容易ではない。その理由のひとつは熱計算にさいしての種々の不確実さである。たとえば燃料板中の U^{235} の分布の不均一性、燃料板ギャップの不均一性、流れの不均一性、中性子束分布の計算との相違、熱伝達係数の計算との相違、その他計

測制御系の校正誤差による出力レベルのズレなどがあげられる。

AMF 社においてはこれらを表 3.1 のように推算し、燃料要素の数が 24 本の場合について、最高温度点がちょうど沸点になる流量を計算し、 $19.3 \text{ m}^3/\text{min}$ を得ている。その他の重要な計算データは表 3.2 に示すとおりである。この結果から感じられることは、10 MW の運転に対してはほとんど余裕のないことである。しかし、表 3.1 に示された不確実さの因子が、す

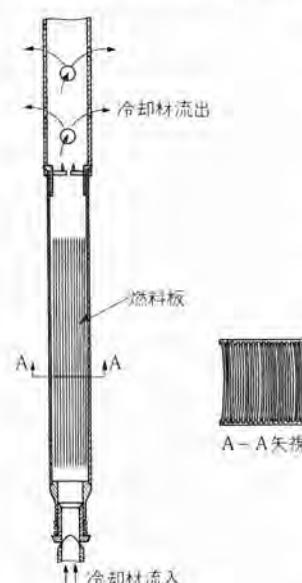


図 3.2 燃料要素断面図
Fig. 3.2 Cross sectional view of a fuel element.

表 3.1 热計算における不確実さの推算

	境膜降下への影響	体積温度への影響
U ₂₃₅ 分布の不均一性	1.06	1.06
中性子束分布の計算との相違	1.15	1.15
燃料板ギャップの不均一性	1.10	1.00
熱伝導係数の計算との相違	1.20	1.00
流れの不均一性	1.10	1.20
総合不確実さ	1.75	1.46
測定誤差などによる出力レベル余裕	1.15	1.15

表 3.2 全出力運転における熱計算データ

出力レベル(余裕を含む)	単位		24燃料要素
	MW	m ³ /min	
流量	11.5	19.3	
流速(燃料板間)	m/sec	5.2	
熱流束(平均)	kcal/m ² ·h	3.5×10 ³	
熱流束(最大)	"	9.5×10 ³	
面積	m ²	28.1	
最高温度	°C	109	
温度点			
温度			

べて最高温度点に累積する確率は低いし、主重水ポンプにもまだ多少の余裕があるから、不確実さの因子によほどの食い違いを生ずるか、またはなんらかの原因で流量が取れないような状態が起らない限りは、熱的設計の立場からは 10 MW の運転が可能であろう。

4. 構造の概要

この原子炉は 24 本の MTR 形の燃料で形成された等価直径 760mm、高さ 610mm の炉心を減速冷却材として働く重水を満たした直径 1,524 mm、高さ 1,920 mm のアルミ製重水タンクの中心に置き、さらにその外側に直径 2,464 mm、高さ 2,515 mm の熱シャハイ軽水タンクを持ち、その中にステンレス鋼板製の熱シャハイ板 6 枚が円周ならびに底部にはいった構造になっている。重水タンクと軽水タンクとの上面はガスケットによって密封され重水が軽水と混合することはない。重水タンクの上方は直径 2,642 mm の上部および下部プラグからなり、これを通して燃料ならびに制御棒の取換えができるよう貫通孔をあけ、かつ重水接触面にはヘリウムを満たすために十分な密封性をもつプラグを挿入するようになっている。軽水タンクの外側には約 1,800 mm の重質コンクリートの生体シャハイをめぐらし、コンクリートの表面をアルミ板によっておおっている。

研究炉の目的として、炉心部分の高密度の高速および熱中性子束を利用するため、生体シャハイコンクリートおよび上部プラグを通して水平ならびに垂直実験孔、貫通実験孔、気送管、アイストーブ生産孔が炉心にむかい、または炉心の近くを通過して設けられている。このほか熱中性子束を利用するサーマルコラムを炉心に対して水平におき、グラファイトを積込み、サーマルコラムと重水タンクの間に鉛シャッタとボラルカーテンを垂直に上下できる構造として γ 線および熱中性子束を減衰させるとともに

実験を容易にできるようにしている。

なお、軽水タンクの外側および下部 プラグ下面、サーマルコラム外側には鉛シャハイを行ない、その中に冷却パイプを通して γ 線を減衰させるとともに発生熱を除去し、コンクリートの加熱を防いでいる。

重水は重水タンク下部から、ポンプにより圧入され、燃料板間を通過してこれを冷却したのちオーバフローして地下のポンプ室に戻り、熱交換器を経て循環されている。

熱シャハイ冷却系統の軽水は、熱交換器を通り循環し、重水、軽水系の二次系統はともに炉室外の冷却塔を経て循環されている。

重水接触部の空所には水柱圧 64 mm のヘリウムガスを封入し、外部からの空気の侵入をふせぐとともに放射線によって分解した重水素、酸素を循環して再結合器へ運び再結合させて利用できるようになっている。

また、各実験孔はプラグを挿入し、O-リング、ガスケットなどにより内部の放射性空気が炉室にもれるのを防ぎ、さらに排気ファンによって吸引して、フィルタを通し煙突に導き、放射能濃度の安全を確かめて大気へ放出する。

そのほか、炉室、ポンプ室には換気ダクトをめぐらし、汚染空気を吸引し、同様に処理している。

構造材料は主として耐食アルミ 52S、61S を使用している。以下に当社で製作した部分について少し詳しく述べる。

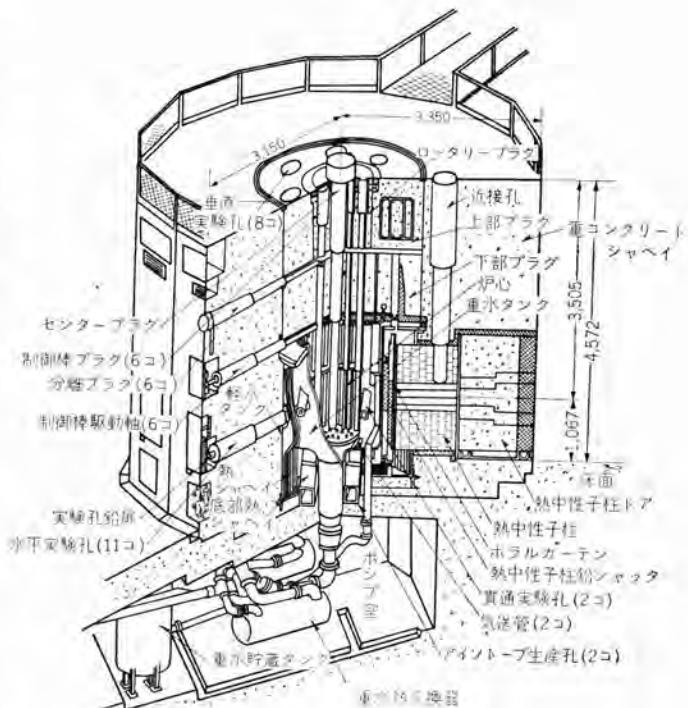


図 4.1 JRR-2 炉体断面透視図

Fig. 4.1 Perspective view of JRR-2.

5. 実験設備

5.1 水平実験孔、プラグおよびドア

水平実験孔は炉心に向かって水平に挿入され、通称4B用4本、6B用3本、7½B用2本、および11B用2本が設けられ、それぞれ炉室床面からの高さがわずかに違っている。4B用と称するのは先端の試料挿入部の内径が約101mmとなっているためである。実験孔は軽水タンクを通過するため2部に分割され、組立の際ガスケットを用いて締付け気密を保たせている。シャハイ用プラグも実験孔に合わせて段付けとし、先端にはボラル板を、つ

に段のある角穴をもっている。

5.3 上部プラグおよび下部プラグ

これらのプラグは重水タンク上部のシャハイの役をするもので、下部プラグの下面は炉心にもっとも近く、ボラル板を張り、かつ鉛シャハイを行ないパイプを通して水で冷却している。

原子炉の燃料棒、制御棒、垂直実験孔は上下プラグを介して取付けられているので上下プラグにはそれに必要な貫通孔を持ち、上部プラグにはさらにその中央に回転プラグを有し歯車駆動により定められた位置に回転して、燃料棒および制御棒の取換え、挿入の操作を行なうこと

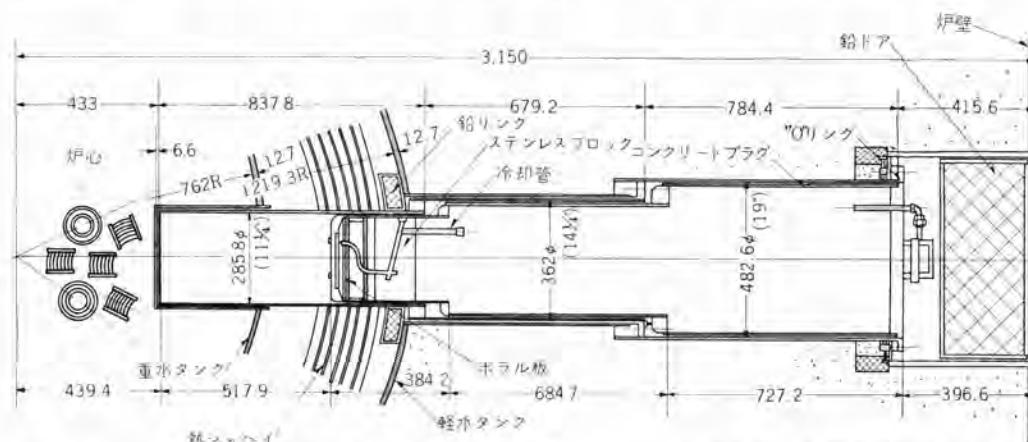


図 5.1 11B 水平実験孔

Fig. 5.1 11B horizontal beam tube.

ぎにはステンレスブロックを置き、冷却パイプを重質コンクリート中に埋込んだものを用いている。

このプラグはそれぞれ1t近くの重量があるので、出し入れの際おののアルミニウム面が摩耗するため、実験孔の下部に1mmのステンレス板を取付けて実験孔の損傷を防いでいる。

実験孔の炉壁側にはさらに鉛のドアを設け、上下に駆動してシャハイを補うとともに、実験に便利な構造になっている。

プラグは実験に応じて出し入れするもので、重くかつ放射性を帯びた場合、その取扱いがむずかしく、当社では原研の意向により取扱装置を製作し、効果的に利用されている。

5.2 サーマルコラムおよびドア

サーマルコラムは直接軽水タンクに接続され、内側表面にボラル板を張り、内部にグラファイトを積重ね密閉された構造である。グラファイト部分にはヘリウムガスを循環させる。外側には鉛シャハイをほどこし冷却パイプを埋込み水で冷している。グラファイトはNational Carbon社製で、AMF社より支給され、110mm角長さ約1,300mmの材料を当社で加工し、よごれないよう完全に包装して現地に送り、積込みを行なった。

サーマルコラムドアは約6tの重質コンクリート製で、中央

ができる。各貫通孔には原子炉内部のヘリウムガスの流れを防ぐためにガスケットをもったシャハイプラグを挿入している。

5.4 中央実験孔および垂直実験孔

上部プラグを通して炉心に垂直に向かう実験孔で合計9本からなっている。中央実験孔は内径100mmで、炉心の中央を貫通して底のフレナムのグリッドプレートまで達している。それぞれシャハイプラグをもち、かつ冷却水やガスを送ることができるようプラグの内部にパイプが埋込まれている。

5.5 鉛シャッタおよびボラルカーテン

ともにあい接して軽水タンク内におさめられ鉛シャッタはサーマルコラムにはいるγ線を減衰させるものであり、ボラルカーテンは中性子束を加減するようにはたらくものである。鉛シャッタは鉛部分とグラファイト部分からなる2個のブロックが相互に上下するようモータ駆動され、鉛部分が二重になったときシャット、一重のときを開となる。グラファイトは比重1の粉末を充填し、ヘリウムガスを封入している。

ボラルカーテンは厚さ6.3mmのボラル板を空気シリンダにより駆動し、炉壁にある操作バルブによって作動させ、内部にはリミットスイッチを取り付け、その位置を指示するようになっている。

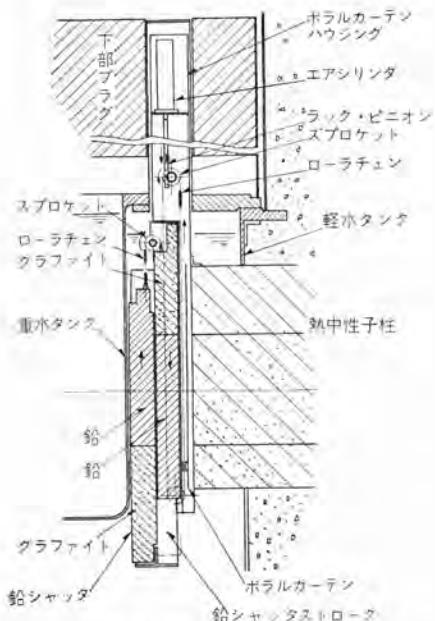


図 5.2 鉛シャッタ、ボラルカーテン
Fig. 5.2 Lead shutter and Boral curtain.

5.6 アイソトープ生産孔

炉心下部の 軽水タンク を貫通して一方の炉壁より他の炉壁にいたるもので、角形の形状をもち、開孔部にはそれぞれ 重質コンクリートプラグ を挿入して シャハイ する。この中には試料の取扱いのための付属装置が組込まれている。

5.7 気送管装置

この装置は試料を カプセル に装入して炉心に急速に送り込み取出すことのできる装置で、AMF 社の要求によって 1 式米国から輸入された。

この装置は 25 mm 用、50 mm 用各 2 組からなり、炉室および 地下ホットケーブ に連絡されている。

カプセルを受口に装入すると、真空により約 10m/sec の速度で炉心に送り込まれ、ついで照射されたカプセルはバルブ操作により外部の鉛箱内に送り出される。なお タイマーと リミットスイッチ を用いて照射時間を任意に変更して実験できる。

炉内配管は カプセル の通る パイプ と 空気パイプ が二重管

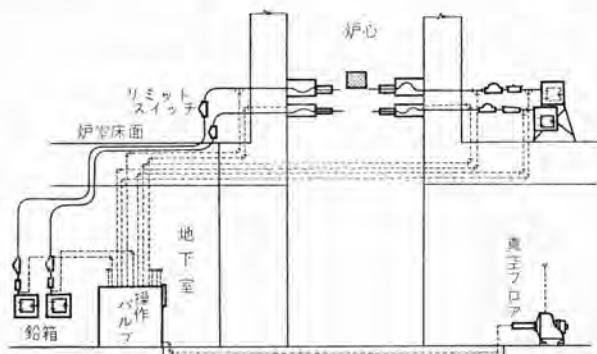


図 5.3 気送管配置図
Fig. 5.3 Pneumatic tube system.

となり、いずれも 2 S アルミ で外部の空気管は鋼管を使用している。

6. 冷却系統

冷却系統は下記の諸系統より構成される。すなわち重水系統、ヘリウム系統、熱シャハイ系統、二次冷却系統、緊急冷却系統、排気系統および換気系統であって、このうちヘリウム系統 および 排気系統の製作を分担した。

6.1 重水系統

重水系統は 重水タンク の中にあって中性子の減速材、冷却材の役目をする重水を循環させて核分裂によって生ずる熱を除去するための系統で、重水タンクより出た重水は 主重水泵より 重水熱交換器 を通って炉心に戻される。また約 1.14 m³/h の重水は 純化 のため重水貯そうより 補助ポンプ、熱交換器、フィルタ を通って 主重水泵 入口に戻される。なお重水貯そうへは 重水タンク より オーバーフロー 管を通して流入する。

主重水泵が故障して原子炉が スクラム された場合、核分裂生成物による崩壊熱を除去するため緊急停止用 ポンプ を動かす。さらに停電などにより ポンプ が作動しないときには自然循環を行なわせるよう主管路にある バルブ を操作する。

なお重水配管の一部を 図 6.1 に示す。

6.2 热シャハイ冷却系統

熱シャハイ 冷却系統は 軽水タンク 中の発生熱を取ると同時に下部 プラグ、サーマルコラム の発生熱を除去するよう冷却管を通して冷却している。軽水は 軽水タンク 冷却管より 軽水貯そう にはいり ポンプ を経て、熱交換器を通り循環する。ポンプより出た軽水の一部は、純化系統に分流して貯そうに戻る。



図 6.1 原子炉底面より見た重水出入管
Fig. 6.1 D₂O main piping to reactor tank.

6.3 二次冷却系統

二次冷却系統は各系統の熱交換器の二次冷却水供給の系統で、冷却塔副水そうに帰ってきた水は補助ポンプにより汲み上げられて冷却塔上部より放散され、主水そうに集り各系統に送られる。

6.4 緊急冷却系統

緊急冷却系統は冷却系がすべて機能を失った場合、重水の保存をも考えず、冷却の最後の手段として設けられた系統で、30m水頭の水槽より炉心中に軽水を送り込む系統である。

6.5 ヘリウムガス系統

ヘリウムガス系統は重水のはいったタンクや機器の上部空間部分にヘリウムガスをみたし重水と空気が接触することのないようにし、空気中の水蒸気（軽水）と、重水中の重水素が置換することなく重水の純度を下げないためと、核分裂によって分解した重水素と酸素を重水再結合器に送り込み再結合させて重水の消耗を防ぐためにある。ヘリウムガスの流れは、重水タンク上部より出て凝縮器、加熱器を通り、プロアより吐出され重水再結合器を通り炉心に戻る循環系と、重水タンク上部より重水貯そう上部につながる圧力平衡管が走り、各機器よりのベント管はこれに結合され、圧力一定制御のためのヘリウムガスホルダもこの回路に結合されている停滯する系があり、この二つの系は、重水タンク上部で、つながっている。

また別にサーマルコラムの中にヘリウムガスを送入する回路もあり、上記各回路よりヘリウムガスをサンプリングして、放射能レベルをチェックする装置もある。

当所が製作担当のヘリウムガス系統の主要構成機器はヘリウムガスプロア、ヘリウムガスホルダ、重水再結合器、およびヘリウムガス加熱器などである。

ヘリウムガスプロアは流量27l/min、吐出圧250mm水柱のルーツプロアで、軸はメカニカルシールになつていて、ヘリウムガスの消費量を最小限にとどめるためガスのもれに対する制限が厳格なので、プロア自体をアルミの密閉箱中へ收め、系外へのもれを防ぐ方式を取った。

ヘリウムガスホルダは、ヘリウム系全体の圧力一定制御のために設けられ、容量3m³、常用圧力64mm水柱で直径1,800mm、高さ2,000mmの大きさである。

形式はウイギンズドライシール形で接ヘリウムガス部材質は、タンクは耐食アルミ、シールはネオプレンを使用した。

重水再結合器は、特殊触媒による低温反応により重水を再結合させる装置で、ヘリウムガス

27l/minの流れにおいて、重水素0.3%、酸素0.5%、窒素0.1%含まれているものとして、設計されている。これは米国のBaker and Co. Inc.より輸入した。

ヘリウムガス加熱器は、炉心より出たヘリウムガス約35°Cを重水再結合器の適温57°Cまで加熱するもので加熱器はバイメタルによりオフ、オフ制御がなされている。

その他には、重水を凝縮させる凝縮器、サンプリング系のコールドトラップ、300mmφ安全弁などがある。

6.6 排気系統

排気系統は各実験装置、熱シャハイ系の各機器配管上部の空間の空気がある程度放射能を帯びて来るため、常時排気し、煙突を通して屋外へ放出する系統である。

6.7 換気系統

換気系統は、炉室、地下室中の空気をつねに換気する系統である。

なお参考までに、重水系統、熱シャハイ冷却系統および二次冷却水系統のフローダイアグラムを図6.2にヘリウムガス系統のフローダイアグラムを図6.3に示す。

7. 核計測および制御系統

原子炉を安全に起動し、所定の出力レベルで運転するためには、つねに原子炉の状態を適確に把握し、その状態に応じた制御をおこなうべきことはいうまでもない。

一般に原子炉の動特性は、超過反応度の大小によっていちじるしく変化するものであり、これをきわめて少ない時間的おくれでもって検知するためには、イオン管などによる中性子束の検出、あるいはその変動状況の測定などがもっとも重要である。このような中性子束に関する

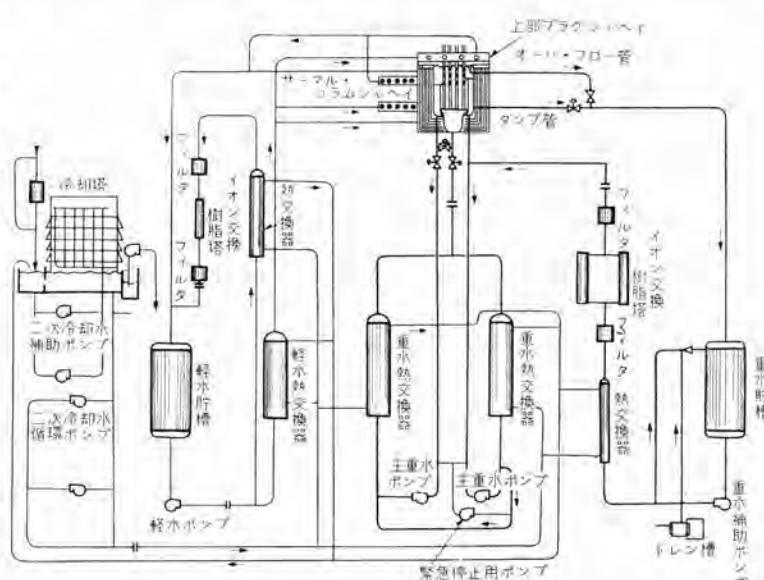


図 6.2 重水系、熱シャハイ冷却系、二次冷却系フローダイアグラム

Fig. 6.2 Flow diagram of heavy water system, thermal shield system and secondary cooling system.

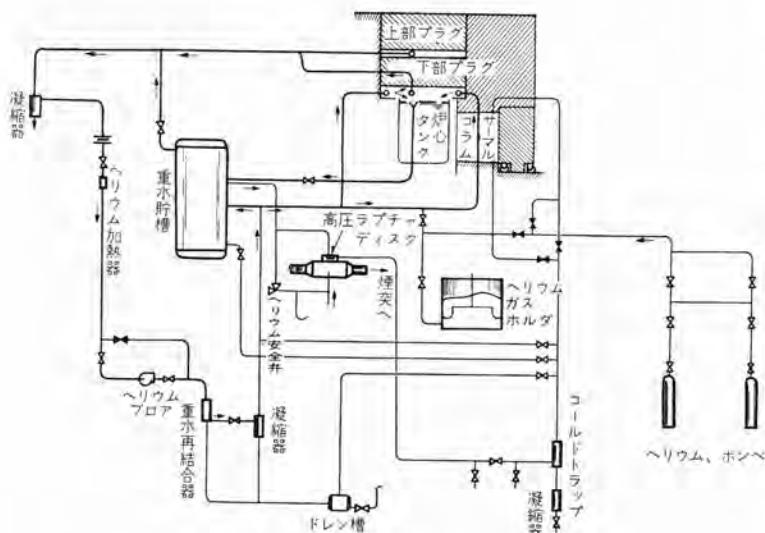


図 6.3 ヘリウムガス 系 フローダイアグラム
Fig. 6.3 Flow diagram of helium system.



図 7.1 JRR-2 の制御室と制御盤
Fig. 7.1 Control equipment in JRR-2 control room.

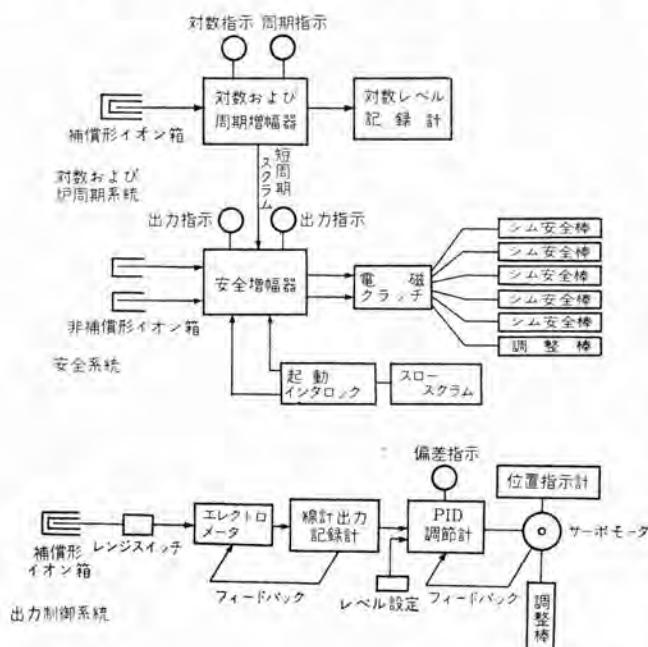


図 7.2 核計測系統 ブロック線図
Fig. 7.2 Block diagram of nuclear instrumentation and control

る測定を核計測と称する。

7.1 核計測系統

JRR-2 の核計測系統の設計は AMF 社によるものであり、部品も輸入されてきたが、この組立、配線などは三菱が担当し、運転前の機能試験も原子力研究所の協力を得て三菱がおこなった。

研究用原子炉の核計測系統の方式は、大体標準的なものが定っており、JRR-2の場合もほぼそれにしたがっているので、特筆すべきものもないし、すでに本誌にも紹介されたことがあるので、以下簡単にその概要を記述する。

JRR-2 の核計測および制御系統の構成は
図6.1のブロック図に示すようなものである
が、起動系統は JRR-2 の契約中には含まれていない
ので、原子力研究所が別個に設置することになっている。
したがって核計測系は大別して 3 系統、すなわち対数および炉周期系統、安全系統および出力制御系統である。
これらの検出端にあたる中性子用 イオン箱は全部で 4 本
あって、計測チューブの中に配置されている。計測チューブ
は熱シャハイタンクの外側を接線方向に 2 本走っており、
その中央部のイオン箱の配置される部分は、炉心からのガンマ線を減衰させるために、厚い鉛カラーで包まれており、
さらに高い熱中性子束を確保するために、熱シャハイ体の
一部がグラファイトのブロック（グラファイト窓）で置きかえら
れている。このようにして炉心の中性子束をできるだけ
感度よく検出するように工夫されている。

7.2 対数および炉周期系統

対数および炉周期系統はいわゆる中間領域の測定にとくに有用であって、補償形イオン箱 (WL-6377) を使用し、イオン箱の位置における熱中性子束が $10^3 \sim 10^9 \text{ n/cm}^2 \cdot \text{sec}$ の約 6 デカードの範囲にわたって測定が可能であり、対数増幅器によって 0.0001 ~ 300 % の範囲の指示記録をおこなう。またその出力は同じ増幅器内に組込まれた炉周期増幅器により微分されて、 $-30 \text{ sec} \sim -\infty$, $+\infty \sim +3 \text{ sec}$ の範囲にわたる原子炉周期を指示するようになっている。原子炉周期をつねに一定値以上に保つことは安全性確保上とくに重要であるから、周期が $+30 \text{ sec}$ で制御棒の引上げが阻止され、 $+3 \text{ sec}$ ではファーストスクランムを起こすような接点が炉周期増幅器内に組込まれている。出力レベルのほうは記録計内にリミットスイッチがあって、0.0002 % 以下では起動できないようなインタロックがあり、出力が 105 % で警報を発し、110 % に達するとスクランムを起こすようになっている。

7.3 安全系統

安全系統はいわゆる合成形の安全増幅器を使用しており、種々のスクラム信号をファーストスクラムおよびスロースクラムの2種に分けて任意に取入れられるようになっている。ファーストスクラムはこの安全増幅器に直結されている2本の非補償形電離箱(WL-6937)からの電流のいずれかが約 $5 \times 10^{-5} A$ に達すると、三極管がカットオフになって高速度リレーがトリップし、さらに電磁クラッチへ直流電流を供給している出力管のグリッドがカットオフになって、スクラム動作が起こるような回路であり、増幅器内の遅れ時間は実測の結果、平均8 msec程度であった。ファーストスクラムはこの高中性子束によるもののはかに前記炉周期増幅器内のリレー接点が、直接安全増幅器出力管のグリッドをカットオフするようになっていて、炉周期が+3 secに達するとファーストスクラムを生ずる。

スロースクラムは電磁クラッチの直流電源整流回路を一次側の交流電流の点において直列にリレー接点を入れてショートする方法であり、その遅れ時間は平滑回路の時定数などに関係し、数10 msec程度となる。スロースクラムは簡単に挿入追加できるので、高中性子束と短周期以外は、起動インタロックやプロセス系よりの信号も含めてすべてスロースクラムの回路に挿入されている。

実際問題としては電磁クラッチの電流がショートされても、クラッチが開放されるまでには平均40 msec程度の遅れがあり、さらに制御棒が水中を自由落下するのに平均400 msecかかるので、ファーストスクラムとスロースクラムの差異はそれほど問題にはならないが、事故時の出力積分値ができるだけ小さくするためには、図7.3にも見られるようにクラッチ開放までの遅れ時間は少しでも短くすることがこのましい。

7.4 出力制御系統

出力制御系統には補償形イオン箱(WL-6377)が使用され、これに生じた電流は $10^3 \sim 10^9 \Omega$ の入力抵抗によって電圧に変換され、振動容量形のエレクトロメータを経て線形出力記録計にはいり、これらは一体となってフィードバックがほどこされている。

レンジスイッチは2 Wから20 MWの範囲にわたって、入力抵抗を22段階に切換えることができるもので、希望するレンジを選定すれば、それに対するパーセント出力を記録計より読み取ることができる。

出力の自動制御をおこなう場合には、制御盤上にあるポテンショメータによってレベルを設定し、この位置と線形出力記録計の補助スライドワイヤの位置に差がある場合には、調節計に偏差信号があたえられ調整棒駆動用のサーボモータが回転する。この調節計は、比例+微分+積分の3

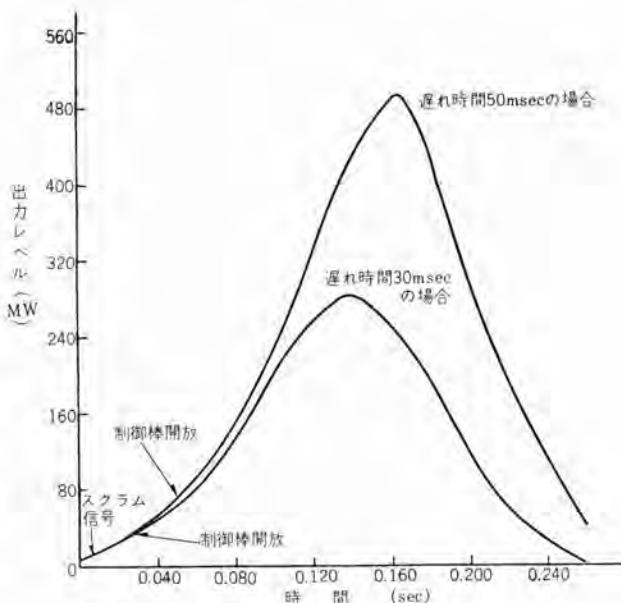


図 7.3 1.5% のステップ反応度による出力上昇
(制御棒開放遅れ時間が 50 msec と 30 msec の場合)

Fig. 7.3 Power burst for a +1.5% step change in reactivity with 50msec and 30msec delay in rod release.

項を有するいわゆる PID 調節計であり、PD 動作は CR の受動回路により形成され、I 動作はサーボモータと連動するポテンショメータよりの電圧変化を、フィードバックループ内の微分回路を通すことによって積分動作を形成させる方式のものである。

原子炉の運転を続ければ燃料は次第に損耗していくし、3章に記したような核分裂生成物の毒作用や温度係数などによる反応度の長時間にわたる変化が現われるから、調節計に積分動作を持たせることによって、オフセットをできるだけ小さくしたものである。

炉を起動する場合には手動によりシム棒を引抜いて、周期が30 secをこえない範囲で出力上昇をおこない、出力レベルと設定値の偏差が5%以下になったときに自動制御に移行すれば、希望するレベルで定出力運転をおこなうことができる。しかし起動後数時間の間は Xenon-135などによる反応度の変化が大きいことが予想されるから、調整棒の位置が限界に達し、シム棒によってこれを補償するいわゆるシミング動作が必要である。

このようなシミングのさいにも出力レベルの変動は2%以下におさえられるように設計されている。

7.5 そ の 他

放射線に関するその他の測定装置としてはガム線モニタ(ベータ線も測れる)があり、ガム線用イオン箱が炉室内およびポンプ室内に4カ所と排気煙突内に1カ所配備されており、これらの位置における線量率を制御盤上に指示するようになっている。測定範囲は0.01~10 mr/hで、この中のいずれかが許容値を超えた場合には警報を発す

るようになっている。

制御棒の位置指示には粗指示と精指示とがある。前者は駆動用二相モータと連動するポテンショメータよりの電圧を指針形の電圧計にて読み取る方式であり、後者はその電圧をデジタル電圧計で正確に読み取る方式のものである。デジタル電圧計は4ケタであるから誤差は10,000分の1であり制御棒の動きにして0.1 mm以下であるが、パックラッシュなどを考慮すると1,000分の1程度となり、反応度にして約 $10^{-4} \Delta K/K$ に相当する。

8. プロセス計測系統

8.1 概要

プロセス計測系統は、第6章に述べた冷却系各系統の伝導度、流量、水位、圧力、温度などを計測する系統で、遠隔指示、現地指示の計測器の2種がある。

遠隔指示計測器は、原子炉運転時、制御室において指示計にて、各測定量を読み取るか、またはランプ・ホーンによりある設定値以上、または以下になった場合警報を発する。

現地指示計器は、ほとんどポンプ室にあるため原子炉運転時は高放射能のため、計測器の周囲まで行って読み取ることはできない。現地指示計器は、主として原子炉の最初の機能試験の際の各系統の作動状態のチェックと、原子炉運転停止後、各系統の作動状態のチェックのために、設けられたものである。

計測器の製作担当は、AMF社の指示により遠隔指示計器の大部分は、AMF社より供給、遠隔指示計器の一部と現地指示計器全部が、三菱電機担当となった。

計測器は、すべてAMF社の指定仕様により、国産可能なものはできるだけ国産品を使用する方針で製作した。

三菱電機担当の遠隔指示計器中、圧力検出器はブルドン管による鉄心の動きを差動変圧器により検出する方式で国産でもできるものであったが、検出器だけ三菱電機担当、指示計はAMF社のため、総合特性上やむをえず輸入した。また水位スイッチは検出方式さえ変えれば国産品で間に合ったが、検出器の形式がきまり、コンクリートへのこみもその寸法によりすでに工事済のため、輸入したものもあった。

また、工事がかなり進んだ後、追加になった水位スイッチは、設置場所の制限により、検出方法に無理があり、かつ、詳細仕様が調査しても不明であったためAMF社通りのものを輸入した。

上記以外はすべて、国産計測器を使用し、主として島津製作所で製作した。

8.2 各冷却系における計測制御

各冷却系のプロセス計測中、とくに主力を注がれるのは原子炉運転にもっとも重要な重水系であり、ついでヘリウム系、熱シハイベイ冷却系で、二次冷却系は、同系の故障が他系統に影響して他系統より検出できるために、遠隔指示計は他系統に比較して、非常に少ない。

原子炉運転中、各計測器は、設定値以上または以下にて警報を発したり測定値を指示したりするのであるが、それを大別すると次の5通りに分けられる。

(1) スクラムとともに警報を発するもの

- a. 重水主循環流量の低下
- b. 重水タンク出入口温度差の上昇(110%以上)
- c. 重水タンク水位25 mm低下
- d. 重水タンク水位600 mm低下
- e. 強地震

上記の状態のときは、警報を発すると同時に原子炉はスクラムされる。とくに重水系は、その水位、温度、流量などが直接原子炉の反応度、出力に影響するため、a.b.はともに記録計に接続され、両方の値の積により原子炉熱出力を計算できる。

(2) ランプおよび赤ランプにより警報するもの

- a. 重水貯槽の低水位
- b. 重水ドレン槽の高水位
- c. 重水タンク出入口の温度上昇
- d. 重水リーコディテクタによるもれの検出
- e. ヘリウム系の圧力上昇
- f. 軽水貯槽の低水位
- g. 二次冷却水冷却塔の低水位
- h. 煙突より放出する排気ガスの高放射能
- i. 軽地震

上記の警報が発せられたときは、早急に原因を取除く対策を講じ、それでもなおその状態が続くときは原子炉運転持続には危険な故障が生じているのであるから、早急に原子炉を停止しなくてはならない。

(3) 赤ランプだけにより警報するもの

- a. イオン交換樹脂塔入口の重水の温度上昇
- b. イオン交換樹脂塔入口の軽水の温度上昇
- c. 重水電導度の上昇
- d. 軽水電導度の上昇
- e. ヘリウムガスホールダ内圧力の上昇
- f. ヘリウム系の圧力低下

上記の警報が発せられたときは、当然早急に対策を講じなくてはならないが、通常原子炉の運転は持続してもさしつかえない。

(4) 制御室で測定値を指示するもの

- a. 重水系ポンプの出口圧力
- b. 热シャハイ系主ポンプの出口圧力
- c. 各系重要点の温度
- d. 重水タンク入口の伝導度
- e. 軽水タンク入口の伝導度

上記の量は、原子炉運転中、つねに制御室で読みとることができるものである。

(5) 現地指示計器で測定値を指示するもの

- a. 热シャハイ系主循環水量
- b. 二次冷却系主循環水量
- c. 重水純化系への積算流量
- d. 热シャハイ純化系への積算流量
- e. ヘリウムガスの循環ガス量
- f. 重水タンクの水位
- g. 重水貯槽の水位
- h. 軽水タンクの水位

i. 軽水貯槽の水位

j. 各系主要点の圧力、温度

上記の量は、計器設置場所で読まなければならないので、原子炉運転中、ほとんど読むことができない。

このため原子炉運転中は、遠隔指示計器にだけたまるのであるが AMF 社としては必要最少限にとどめたものと思われ、10 MW 热出力の研究炉としては、プロセス計測器がかなり少ないようと思われる。

参考文献

- (1) AMF: 10 MW Heavy Water Research Reactor Equipment, Welding Procedure & Material Specifications.
- (2) AMF: JRR-2 Manuals, 1, Engineering Design.
- (3) AMF: JRR-2 Manuals, 3, Testing.
- (4) 荘田: JRR-2 原子炉 (1), 「三菱電機」, 34, No. 2, p. 104 (35 年).
- (5) 岸田: CP-5 型原子炉の制御と計測「三菱電機」, 31, No. 10, p. 57 (32 年)

最近における当社の社外講演一覧

講演年月日	主催および開催場所	題名	講演者	所属場所
35-7-25~27	北海道大学	電子写真用薄膜セレン感光板の帶電特性	今本正	研究所
"	北海道大学	Cds の光起電力	伊吹順章	研究所
"	北海道大学	アルゴン混合ガスがケイ光放電管の特性におよぼす影響	竹田俊幸	研究所
"	北海道大学	進行波管抵抗減衰器内における利得の計算	建石昌彦	研究所
"	北海道大学	矩形孔を有する電子銃の駆動特性	鷹野泰	研究所
"	北海道大学	ガス過飽和溶解状態の絶縁油の破壊電圧	白井万次郎	研究所
"	北海道大学	プリント基板の保護塗装	伊藤公男	研究所
"	北海道大学	タンク式空素封入装置における密封油中の酸素透過率	大杉肇	研究所
"	北海道大学	酸化物陰極用基体ニッケル	秦卓也	研究所
"	北海道大学	排気作業の管球特性におよぼす影響	小板橋正康	研究所
"	北海道大学	銀系接点の消耗移転現象	岩村武志	研究所
"	北海道大学	ケイ素鋼帶の磁気特性連続自記装置	土屋英司	研究所
"	北海道大学	三菱電機におけるシヤ断器の等価試験法	潮恒郎	研究所
"~7-26	北海道大学	電弧炉による電圧フリッカの対策	馬場準一	研究所
"~7-26	北海道大学	フェライトバーアンテナの性能(その2)指向特性	水上益良・河合登 中村弘・井手平三郎	大船
"~7-26	電気四学会連合大会	道路照明における各種光源の経済比較	小堀富次雄	本社
"	電気四学会連合大会	スコット結線 3/2 相変圧器	南角英男	伊丹
"	電気四学会連合大会	400 kV 超高圧器	田村良平	伊丹
"	電気四学会連合大会	自立形超高圧オートバランブ避雷器の諸特性	大木正路	伊丹
"~7-30	東海硫安四日市工場	IEについて	奈川敏雄	本社

計数形電子計算機の特殊演算高速化方式

研究 所 豊田 準三*・中塚正三郎**・吉江高明**・前田良雄**
首藤 勝**・壺井芳昭**・菅忠義**・魚田勝臣**

High Speed Arithmetic Operation with Serial Digital Computer

Research Laboratory

Junzō TOYODA・Syōzaburō NAKATSUKA・Takaaki YOSHIE
Yoshio MAEDA・Masaru SUDO・Yoshiaki TSUBOI
Tadayoshi KAN・Katsuomi UOTA

Hereunder are described methods to the speed up of arithmetic operations with a serial digital computer under experiment in Mitsubishi laboratory. The computer employs a delay line type magnetic drum memory and a transistorized package system. On the basic unit of the computer is employed parallel control on two groups of arithmetic operations; one involving multiplication, division and shift operations and the other the remainder. Selective copying and adding operations are in use to permit selection or addition of specified information up to 50 pieces. A floating point high speed arithmetic unit is also among the equipment. This unit, using serial and parallel arithmetic logics, makes possible not only high speed floating point arithmetic operations, but many other useful operations such as number conversion, table lookup operations and so forth. When these two units are combined, the device functions very effectively.

1. まえがき

計数形電子計算機にはどれだけの機能を持たすべきか、いかなる規模のものが適当であるかは、必要となる演算内容と機械の規模を考慮した経済性の両面からいろいろと論議の対象になる問題である。複雑な機能を持たせ、演算速度を上げようとすれば回路は複雑となり規模も大きなものになる。

われわれは、比較的単純な論理回路構成でできるだけ多種な機能をもたせ、演算速度も可及的に向上したいとの希望のもとに数種類の特殊演算方式の研究を行ない、目下これらを折込んだ計算機の研究試作が進行中である。

本文ではこれらの中から数件を取り上げて説明を加える。その前に説明の都合上この計算機の内部命令形式および基本の動作、制御について概説しておく。

2. 計算機の基本構成

われわれが今、研究試作を行なっている計算機は遅延線形磁気 ドラムを主体とする内部2進数方式の計算機で、通常の直列計算機としての本体とそれに主として浮動小数点演算を目的とし並列演算を一部取入れた高速演算回路を付加するようになっている。

計算機本体の主体をなす遅延線形磁気 ドラムは 60本の

記憶 トラック をもっている。00番から39番までの40本は1本100ワードのトラックであり、40番から59番までには短アクセスのトラックが4ワード長のもの8本、2ワード長のもの6本、1ワード長のもの2本および予備トラックを有している。遅延線形の長所として短アクセスの部分を累算器または乗除算用のレジスタとして用いるため、計算機の構成は非常に簡略化できる。遅延線形であるので1トラック上の情報内容の位置は、機械的な ドラム上の一つの位置に対応しないので、以下 トラックと呼ばずに ライン ということにする。

すなわち100ワードを有する長 ライン が40本、4ワードまたは2ワード、または1ワード長の短 ライン が計16本ある訳で、そのうち2ワード・ライン1本(ARⅢ)と1ワード・ライン2本(ARⅠおよびARⅡ)とで3個の累算器とし、他の2ワード・ライン3本を乗除算およびケタ移動に使用するレジスタ(MQ, ID, PN レジスタ)としている。上記40本の長 ライン と、4ワードライン8本と2ワードライン2本とは純粹な記憶場所として使用可能であり合計4,032ワードの記憶容量となっている。

命令もデータも1ワードは33ビットをもって構成されているが、後に述べるようにデータのほうは2ワードを1組とした倍長の取扱いもできる。

また計算機の動作には、計算機固有の時間基準が必要

であるが、これは磁気 ドラム の別の トランク に書き込まれている内容から得ており、長 ライン 100 ワード 1 回りを 1 ドラム 回転とし、1 ドラム 回転をある特定の読出し パルス を基準として 00 ワード 時から 99 ワード 時までに分けている。さらに 1 ワード 時はこれも ドラム からの読出 クロック ・ パルス によって 33 ビット 時に分割されている。

2.1 命令の形式

本機では modified 2 address 方式を採用し、一つの命令は 1 ワード (33 ビット) で構成されている。その命令の構成は図 2.1 に示すとおりである。I/D 部は 1 ビット からなり、その命令の実行開始の時刻を指定する。すなわち I/D ビットが 0 のときはこの命令を読んだ直後のワード 時から命令を実行せよということである。またこの ビット が 1 の場合には次の T 部分で示すワード 時からこの命令を実行せよという意味である。

つぎの T 部は 7 ビット からなり、原則としては演算の時間をワード 時で指定する。すなわち上記の I/D ビット が 0 のときには命令読取りの直後から演算を開始し、この T 部がその継続ワード 時数を指定する。単純な データ

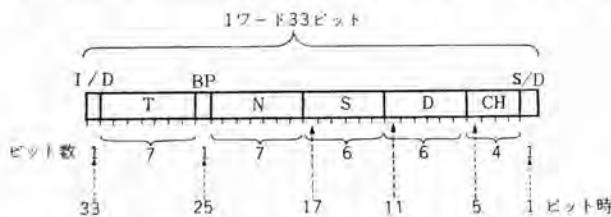


図 2.1 計算機内部における命令の構成
Fig. 2.1 Internal command form.

転送、加減算の場合には演算継続時間は一定でとくに指定する必要がないので、I/D ビットを 1 として、上記のように T 部で演算開始のワード 時を指定する。

命令の BP 部はいわゆる break point ビットで、この ビット が 1 の場合には計算機はその命令を遂行した直後に停止するようになっている。

つぎの N 部 7 ビット は、その命令遂行後次の命令をどこから読むべきかといふ、つぎの命令の番地すなわちワード 時を示している。

S 部および D 部はそれぞれ 6 ビット からなりこの内容が 59 以下の場合にはメモリ・ドラム 上の ライン 番号を示しそれぞれ情報の取出し場所 (source) および送先場所 (destination) を指示する。その内容のいずれかが 60 以上のときは特殊演算を意味し、乗除演算、テスト命令、入出力に関する命令、論理演算命令、浮動小数点演算命令などはこの部類にはいる。

CH 部 4 ビット は character の略で演算の種類を示すのに用いられる。

最後の S/D ビット は原則として計算機 1 ワード をデータ

表 2.1 命令の例

機械内部の命令形式							命令の内容
ID	T	BP	N	S	D	CH	S/D
デリバリーの転送命令例							(S.T) の内容を (D,T) へ Copy (S.T) の値を AR I に加算 (S.T,T+1) の値を AR III に加算 AR I から (S.T) を引く 4 章で説明する選択命令
1	T	0/1	N	S	D	0	0/1
1	T	0/1	N	S	56	3	0
1	T	0/1	N	S	58	5	1
1	T	0/1	N	S	56	9	0
0	T'	0/1	N	S	D	12	0/1
並行演算の可能な命令例							MQ, ID, PN を Clear ID × MQ → PN (PN の古い内容は Clear) PN → ID → MQ ID × MQ を PN の内容に加算 MQ を左シフト (指定ビット数) ID を右シフト ("") MQ を左へ ID を右へ同時シフト MQ をノルマライズ
0	01	0/1	N	60	00	0	0
0	B	0.1	N	60	00	1	0
0	B	0/1	N	60	00	2	0/1
0	B	0/1	N	60	00	3	0
0	B	0/1	N	60	00	4	0
0	B	0/1	N	60	00	5	0
0	B	0/1	N	60	00	6	0
0	B	0/1	N	60	00	7	0
その他の演算命令の例							命令を取出すラインを C に変える次の命令は (S.T) の内容にしたがう AR I の内容をタイプアウト (S.T) が zero かどうかの test (40,T) と (41,T) の論理積を (D,T) へ入れる ※(AR II) × (S.T) の積を AR II へ入れる (固定小数点) ※(ERs) + (S.T) の和を ERs へ入れる (浮動小数点) 入出力動作を中止する
1	T	0/1	N	C	60	2	0
1	T	0/1	N	S	60	4	0
0	T'	0/1	N	61	01	8	0
1	T	0/1	N	S	61	15	0/1
1	T	0/1	N	62	D	0	0
1	T	0/1	N	62	11	0	0
1	T	0/1	N	S	63	01	0
0	T'	0/1	N	63	00	0	0

S=60 の部類は 3 章で説明する並行「乗除演算」(一部インディクタ・レジスタ関係に使用)
D=56 : 1 ワード の累算器 I
D=58 : 累長語の累算器 III
MQ : 乗数および商を入れるレジスタ
ID : 被乗数および除数を入れるレジスタ
PN : 積および被除数を入れるレジスタ
B : 演算ビット数指定
T' : I/D ビット 0 の命令の継続時間指定

注 (S.T) : ライン S の T ワード時の内容

ライン 56 : 1 ワード の累算器 I

ライン 58 : 累長語の累算器 III

MQ : 乗数および商を入れるレジスタ

ID : 被乗数および除数を入れるレジスタ

PN : 積および被除数を入れるレジスタ

B : 演算ビット数指定

T' : I/D ビット 0 の命令の継続時間指定

1 ワード として扱う (single precision) か、計算機 2 ワード を データ 1 ワード として扱う (double precision) かを指定する。この ビット が 0 のときは前者、1 のときは後者に対応する。命令の数例を機械内部で記憶されている数的形式で表 2.1 に示す。

2.2 計算機の基本的制御動作

この計算機の制御部の構成、動作を概説する。計算機は四つの状態を持っており、動作中はそのいずれか一つの状態にある。すなわち命令を メモリ・ドラム から制御部へ読み取っている状態 (Read Command 略して RC) RC を終わって命令遂行開始の時刻までの待機の状態 (Wait Execution または Wait Transfer 略して WTR)，命令遂行中の状態 (TR)，および命令を終わって次の命令を読み取るまでの待機状態 (Wait Read Command 略して WRC) の四つである。

前述したように RC 状態から直接 TR 状態へはいるか、いったん WTR 状態を経て TR 状態にはいるかを決定するのが命令の I/D ビットである。また TR 状態から、これが終わり次第ただちに次の RC 状態にはいるか WRC 状態を経て RC 状態になるかは、命令の N 部分の指定の仕方によって決定される。

一連の演算を計算機に行なわせる場合、各命令の T 部、N 部を選んで待ち時間をできるだけ少なくすることは演算速度向上に大切な事がらである。

さて RC 状態で メモリ・ドラムから読み取られた命令は S/D 部より順に制御部にはいっていくが、S/D, CH, D, S 部は static な レジスタ (CSR) に納まり、残りの部は ドラム上の命令 レジスタ (CDR) に dynamic に納まる。static な レジスタ に納まった部分は デコードを通してその内容が判読され、計算機の動作を制御する論理的電子回路構成に役だたせられる。dynamic な レジスタ (CDR) では 1ワード 時ごとに 1 を カウントする カウンタ の動作をし、指定にしたがって上記計算機 4 状態の時間的制御を行なう。

この状態制御の通常の方式を少し説明すると図 2.2 に示すとおりで、まず「命令読み込み」(RC) 状態が 1ワード 時つづいてこれが終了すると、今読み込んだ命令の I/D 部が 0 か 1 かによって計算機はそれぞれ「命令実行」

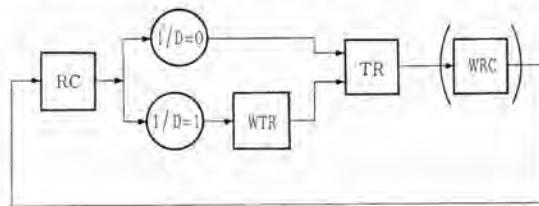


図 2.2 計算機内部の 4 状態の基本制御

Fig. 2.2 Fundamental control of computer states.

(TR) 状態または「命令実行待期」(WTR) 状態になる。前者の場合は命令の T 部で指定する ワード 時数の間 TR 状態がつづく。後者の場合は命令の T 部で指定する ワード 時から TR 状態にはいり、命令の S/D 部の 0 か 1 かによってそれぞれ 1ワード 時または 2ワード 時の後 TR 状態が終了する。このいずれの場合も TR 状態が終了すると、その命令の N 部の値によって次の状態が決定する。すなわちその値が TR 状態終了時のすぐ次のワード 時を指定しておれば、ただちに次の RC 状態へはいるが、N 部がもっとさきの ワード 時を指定しているときは WRC 状態をへて次の RC 状態へはいる。

3. 並行演算方式

直列形電子計算機においては、加減演算に比して乗除算、ケタ 移動などに非常に長時間を要する。たとえばクロック 周波数 200 kc 1ワード、33ビットの場合についていえば、通常の加減算は 1ワード 時 ($165 \mu s$) で行なえるが、乗除算は 66 ワード 時 ($11 ms$) を要し、ケタ 移動にはそのケタ 移動の ビット 数の 2 倍に相当する ワード 時を必要とする。

ところで通常の計算機には命令制御部は一つあって、これに順次命令が一つずつ読み込まれて、演算も順を追って行なわれるようになっている。しかし計算の手順のいかんによっては、一つの乗算とか、除算とかもしくは

ケタ 移動のように時間の長くかかる演算をしている間に、一方では データ の転送、あるいはいくつかの加減算をすませるようにすることができれば総合した演算時間をいちじるしく短縮しうる場合がある。

そしてこれは、一般に加減算を行なう レジスタ と、乗除算、ケタ 移動など（以下これらを乗除演算をもって代表させ単に「乗除演算」と書く）を行なう レジスタ とは別個のものであるゆえ、制御回路に適当な付加を行なうことによってこの両者を並行して行なわせることは可能である。

3.1 並行演算制御機構

以上のような考え方から、前述の特殊演算中「乗除演算」（これには $S=60$ の コード が与えられている—表 2.1 参照）用として、static な命令 レジスタ γSR と dynamic な命令 レジスタ γDR とを設けて並行演算を行なうこととした。以下この並行演算制御の機構を図 3.1 について概説する。

ここで説明する「乗除演算」に属するものはすべて演算時間を指定する必要があり、命令の I/D ビットは 0 になる。しかしいずれも演算 ケタ 数（2進数での）のはほぼ 2倍の ワード 時を必要とし、T 部に指定すべき ワード 時数はことに除算の場合繁雑である。そこで今回の研究試作では「乗除演算」に限ってその ビット 数を指定すれば計算機の内部で自動的に演算時間を決定するようにした。

さて命令読み取り (RC) 状態で、第 17 ビット 時までに命令の S/D, CH, D, S の各部を static な命令 レジスタ CSR に ゲート 1 を通して読み込む。そこでその内容は デコード によって判読されるが、このとき $S=60$ すなわち並行「乗除演算」の命令である場合には ゲート 3 および 4 が開くようになっている。そして命令の第 18 ビット 以下は通常の dynamic な レジスタ CDR へはいるとともに

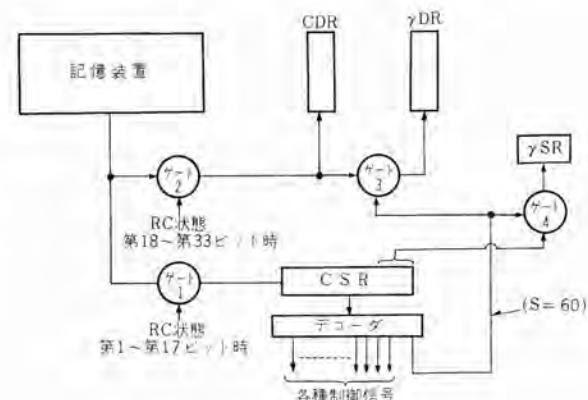


図 3.1 並行演算制御部基本構成

Fig. 3.1 Fundamental diagram on parallel control of arithmetic operations.

特別の dynamic な命令 レジスタ γDR へはいる。それと同時に CSR の内容のうち、演算の種類を指定する CH および S/D 部は並行演算用 static レジスタ γSR に書き取られる。

かくして RC 状態が終わり、この命令が S=60 の並行「乗除演算」命令であった場合にはこの命令の遂行は γSR, γDR レジスタ からなる並行演算制御回路にゆだねられる。すなわち RC 状態が終わるとこの制御回路は、並行「乗除演算」を遂行させるための TX なる信号を出す。その TX 信号の継続時間は γDR レジスタ によって制御される。そこで主制御回路は演算遂行 (TR) 状態にはいる要はなく、すぐ次のワード 時からでも次の命令を読み込みうる訳である。いま読み込んだ命令の N 部が次のワード 時を指定している場合には直ちに RC 状態にはいり、N 部がもっと先のワード 時を指定している場合には WRC 状態にはいるようにしてある。

さてこの TX なる信号が継続している間「乗算演算」が行なわれる所以であるが、この継続ワード 時数は、γDR レジスタ にはいった命令の T 部 (演算ビット数を指定) から、乗算、除算、カタログ、ノルマライズ それぞれに所要のワード 時数を自動的に決定するようになっている。その演算の種類は前述のように γSR レジスタ に書き取られている命令の CH 部および S/D 部によって制御される。

3.2 「乗除演算」実施中にさらに「乗除演算」実行の命令を読み取った場合

ある一つの「乗除演算」の命令を記憶装置から読み取ってこれを並行演算制御回路へその制御とゆだねた後は、主制御回路はいつでも次の命令を読み取ることができる訳である。したがって先の「乗除演算」がまだ完了しないうちに次の新しい「乗除演算」の命令を読み取ることも起りうる。この場合には、先の「乗除演算」が終了するまで待っている必要がある。すなわち、この場合 1 ドラム回転待つほかはない。このために別にテスト命令を設けて並行「乗除演算」が完了しているかどうかをテストして先へ進む方式を用いてよいのであるが、命令の数を少しでも減らし、かつ少しでも演算時間を節約するという目的で、これを計算機内部で自動的に行なわせることにした。

今一つの「乗除演算」が遂行中で TX なる信号が出ていたときに別の「乗除演算」の命令を読み込んだときを考える。ともかく命令の第 17 ビット までを CSR レジスタ へ読み込むまではこれが「乗除演算」命令か否かを判定できないので、そこまで読み込んだ後「乗除演算」と判定すると、図 3.2 に示す ゲート 5 が閉鎖して信号を通さなくなり 第 18 ビット 以下は命令 レジスタ へ読み込まれない。

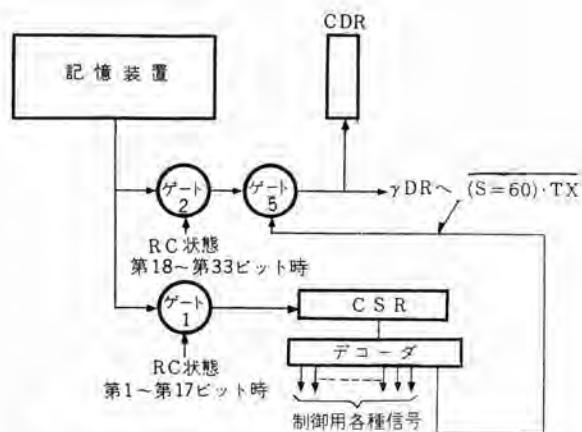


図 3.2 並行演算遂行中の並行「乗除演算」命令を読み込みを防止する機構

Fig. 3.2 Protection from wrong operation in parallel control of arithmetic operations.

い、そこで CDR は以前の命令の内容をもとに動作をつづける。そして ドラム 1 回転の後の同じワード 時にふたたび命令読み取り (RC) 状態となし、同じ命令をもう一度読み込む、このときに第 1 の「乗除演算」が終了しており TX 信号がなくなつておれば、こんどは ゲート 5 を信号が通つて通常の動作をする。

3.3 並行「乗除演算」実行中に注意すべき事がら

上述のように「乗除演算」を行なひながら同時に加減算とか、データ の転送などが行なえる訳であるが、注意すべきは「乗除演算」で用いつつある演算 レジスタ に関するデータ 転送などを同時に行なうようなプログラム を組んではならないことである。もしこのようなことを誤って行なうとその レジスタ の内容は破壊されてしまう。そこでかりに プログラム 上にそのような不注意があつても演算 レジスタ の内容が混乱することのないようにしてある。すなわち並行「乗除演算」の遂行を制御している前記 TX 信号が出ていた間に、S 部または D 部に「乗除演算」関係の レジスタ を指定した命令を読み取った場合について述べる。S 部および D 部を判定するにはその命令の第 17 ビット までを CSR レジスタ に読み込んだ後である。そこでこの結果 S 部または D 部に上記「乗除演算」関係の レジスタ の指定があればこれも前 3.1.1 節の場合とまったく同様に 1 ドラム 回転後の同じワード 時にふたたび同一命令を読み取るようにしてある。

このように並行演算を円滑に行なわせるための論理回路が付加されているため プログラム に当たつて安心して並行演算を自由に駆使できるものと考えている。

4. データ選別命令とその機能

一般に計数形電子計算機により多量の データ を処理するに当たつて、その多量の データ の中からある種の分類

に属するものだけを選び出す操作は比較的しばしば行なわれるものである。そこでこれを迅速に能率よく行なうこととはデータ処理能力の上からきわめて望ましいことである。このような目的でデータ選別の命令を設けたのでこれについて述べる。

機能的にいえば、記憶磁気ドラムの一つのラインに2ワードを1組として各一つずつのデータを連続して記憶させて置き、この命令を実行させることによって、各データの前半の一定の部分を特定の指標と比較して一致しているものについてだけそのデータの後半を別のラインへ抽出しようとするものである。

いまライン「m」にデータがはいっているものとする。すなわち第1のデータは00ワードと01ワードに、第2のデータは02ワードと03ワードというようにたくわえられているものとする。指標は2ワード長の短アクセスのライン

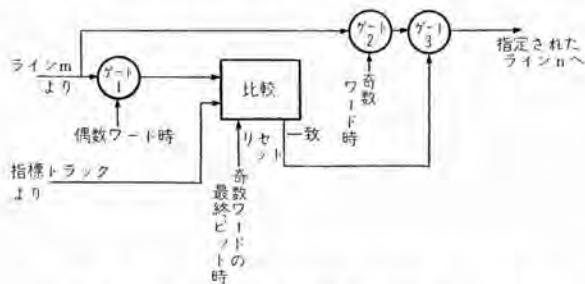


図 4.1 データ選別命令に関する回路ブロック図

Fig. 4.1 Block diagram on data selection operation.

の偶数ワードにいれておき、しかる後このデータ選別命令を実行させる。命令は通常のデータ転送の命令の部類にはいるもので、I/Dビットは0とし、T部分で実行ワード数を指定する（通常は1ドラム回転継続させる）。S部分では今の場合ラインmを指定し、D部分ではデータ抽出先のライン番号nを指定する。CH部分はこの演算を指定するコードでわれわれの場合12（2進数で1100）を当てている。

演算回路をブロック図で示せば図4.1のようにきわめて簡単なものである。ゲート1を通ったラインmの内容と指標ライン（我々の場合48番を使用）とを比較する。この場合偶数ワード部全般にわたって比較するのではなく、その一部分だけを比較したい場合には別の2ワード長のライン（われわれの場合49番使用）の偶数ワード部の所要部に「1」ビットをいれておき、これでゲート1を制御するようにもできる。この比較の結果一致したデータについてだけその後半の奇数ワード部をゲート2,3を通じて先へ送り込む。もちろん比

較回路はデータ一つづつ処理することにリセットするようにしてある。

さらにこの命令のD部で累算器を指定したときには、抽出されたデータの加算結果が累算器に残るようになっている。またS/D部は特殊な用途に用いており、0のときは上述の動作だけであるが、1の場合には抽出したデータが何個あったかを累算器2でカウントするようになっている。これは抽出加算結果の平均値を求めるようなデータ処理にはきわめて便利なものと考えられる。

この命令の特長は数多くのデータの中からある種に属するものを一つの命令によって抽出することができる点にあり、いわゆる「辞書をひく」という性格のデータ処理に適用して多大の能率化が期待できるものである。

5. 直接機械用語による翻訳用プログラム例

研究試作の計算機では、上述の機能と入出力回路および磁気ドラムで構成された本体で計数形電子計算機としての機能を完備している。次章以下に述べる高速演算回路を併用すれば、速度の点で飛躍的な改善ができるが計算機の規模もかなり大きなものになる。それほどの高速演算でなくても良い場合には、上述の機能の範囲内で翻訳ルーチンにより、シンボリックな相対的単アドレス計算機として働かせることもできる。

表5.1はそのような翻訳ルーチンの例の一部である。選択加算命令を含み、並行演算も起用されているところ

表 5.1 直接機械用語によるプログラム例

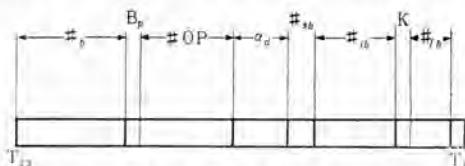
Loc.	I/D T N S D CH	NOTE	Loc.	I/D T N S D CH	NOTE
19	1 21 25 00 46 Z	CLR 46, 01	28	1 29 31 47 56 0	(47.01)→AR I
25	0 01 23 60 00 0	CLR M.I.P.	31	1 32 33 34 48 0	(34.32)=0Z000000
23	0 28 00 00 47 Z	CLR L47	33	1 34 35 62 53 6	(48-AR I) ₁ =# _n →ID _n
00	0 01 03 63 00 8	SET C-Mode	35	0 14 36 60 00 5	Shift # _s =(ID _s) _{14 Bits}
03	0 03 03 00 61 X	Wait Ready	36	1 37 38 62 49 6	(48-AR I) ₁ →49.01
04	0 06 05 61 00 W	Gate Type in	38	1 39 41 62 56 7	(48-AR I) ₁ →AR I
05	0 05 05 00 61 X	Wait Ready	41	1 42 43 62 56 7	(48-AR I) ₁ =# _t # _n →AR I
06	1 08 09 47 56 0	(47.00)→AR I	43	1 44 45 43 48 0	(43.00)=0000ZZ00
09	0 14 14 56 44 0	(AR I)→L44	45	1 46 47 62 58 6	→48.00
14	1 15 16 34 48 0	(34.15)=00000ZZ	47	1 48 49 62 56 7	(48-AR I) ₁ =# _t →AR I
		→48.01	49	1 50 51 34 60 0	(34.50)=000z0000
16	1 17 18 62 57 6	(48-AR I) ₁ →AR II	51	1 52 53 62 57 7	(48-AR I) ₁ =# _t →AR II
18	1 19 20 34 57 9	(34.19)=# _t x ² - ₂ →AR II	53	1 54 55 62 48 6	(48-AR I) ₁ =# _t →48.00
20	1 21 23 57 61 Z	(AR II) ₁ =# _t No to 23	55	1 56 57 48 56 6	(48.00)→AR I
		Yes to 24	57	0 60 60 56 56 5	(AR I) ₁ →ARI(2Shift)
24	1 25 27 47 61 Z	(47.01) ₁ =# _t No to 27	60	1 61 62 57 56 5	(AR II) ₁ →AR I
		Yes to 28	62	0 68 69 56 56 5	(AR I) ₁ →ARI(5Shift)
27	1 28 30 62 57 4	(43.44)→AR II	69	1 70 71 34 49 0	(34.70)=ZZZZZZZZ
30	1 31 34 34 57 9	(34.31)=# _t x ² - ₄ →AR II	71	1 73 75 47 61 U	→49.00
34	1 35 39 57 61 Z	(AR II) ₁ =# _t No to 39	76	1 77 79 05 05 0	(47.01)># _t (=0) to 75
		Yes to 40	77	Do Nothing	(47.00)=# _t x ² - ₂
39	1 40 44 62 56 5	(43.44) ₁ →AR I	77	1 78 79 34 56 5	(34.76)=8x ² - ₂
44	1 45 46 62 56 6	(48-AR I) ₁ =# _t →ID _t	79	1 80 81 53 56 5	→AR I(<0)
46	1 47 48 62 56 6	(48-AR I) ₁ =# _t →	81	1 82 83 58 57 4	(AR III)=# _t →AR II c
48	1 49 51 02 60 2	Jump to Other Line	83	1 84 85 34 57 9	(34.82)=# _t x ² - ₂
Extractor Set by Loader					
0000Z000=(40.02) 00000Z0=(43.03)					
00ZZ00Z=(40.03) 0000ZZ0=(43.00)					
ZZ000W00=(40.00) ZZ00000=(43.01)					
0000ZW00=(40.01) ZZ000000=(43.02)					
このルーチンは type in された Command の変換ルーチンの一部である					
From L 37					
Selective Add # OP From L 37					
Jump to Other Line					

表 5.2 シンボリック 相対的単 アドレス 命令の例

無番地命令	halt () bell () a→b # ₁ O () b→a # ₁ O () tloc () t#z c#z () #z→b # ₁ O () e, t, c,	自動計算停止。手動動作可能にせよ。 ベルを1回鳴らせ。 aレジスタ内容を # ₁ 番の b レジスタに入れよ。 # ₁ 番目の b レジスタ内容を a レジスタに入れよ。 自動計算停止直前の命令の番地をタイプアウトせよ。 # ₂ 個の tab 動作と # ₂ 個の carriage return を行え。 10進数 # ₂ に対応した 2 進数を # ₁ 番目の b レジスタに入れよ。
番地指定の命令	#s #t #u #a #f () : add () #s #t #u #a #f () : cad () #s #t #u #a #f () : mlt () #s #t #u #a #f () : div () #s #t #u #a #f () : vid () #s #t #u #a #f () : jaO () #s #t #u #a #f () : pntp () #s #t #u #a #f () : rdtp () #s #t #u #a #f () : emin () #s #t #u #a #f () : jump () e, t, c,	#s #t #u #a #f () : add () #s #t #u #a #f () : cad () #s #t #u #a #f () : mlt () #s #t #u #a #f () : div () #s #t #u #a #f () : vid () #s #t #u #a #f () : jaO () #s #t #u #a #f () : pntp () #s #t #u #a #f () : rdtp () #s #t #u #a #f () : emin () #s #t #u #a #f () : jump () e, t, c,
「注」	#s : 100 位の 10 進数 0~3 #t : 10 位の 10 進数 0~9 #u : 1 位の 10 進数 0~9 a, u, v, w, x, y, z の何れか #i : ディレックタレジスタ番号 0~9 #f : スケールファクタ数 0~7	() : タブオペレーション (-) : 負符号とタブオペレーション (例) 235 × 300 jumpb () 3 番地の b レジスタ内容でモディファイされた 235 × 300 番地へ無条件で飛べ。

があるのでそれらの使い方の例として示した。全ルーチンが完成後は実用されることも予想されるものの一つである。表 5.1 はそのごく一部であり、表 5.2 のようなシンボリックな相対的単アドレスを有する命令形式で、ライン 47.00~47.01 にタイプインされた情報を、図 5.1 のような内部情報に変換して、指定された記憶場所に記憶させる機能に関係したものである。

図 5.1 のように変換された情報は、その構成区分が直接機械用語の T, N, S, D, および CH 部と同様な形式となっているため、これにより指定された演算を遂行(表 5.1 の Loc 32 より他のルーチンに飛んで行なわれる。)するに際して必要となるプログラム上での操作は大いに軽減されていることは理解できよう。このような操作につ



#₁₀ : 2ケタ 10 進数 #₁₀ に対応した純 2 進数 0000000~01100011
B_p : ブレークポイント (0 または 1)
#OP : 内部の純 2 進数のオペレーションコード 00000000~01111111
#d : アルファベット a~z を純 2 進数 0001~0110 にデコードした数のコード
#s₁₀ : 10 進数 #₁₀ に対する純 2 進数 00~11
#t₁₀ : 10 進数 #₁₀ に対する純 2 進数 00~1001
#f₁₀ : 10 進数 #₁₀ に対する純 2 進数 000~1111
K : 増幅スケールまたは減幅スケールを示すビット (0 または 1)

図 5.1 シンボリック 相対的単アドレス 命令の内部構造の一例
Fig. 5.1 Example of internal structure of symbolic, relatively single addressed command.

いては紙面の都合上割愛する。表 5.1 の中で Loc. 99 にある命令が選択加算命令である。この命令に到達するまでの過程で、数字的オペレーションコード以外の部分が、シンボリックにタイプインされた命令の各部分に対応して構成が終了していることは、プログラム上でコードイングシートにより機能の流れを追跡すれば理解できるかと思う。別に Line 36 と Line 37 にはアルファベティックオペレーションコード(たとえば halt)が偶数番地に、それに対応した数字的オペレーションコードが奇数番地に、それぞれコードドミナル、純バイナリの記号で、対照表(英→数・辞書ともいえよう)として用意されている。選択加算命令により変換すべきアルファベチックコードに対応した数的オペレーションコードを、これらの表中から累算器 1 (AR I) に選択加算(たとえば halt に対して 119×2^{-16} , :add に対して 88×2^{-16})して全体の変換が終了し、AR I には図 5.1 のような翻訳用の内部命令ができ上がることになる。

選択命令は同種類の数個のデータを多数(1 個の命令につき 50 個まで)の中から抽出転送し、その総和や平均値を出すのに便利であるが、この例に見るように、ただ 1 個を選んでコードに対する辞書をひき、シンボリックなプログラミングを能率的に通用させうる点できわめて有効であろう。

Loc 35 にある 14 ビット右ケタ移動命令の遂行と並行して、タイプインされた情報のうち #₁ と #₂ の 2 個の数字からなる 2 ケタの 10 進数が 2 進数に変換され、ARI 内の T 部に形成されるという動作が行なわれるようになっている。並行演算の一例として示した。

6. 高速演算回路*

6.1 構成

技術計算の立場では数を浮動小数点形として計算するのが便利なことが多い。浮動小数点演算では数を仮数部と指数部に分けて、その二つをあるときは単独にあるときは相互関連のもとに処理しなければならない。もちろんこの手順は専用の装置を用いなくても、固定小数点演算しかできない機械で適当にプログラムを作つてやれば行なわせることができる。しかしそのプログラムは一般にかなり長いものになるので、加減乗除についてそれぞれ用意するとなればかなり多くの記憶番地を占有されてしまう。また、複雑な過程をプログラムで一つずつやって行くと演算時間も相当長くなる。したがって、基本的な浮動小数点演算のための演算回路を機械に組み込んでおいた

*高速演算部として FLORA (Floating Point Arithmetics accelerator) と呼ばれる予定である。なお本項目については参考文献(1), (2)を参照されたい。

て一つの浮動小数点演算を1個の命令でやらせることは望ましいことである。

前述のように主記憶装置は磁気ドラムである。演算用レジスタも上述のものは全部磁気ドラムを使った遅延線形のものであり、それに付属する演算回路も直列論理方式を採用しているため、演算回路での情報の処理は時間的にはつねに1ワード時を最小の取扱い単位として行なっている。浮動小数点演算では数を仮数部と指数部に分けて取扱う関係上、演算速度をあげるには指数部と仮数部を別々の回路にとり出して処理するとか、動作時間区分も1ワード時をさらに細分して、1ワード時の間にいくつもの動作をやってしまう工夫をすべきである。また、乗除算は通常加減算のくり返しとして実現されているが、これでは1語長の2数をかけ合わせる乗算および1語長の商を得るための除算の場合1語のケタ数と同じ回数の加算または減算を行なわなければならない。これをそのまま直列演算方式でやると時間がかかりすぎるし、かといって並列演算方式を採用すると時間は短くなるが回路が非常に複雑になる上、情報の読み書きが直列方式であるためせっかくの並列方式が十分生かされない結果となる。そこで両者を組み合わせて演算速度と回路の複雑さとの適当なかね合いの点をねらって直並列演算方式を採用することが考えられる。

また、2進法の計算機では外部との数のやりとりに10進法を使うために、入出力のつど数の変換をする必要がある。10進-2進の相互変換は乗算およびそれに類似の演算をくり返して実現できるので、高速乗算回路を設置する場合はわずかな修正だけで自動的に数変換の過程が進行するような回路にすることができる。そのほか、主記憶装置が遅延線形であることをを利用して、記憶装置での読み書きと演算回路での数の処理と同時に進行させることによって群演算(x_1, x_2, \dots, x_n と y_1, y_2, \dots, y_n があるとき $x_1+y_1, x_2+y_2, \dots, x_n+y_n$ や $x_1 \times y_1, x_2 \times y_2, \dots, x_n \times y_n$ を作る演算)を1個の命令で高速に行なわせる回路も作れるし、いくつかの判定回路を設けて探表演算を1個の命令で行なう回路も作れる。

このような機構を実現するためには、フリップフロップによるシフトレジスタを設けて1語の情報を任意に分割して取扱えるようにし、これに1ワード時ではなく1ビット時を単位として動作するようにタイミング制御をほどこしてやればよい。2倍精度演算のことも考えて2語長のシフトレジスタ2個と8ビットのシフトレジスタ1個、全加算器数個を制御回路および特殊判定回路と組合せて図6.1のよう構成すれば上述の諸演算がすべて実現できる。

図6.1の回路で実現できる演算を分類して、動作内容

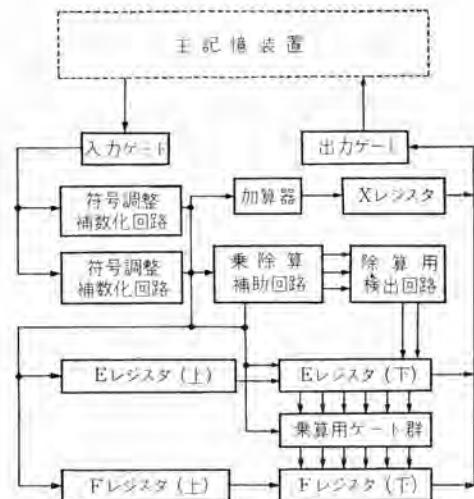


図6.1 高速演算回路の構成

Fig. 6.1 Block diagram of high speed arithmetics circuits.

表6.1 高速演算回路による演算の種類と所要時間

分類	命 令	動作 内 容	所要時間 WT*
基 本 演 算	FL. Add	X を (ER) に加えて結果を ER に残す	4 (8)
	FL. Subtract	X を (ER) から引いて結果を ER に残す	4 (8)
	FL. Multiply	X を (ER) に掛けて結果を ER に残す	4 (8)
	FL. Divide	X で (ER) を割って結果を ER に残す	10 (42)
数 変 換	FX. Multiply	X を (AR) に掛けけて結果を AR に残す	4 (8)
	FX. Divide	X で (ER) を割って結果を ER に残す	13 (48)
	Dec. to Bin.	AR にある10進数が2進数になってERに入る	1 (2)**
	Bin. to Dec.	AR にある2進数が10進数になってERに入る	2 (4)**
群 演 算	FL. Grp. Add	A _i + B _i を C _i に入れる	4 (8)***
	FL. Grp. Subt	A _i - B _i を C _i に入れる	4 (8)***
	FL. Grp. Mult.	A _i × B _i を C _i に入れる	4 (8)***
	FL. Grp. Scale	(AR) × B _i を C _i に入れる	4 (8)***
算 表 演 算	FX. Grp. Add	A _i + B _i を C _i に入れる	1 (2)***
	FX. Grp. Subt	A _i - B _i を C _i に入れる	1 (2)***
	FX. Grp. Mult.	A _i × B _i を C _i に入れる	4 (8)***
	FX. Grp. Scale	(AR) × B _i を C _i に入れる	4 (8)***
探 表 演 算	FL.Max.Select.	(Max (X _i) を ER に、対応する i 番号を AR に入れる	1 (2)***
	FX.Max.Select.	(Max (X _i) を ER に、対応する i 番号を AR に入れる	1 (2)***
	FL.Table Look.	(X _i のうち X _i > (ER) である最初のものを ER に入れ、i 番号を AR に入れる	1 (2)***
	FX.Table Look.#1	(選んで ER に入れ、i 番号を AR に入れる	1 (2)***
FX.Table Look.#2	X _i = (ER) をみつけて i 番号を AR に入れる	1 (2)***	
	X _i = (ER) をみつけて A _i を AR に入れる	1 (2)***	

* () 内は2倍精度の場合

** 10進1ケタあたりの所要時間

*** 群の中の1個の数の処理に要する時間

FL 浮動小数点演算

FX 固定小数点演算

と所要時間を表6.1に示す。またこれらの命令の機械内部での形式については前述図2.1を参照されたい。

表6.1をみるとこの高速演算回路の特長がかなり明確に理解できよう。大きな特長は次の二つである。

(1) 直並列方式の採用による基本演算の高速化

浮動小数点演算が加減乗除とも高速に行なわれる(クロック 200 kc の場合 660 マイクロ秒である)。もしこれらをプログラムによって行なったならば 100 ワード時以上を要すると考えられるから、どれだけ演算が高速化されているかが理解できよう。浮動小数点演算

命令をもつ機械でも演算に付随するケタ移動をワード時単位にやっている場合が多いが、この回路ではそれをビット時単位にやっているために高速化の効果が大きいのである。また、固定小数点乗除算の高速化も実現されている。

(2) 高級演算の回路化による計算機機能の拡充

数の2進—10進相互変換は一般にプログラムで行なわれており、それぞれ数十語の命令を要するのが普通であるが、ここでは1個の命令で高速に行なえる。また、群演算と探表演算も1個の命令で高速に行なえる。群演算によってベクトル演算が飛躍的に高速化されるから、ベクトル、マトリクス関係の計算に力を発揮する。探表演算では一群の数の中から最大のものを選び出すとか、他のある基準値と一致するもの、基準値にもっとも近いものを選び出すとかいった操作が簡単にできるし、同時に、選び出された数がはいっている番地も知れる。このような演算をうまく活用すると、かなり高度な計算が簡潔なプログラムでできることになり、数学的にも興味のある数々の計算ができるほか、たとえば計算値にもっとも近い標準品、倉庫品を使うという手順を各段階でとり入れる必要のある設計計算なども非常にやりやすくなると考えられる。

7. 高速演算回路の動作

7.1 数の構成

高速演算回路で取扱う数の構造は図7.1に示すように全部で4種類ある。単精度、2倍精度の数は記憶装置ではそれぞれ1語分、2語分を占め、読み書きの際には時間的に符号ビットを先頭に、つぎに指数部の下位から上位に、さらに仮数部の下位から上位に1ケタずつ順次取扱われる。

以下に高速演算回路の動作を代表的な命令を中心として説明するが、その前に数の形、記号についていくらか約束をきめておこう。

2数 X, Y を取扱うとして、おのおのの符号ビットを S_x, S_y 、仮数部を x, y と書く。浮動小数点の場合は指数部を β, γ で表わす、主記憶装置にたくわえられているとき符号の正負によらず仮数部は絶対値の形をとること

	固定小数点数	浮動小数点数
単精度	32 x s	24 x β γ s
2倍精度	65 x s	57 x β γ s

図7.1 数の構造
Fig. 7.1 Structures of numbers.

を原則とし、その形を記憶形と呼ぶことにする。また加減算の過程では負数の仮数部を補数化しておく必要が生じるから、そのときの形を加算形と呼ぶことにする。加算形になどても負数の指数部は変化を受けない。

7.2 浮動小数点加減算

浮動小数点の2数 X, Y の加減算をまず考えよう。 X, Y はともに記憶形で正規化（仮数の最高位に1がある形）されているとし、演算結果も記憶形で正規化された形として得ることにする。加減算に必要な操作を列記すると次のとおりである

- (a) 小さい指数をもつ数の仮数部を必要なケタ数だけ右にケタ移動し、そのケタ数だけ指数を増して2数の指数部を合わせる
- (b) 2数の仮数部を加算形になおして加減算をほどこし、得られた加算結果を記憶形にもどす
- (c) 仮数部のオーバーフローの調整および演算結果の正規化を行なう

この操作で X, Y がゼロである場合もうまく含まれるようにする必要があるし、2数の指数部が違いすぎるときの処理、加算のあと仮数部がゼロになったときの処理、オーバーフローの正しい判別など、演算回路を作る上に注意すべき問題がたくさんある。

演算に際して、一方の数を主記憶装置から取出していく必要があり、前述のように直列方式でこれを行なうためこの過程にかなり時間がかかるから、これを上記の3段階と、全部で4段階にわけて加減算を処理することにする。4段階を $\Sigma 1, \Sigma 2, \Sigma 3, \Sigma 4$ で示す。これらは単精度演算では1ワード時ずつ、2倍精度演算では2ワード時ずつ持続する。

高速演算回路でのこの演算処理法の特長は、加算操作および情報の受けわたしに直列方式を用いているが同時にいくつかの操作を進行させていること、ケタ移動および正規化操作をビット時単位に進めていることである。

(1) $\Sigma 1$ 段階

$\Sigma 1$ では一方の数 (Y) を主記憶装置からとり出して FR に入れる。他の数 (X) は初めから ER にある。指数部は第2～第9ビット時にとり出されるからその期間に β と γ の差を作つて XR に入れる。この差はあとで使うときの便宜を考えて、 β, γ のどちらが大きくてつなげに、 $|\beta - \gamma|$ の 2^8 に対する補数が得られるように工夫しておく。 $\beta = \gamma$ のときは XR をゼロにしておく。また減算のときは最初に S_y を逆にすればあとの操作は加算とまったく同じでよい。

$\Sigma 1$ の終わりまでに、XをERに、YをFRに（ただし減算のとき S_y は反転）、 $|\beta - \gamma|$ の補数をXRに

入れ、 δ と η の大小関係を 検知フリップフロップ DF1 に入れておく。

(2) $\Sigma 2$ 段階

$\Sigma 2$ では 2 数の指数の差に応じて仮数を ケタ移動 して加算のための ケタ合わせ を行なう。DF1 の内容を調べれば δ と η の大小関係がわかるから、それに従って指数の小さいほうの数の仮数部を右に ケタ移動 すればよい。ケタ移動 の期間中 XR を カウンタ として動作させ、1ケタ の ケタ移動 のたびに カウンタ に 1 を加えてゆく。カウンタ の初期条件は $|\delta - \eta|$ の 2^8 に対する補数となっているため、ケタ合わせ のために必要なだけ ケタ移動 が行なわれたとき カウンタ の内容が ゼロ になるから、それを検知して ケタ移動 をやめればよい。 $\delta = \eta$ の場合には初めから カウンタ の内容が ゼロ になっているから、ケタ移動 は行なわれない。

また、 $\Sigma 2$ の間に演算結果の符号を決定してしまう。 $\delta \neq \eta$ のときは演算結果の符号は大きい指数をもつ数の符号と一致するから簡単であるが、 $\delta = \eta$ のときは 2 数の符号と仮数部の大小関係を調べないと結果の符号はわからない。それで、 $\delta = \eta$ のとき仮数部の ケタ移動 を行なわないために時間の余裕があることを利用して x と y の減算をやってみてその大小関係をつかむことにする。この減算は後に述べるように非常に簡単にできる。

最後に δ と η のうち大きいほう（これはそのまま保存されている）を XR に入れる。これもあとの便宜を考えて 2^8 に対する補数の形にしておく。

$\Sigma 2$ の終わりには、大きい指数の補数が XR に、 x 、 y は ケタ合わせ された状態でそれぞれ ER、FR にあり、演算結果の符号がすでに決定されて E1 フリップフロップ にたくわえられている。

(3) $\Sigma 3$ 段階

$\Sigma 3$ では仮数部の加算を行なう。 x 、 y はまだ記憶形のままであるから、それらを加算形になおして加算器に入れて加え合わせ、その結果をまたすぐに記憶形にして ER に入る。この過程の、記憶形から加算形に、またその逆に、数の形をかえる操作は補数化回路で行なうのであるが、装置を簡単にするために後に述べる簡単な方法も活用している。

加算の結果仮数部の オーバーフロー が生じることがあるが、これは真の オーバーフロー ではなく、このときは仮数部を 1 ケタ 右に移動し同時に指数を修正しておく。この操作を円滑に行なうために仮数部の ケタ数 より 1 だけ多い ビット時 の間加算操作を続けている。

$\Sigma 3$ には指数部は変化をうけず、大きいほうの指数の補数が XR にあり、仮数の加算結果と演算結果の符号が

$\Sigma 3$ の終わりに ER にはいる。

(4) $\Sigma 4$ 段階

$\Sigma 4$ には演算結果の正規化を行なう。正規化操作は、ER の仮数部を最高位に 1 が現われるまで左に ケタ移動 し、1 ケタの移動 のたびに指数を 1 ずつ減らして行くことによって行なわれる。XR には指数の補数を入れてあるから、指数を 1 ずつ減らす代わりに XR を カウンタ として動作させておいて 1 ずつ カウンタ に加えて行けばよい。可逆 カウンタ にすれば指数の増減は自由に行なえるが、数の入れ方に少し注意するだけで可逆でない カウンタ でもこのように同じ操作をやらせることができ、これによって回路がだいぶん簡単になる。

正規化は $\Sigma 4$ の最後の 8 ビット 時を余して終了するはずであるから、残された時間に XR から指数を正常の形になおして ER に移す。所定の時間たっても正規化が終らない場合は演算結果を ゼロ とみなし、ER を全部クリア してしまう。

このようにして $\Sigma 4$ の終わりには演算結果が ER にはいっている。

(5) 補数化および減算の簡単な方法

補数を作る操作と正数同志の引き算が上述の過程でしばしば出てくるが、これは簡単に実現できる。すなわち直列方式の特長を生かし、否定回路に数を通したときの出力が 1 の補数になっていることを利用して、最低ケタでの 1 だけの補正のために加算器の ケタ送りフリップフロップ を事前に セット する方法をとる。この回路は乗除算の場合も指数の処理のために利用している。

(6) 総和演算、群演算への拡張

上述の演算手順はかなり一般的なものであるから、わずかな修正を加えるだけで機能を拡充することが可能である。最終結果は ER に得られており、演算開始のときに X が ER にあったのと同じ状態であるから、演算実行の持続時間を延長して、 $\Sigma 4$ の次に $\Sigma 1$ となって加算を何回もくり返すようにしておけば、多くの数の総和が ER に作られる。

また演算開始のときに X が ER にあるとしないで、 $\Sigma 1$ に二つの数が別々に記憶装置からとり出されて加算が始まると、演算結果が次の $\Sigma 1$ に別の記憶装置に移されるよう工夫すると、先に述べた群演算が可能になる。

7.3 浮動小数点乗算

浮動小数点の 2 数 X、Y の乗算に必要な操作は次のとおりである。

- X、Y の符号の組合せによって演算結果の符号を決定する
- 2 数の指数の和を指数とし、2 数の仮数の積を仮数

とする数を作る

c. 演算結果の正規化を行なう

仮数の積を作る操作は固定小数点乗算であるが、これに直並列方式を使って短時間にすませる工夫をする。指数の加算や仮数の置数操作は主記憶装置から数を取出すのと同時に行なって時間をかせぐ。

浮動小数点乗算も加減算と同じく4段階（ここではM1, M2, M3, M4で示す）に分けて処理する。

(1) M1段階

まずX, Yの符号の組合せによって演算結果の符号を決定してSFフリップフロップに入れる。

つぎにX, Yの指数の和を作る。この場合、指数がexcess 2⁷の形であることに注意して、指数の和もその形になるように、またこの過程で生じる可能性のあるオーバーフロー、アンダーフローの処理もうまくやる必要がある。指数の和は後のためを考えて補数形にしてXRに入れると。

最後に、以下の段階の準備として一方の数(Y)の仮数をARにまわして1ワード時だけ遅延させる。また、2数のうちにゼロのものがあれば、M1で検出して積をゼロにする策をこうじておく。

(2) M2およびM3段階

この2ワード時の中に仮数の積を作る。この乗算には図7.2の直並列乗算基本回路を用いる。この回路は乗算が加算の集積であることを利用してレジスタの中間に適当

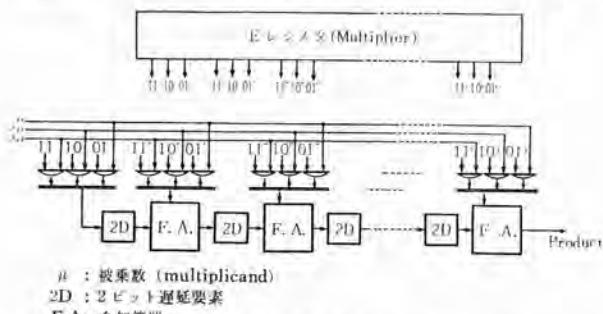


図 7.2 高速乗算基本回路

Fig. 7.2 Diagram of basic circuit for high speed multiplication.

に加算器を分布させたものを使って加算の集積を一気にやってしまおうとするもので、この回路で1語長の2数の積が2ワード時で作られて取り出される。

M3の終わりには、一応演算結果が出ており、符号はSFに、指数は補数形でXRに、仮数はERにはいつている。

(3) M4段階

M4では演算結果の正規化を行なう。演算に用いたX, Yが正規化されているから、M4での正規化では仮数の左ケタ移動はたかだか1ケタである。このことを利

用して回路を簡単にすることができる。

最後に符号および指数を所定の形にしてERに入れて演算を終了する。

(4) 2倍精度演算への拡張

上述の基本回路をそのまま拡張すれば2倍精度演算の回路が作れるが、それでは仮数の積を作るための回路が相当大規模になる。そこで単精度の場合の回路を使い、2倍精度の数を半分ずつに分けて、単精度演算のくり返しで2倍精度演算を実現するように工夫すれば、演算時間を増さずに割合簡単な回路で2倍精度乗算が行なえる。

(5) 固定小数点高速乗算の実現

浮動小数点乗算の仮数の積を作る過程は固定小数点の高速乗算であるから、これだけを独立した演算としてやらせることにすれば計算機の命令体系が拡充されることになる。これは単なる高速乗算だけでなく、つぎの群演算にまで拡張することによって本当に効果を発揮するものと思われる。

(6) 連乗演算、群演算への拡張

上述の乗算過程で、演算結果はERに残され、演算開始のときにXがERにあったのと同じ状態であるから、演算実行の持続時間を延長してM4の次にまたM1からくり返すようにしておけば、多くの数の連乗結果がERに作られる。また演算開始のときにXがERにあるとせず、M1に2数が別々に記憶装置から取出されて乗算が始まり演算結果は次のM1に別の記憶装置へ移されるよう工夫すると、前述の群演算が可能となる。これらの拡張は固定小数点演算でもまったく同様に実現できる。

7.4 浮動小数点除算

浮動小数点の2数X, Yを用いて $X \div Y$ の演算を行なうのに必要な操作は次のとおりである。

- X, Yの符号の組合せによって演算結果の符号を決定する
- Xの指数からYの指数を引いたものを指数とし、Xの仮数をYの仮数で割ったものを仮数とする数を作る
- 演算結果の正規化を行なう

仮数部の商を作る操作は固定小数点除算である。これは乗算のときほど高速化できないけれども、商を一度に何ケタかずつ立てる方法によってある程度計算速度をあげることができる。

(1) 符号の決定および指数の減算

除算はERにある数Xを記憶装置から取出される数Yで割るものとし、第1ワード時に両者の符号の関係が

ら演算結果の符号を決定して SF に入る。それに続いて指数の差を作るが、excess 2⁷ 形に注意し、また後の便宜を考えて指数の差を補数形にして XR に入る。

(2) 仮数の除算

除算はその性質上乗算のように集積計算を考えることができないので直並列方式による高速化はあまり期待がもてない。そこで一般に行なわれているように減算をくり返して商をたてて行く方法をとらざるを得ないのであるが、その際一度に何ヶタかずつ商をたてて行くことによって高速化をはかる。一度に nヶタずつ商をたてれば演算時間は $1/n$ になるが、一方装置の規模は 2^n 倍くらいになるから適当なところで折り合わなければならない。ここでは 3 ビットずつ商をたてる方法をとることにする。

3 ビットずつ商を作るには、1 回ごとに部分商として 000, 001, …, 111 の 8 通りの組合せのうちどれをたてるかを決めなければならない。それには、そのときまでの剩余から除数の何倍が引けるかを調べて引けた倍数に対応する 3 ビットの組合せを商としてたてることにすればよい。これを回路で実現するには、除数の 1 倍から 7 倍までの数をどうして作るかということと、3 ビットの商がたったとして次へ進んだとき新しく用いる剩余（たとえば商として 011 がたったあとでは前の剩余から除数の 3 倍を引いたもの）をどうして作るかということが問題となる。

第 1 の問題は直列 2 進数方式の特長を生かして 1 ビット、2 ビットの遅延要素を用いて 2 倍、4 倍の数を作り、それらを適当に加算器に通して 3 倍、5 倍等の数を作る方法で簡単に解決できる。

第 2 の問題は、正直にやるには前の剩余から除数の 1 倍～7 倍を引いた残りを 7 個とも 1 語の遅延装置にまわ

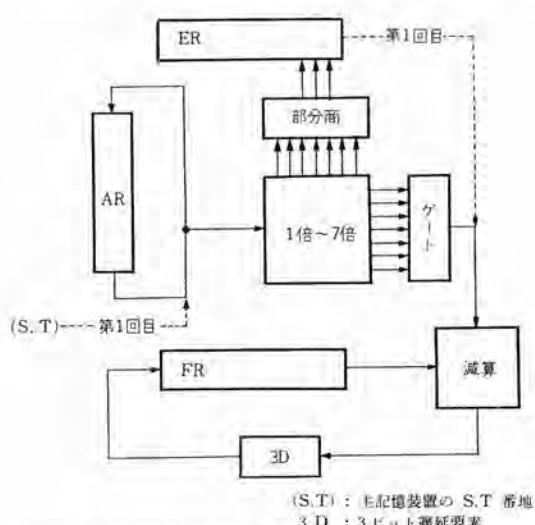


図 7.3 高速除算基本回路の構成
Fig. 7.3 Simple diagram of high speed division circuit.

しておいて適当なものを拾い上げる ゲート回路 を作ればよい。しかしそれでは不経済であるから少し工夫して、前の剩余だけをそのまま遅延装置にまわしておき、新しい剩余は判定がおりてから改めて作りながら、その結果からさらに除数の何倍が引けるかを調べる方法をとる。これによって必要な 遅延用レジスタ は 1 個ですみ、乗算で使った回路をほとんどふやさずに約 3 倍の速度をもつ除算回路を実現できる。

(3) 演算結果の正規化

仮数の除算が終わると結果の正規化をやって除算が終了する。この正規化は乗算と同様、簡単である。

(4) 固定小数点高速除算の実現

浮動小数点除算の仮数の除算の過程だけを取出して少し修正すれば固定小数点の高速除算が実現できる。この演算では上の説明でわかるように剩余が最後に遅延用レジスタ に保存されている。

7.5 10 進-2 進相互変換

(1) 10 進-2 進変換

変換法にはいろいろあるが⁽³⁾、ここでは前述の除算回路を利用して定数として 10 だけを使い、乗算のくり返しで変換を行なう方法をとる。

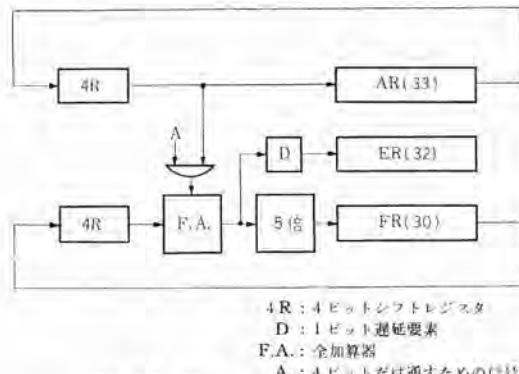


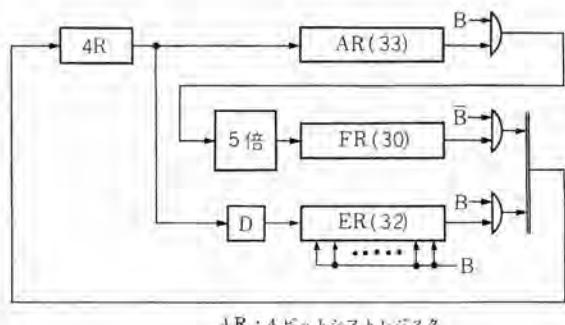
図 7.4 10 進-2 進変換回路の構成
Fig. 7.4 Simple diagram of decimal-to-binary conversion circuit.

mヶタの 10 進整数

$$x = (D_1) (D_2) \dots (D_m)$$

で各ヶタがバイナリコードでデシマル表示されて直列式に並べられ全体で $4m$ ヶタの 2 進数的な数を構成しているとする。これを純 2 進数にするには、 D_1, D_2, \dots 等を順に取出して (1010) をかけて集積すればよい。この演算は図 7.4 の回路で実現できる。

1010 をかける操作には除算回路の 5 倍を作る部分を利用する。10 進の各ヶタを次々と処理するにはシフトレジスタの横動操作をうまく利用する。この回路で 1 ワード時に 10 進 1ヶタの割合で変換操作が進むから、希望の時間だけ演算実行を続ければよい。2 倍精度演算への拡張



4R : 4 ビットシフトレジスタ
D : 1 ビット遅延要素
B : 演算開始後奇数ワードタイム目

図 7.5 2 進-10 進変換回路の構成
Fig. 7.5 Simple diagram of binary-to-decimal conversion circuit.

も簡単にできる。

また 10 進小数の変換をするには一度整数とみなして変換したのち 10^m の適当な 2 進表示数で割ればよい。

(2) 2 進-10 進変換

2 進小数 x を 10 進数に変換するには、 x に (1010) をかけたとき整数部に出るもののが 10 進小数第 1 ケタのバイナリコードデシタル表示になり、残りの小数部にあたるび同じ操作をくり返すと 10 進小数の次々のケタが得られる性質を利用する。演算回路は図 7.5 のとおりで、10 進-2 進変換とはほとんど同じである。この回路では 2 ワード時に 10 進数 1 ケタの割合で変換が進行する。

また変換によって 10 進整数を得たいときは、与えられた 2 進数を 10^m の適当な 2 進表示数で割っておいて変換操作をほどこせば、得られた数は 10 進のスケーリングを受けているから、単に読み方を変えるだけで正しい答が得られる。

7.6 探表演算

探表演算は遅延線形の主記憶装置をたくさん利用したものである。直列方式で 1 語の数を記憶装置から取り出すのに要する 1 ワード時 の時間に 2 数の大小関係を(固定小数点、浮動小数点のどちらでも)判定することができるから、基準数を 1 語レジスタで循環させておいて記憶装置から次々に数を取り出してそれと比較して、ある判定がおりたときに関連する操作を行なうという方針で表 6.1 に示すような種々の探表演算が実現できるのである。

これらの演算は演算実行の持続時間を適当にきめるこ

とによって、任意の長さの表についての探表を行なうことができるものである。

8. む す び

以上演算論理の検討を終えて研究試作進行中の計数形電子計算機に適用されている演算高速化方式と回路についての概説を行なった。いずれも遅延線形 磁気ドラム方式の記憶装置の機能を高度に発揮させたものである。

機械としていかなる規模でまとめるかは、処理しようとする演算の内容とそのひん度、機械に必要とされる回路素子の数から生ずる安定性と経済性などを考慮すべきであろう。研究試作の便宜上、試作機では主記憶装置、電動タイプライタを含む入出力回路、および並行演算とデータ選別命令の機能を含めて単独の計算機として機能を完備した本体と演算高速化装置とから構成されている。前者単独で機械を稼働させる場合には、浮動小数点演算などはサブルーチンとしてプログラムで処理することになる。後者は演算の時間的制御を 1 ビット単位で行なわせるために必要となるシフトレジスタを中心に論理構成がなされている。両者を並用すれば、本文中に述べた全機能が発揮され(本体の乗除算と高速化装置の乗除算の並行演算も可能で、そのほか本文では説明を割愛した数種の演算も可能)相当に大規模なデータ処理と数値計算に対応できることになり、その成果に期待したい。

なおこの研究試作を基本とした計数形電子計算機の商品化は無線機製作所で着々と進行中でありその実現にも期待がかけられている。擲筆にあたって論理回路の検討に参加していただいた無線機製作所技術陣に満腔の謝意を表する。

(35-7-8 受付)

参 考 文 献

- (1) 穂坂・鶴村・中島・吉江・首藤「三菱電機」34, No. 9, pp. 89~96 No. 10 pp. 123~133,
- (2) 穂坂：遅延線を用いるブロック演算について、電子計算機専門委員会資料 (1960),
- (3) John F. Couleur : BIDEC-A Binary-to-Decimal or Decimal-to-Binary Converter, IRE TRANS EC-7 pp. 313~316 (Dec. 1958).

航空機用 HF および VHF テールキャップアンテナ

研究 所 喜連川 隆*・武市 吉博*
無線機製作所 平岡 敏也**・松村 長延***

High-Frequency and Very-High-Frequency Tail-Cap Antennas for Aircraft

Research Laboratory
Electronics Works

Takashi KITSUREGAWA・Yoshihiro TAKEICHI
Toshiya HIRAOKA・Takenobu MATSUMURA

To eliminate the drag produced by the antenna, a flush mounted one is requisite for high speed aircraft. With the object of developing antennas of this type for high-frequency and very-high-frequency communications of a expected home-built, medium-sized transport, YS-11, tail-cap antennas for use in the each frequency band have been studied on the first stage of the design of the plane. The result is so successful that electrical characteristics of the tail-cap antenna system applied to the plane referred to have been made clear and a procedure and a practical application of the design to the machine in question have been established.

1. まえがき

航空機の長距離および中距離通信には周波数約 2~24 Mc の電波が、また短距離通信には 118~144 Mc の電波が使用されている。従来、航空機の HF 通信用アンテナとしては線条アンテナが、また VHF 通信用アンテナとしてはマスト形、ホイップ形、刃形などのユニポールアンテナが主として用いられてきた。しかし航空機の高速化に伴い、このような航空機体外部に取付ける形式のアンテナでは、航空機に及ぼす空気力学的障害が大きく、またアンテナそのものも機械的故障が多くなる。そこで航空機体の外形をすこしも変えない形式のアンテナ、すなわちいわゆる埋込み形アンテナ⁽¹⁾⁽²⁾が次第に用いられるようになってきた。

HF 帯においては、その低域を除いて、普通の中形あるいは大形航空機の最大寸法は電波の波長と同程度であるから、機体全体をうまく励振すれば、それはすぐれた輻射体として働くはずである。また VHF 帯においては、航空機の垂直尾翼の高さが電波の波長と同程度になるから、垂直尾翼をうまく励振すれば、それはすぐれた垂直偏波輻射体として働くはずである。

原理的に可能な機体励振方法は種々考えられる⁽¹⁾⁽²⁾が、これらのうち、HF 帯においても VHF 帯においても、構造的に可能で、電気的に最良の性能を期待しうるのは、垂直尾翼の一部を機体他部分から機械的強度の大きい誘電体によって絶縁し、これに給電して機体を輻射体として励振する方法であって、この方式のアンテナがテールキャップアンテナ (tail-cap antenna) と称されているものである。

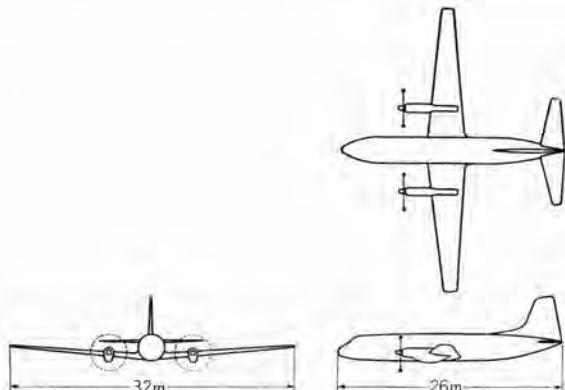


図 1.1 中形輸送機 YS-11

Fig. 1.1 YS-11 transport.

今回国産中形輸送機 YS-11 (図 1.1) の HF 通信用および VHF 通信用埋込み形アンテナとして、各周波数帯のテールキャップアンテナおよび両アンテナ併設方式の研究を行なって良好な結果を得、高性能のものを実現しうる結論を得た。この研究の概要を以下に述べる。

2. 設計上の諸問題

テールキャップアンテナは、航空機の垂直尾翼に図 2.1 (a) のような絶縁間隙を設け、ここを給電点として機体を励振するものである。HF 帯においては、機体の最大寸法が電波の波長と同程度あるいはそれ以下のため、機体全体が図 2.1 (b) のような非対称給電 ダイポールアンテナとして働き、また VHF 帯においては、垂直尾翼の高さが電波の波長と同程度になるので、図 2.1 (c) のように、垂直尾翼を主要輻射体とし、機体他部分を地板とするスリーブスタブアンテナとして働く^{(3)~(5)}ものと考えることができる。

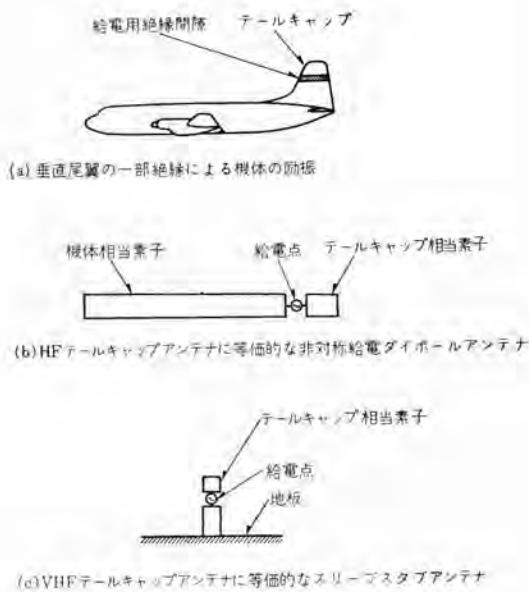


図 2.1 テールキャップアンテナ 原理図
Fig. 2.1 Illustration of a tail-cap antenna and its equivalent dipole or unipole.

2.1 HF テールキャップアンテナにおける問題

HF 帯はその比帯域がきわめて広く、電波の波長は、中形輸送機 YS-11 についていえば、機体最大寸法の約 5 倍の 150 m から、約 2 分の 1 の 13.6 m まで、広範囲に変わること。

この周波数帯の高域においては、航空機体は輻射体として十分の電気的長さをもち、また垂直尾翼もその一部を絶縁して機体励振素子とするのに十分な電気的高さをもっているから、機体をすぐれた輻射体として働かせることができ比較的容易である。この周波数帯の中域になると、機体はなお輻射体として十分な電気的長さを保っているが、垂直尾翼はその全部を絶縁しなければ機体励振素子として十分でなくなる。さらにこの周波数帯の低域になると、機体は輻射体として十分な電気的長さを失ない、垂直尾翼もまたははだ不十分な電気的高さとなるから、電波を能率よく自由空間に輻射させることが非常に困難になる。

一方構造上からは、垂直尾翼の絶縁された部分はできるだけ小さいことが望ましいから、ここに HF テールキャップアンテナにおける最大の問題点、すなわちできるだけ小さい テールキャップによってできるだけ良好な電気的特性を得なければならない問題が生じる。

とくに重要なのは インペーダンス特性 であって、機体全体および垂直尾翼被絶縁部分の寸法と電波の波長との間の、以上述べたような関係から、HF 帯、ことにその低域においてはアンテナ輻射抵抗 がいちじるしく低く、アンテナリアクタンス がきわめて大きくなるのが普通である。このように インペーダンス特性 が悪いと、たとえ整合をとっても、機上送信機から自由空間へ無線周波電力を能率よ

く伝達することが困難であって、アンテナ 電力伝達能率⁽¹⁾⁽²⁾が問題になる。

またこの アンテナ は通信用であるから、航空機の飛行中つねに通信可能で、かつ遠距離にとどくよう、アンテナから輻射された電力が水平面の上下約 30 度の角度範囲に集中するような輻射指向特性であることが望ましい。しかし HF 帯においては、その高域を除いて、テールキャップ の寸法は波長に比べてきわめて小さいから、輻射指向特性は主として機体の形状寸法によって定まってしまう。

2.2 VHF テールキャップアンテナにおける問題

VHF 帯においては波長が短いので、垂直尾翼のかなり小さい部分を絶縁することによって、良好な インペーダンス特性 をもつ テールキャップアンテナ を構成することが比較的容易である。したがって電力伝達能率は問題とならない。しかし VHF アンテナ においては広帯域整合が要求されるので、テールキャップ および 給電装置が広帯域性をもつように設計する必要がある。

この周波数帯においてむしろ問題になるのは、通信用アンテナ としての良好な輻射指向特性を得ることである。すなわち垂直偏波水平面内無指向性で、かつ輻射電力が水平面の上下約 30 度の角度範囲に集中することが望ましいが、実際は不要直交偏波輻射、航空機前方斜面上に生じる数多くの尖鋭な輻射ローブ、前方斜下に生じる機体の陰影など、解決困難な問題がある。

3. アンテナの設計

テールキャップアンテナ についての多くの問題点を解決し、中形輸送機 YS-11 の HF 通信用および VHF 通信用埋込み形アンテナ として実用化するために、実験研究用 テールキャップアンテナ を図 3.1 のように設計した。

すなわち、まず VHF テールキャップアンテナ を構成するために、垂直尾翼をその上端から測って 500 mm のところで切った。これは、国産最初のジェット機用 テールキャップア

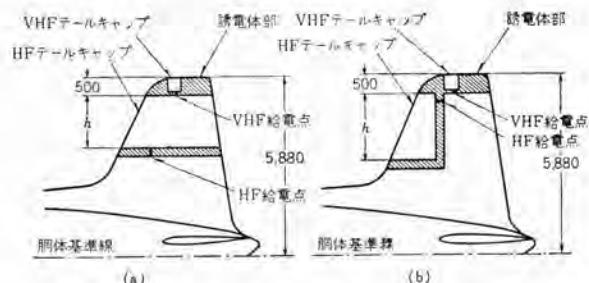


図 3.1 中形輸送機 YS-11 用として設計した HF

および VHF テールキャップアンテナ

(注) 垂直尾翼の高さ 5,880 mm は昭和 33 年当時の機体設計寸法である。

Fig. 3.1 High-frequency and very-high-frequency tail-cap antennas designed for YS-11 transport.

ンテナの研究結果^{(3)~(5)}に基づき、広帯域整合に適した良好なインピーダンス特性をテールキャップに与えるために必要な最小限の高さとして、あらかじめ選定した設計寸法である。テールキャップの位置は垂直尾翼上端中央部を選んだ。これは、テールキャップと垂直尾翼前縁との間の電気的結合を小さくして、航空機の前方斜面上に生じやすい尖鋭なローブをできるだけ抑制し、またテールキャップの前後の垂直尾翼金属部上端の水平長さをほぼ等しくして、不要な航空機真上方向への輻射を少なくするように考えたものである。なおこのアンテナの給電点は、インピーダンスの広帯域性を得るためにテールキャップ基部後端の位置を選んだ。

つぎに HF テールキャップアンテナを VHF テールキャップの下側に、図 3.1 のような絶縁間隙を設けて構成した。図 3.1 (a) の HF テールキャップは垂直尾翼の上部を全部絶縁する普通形式のものであり、図 3.1 (b) の HF テールキャップは垂直尾翼前部だけを絶縁する L 形絶縁間隙形式のものである。前者は電気的にすぐれた性能を比較的得やすい利点があり、後者はつぎのような構造的電気的利点、すなわち構造的には、絶縁間隙が垂直安定板後部主桟と、方向舵およびその平衡機構とを横切らないこと、電気的には、絶縁間隙にフィルタを使用せずに、垂直安定板上端位置に VHF テールキャップアンテナあるいは航空灯を取り付けうことなどの利点がある。絶縁間隙寸法は構造上の理由から高高度において電圧絶縁破壊を起こさない範囲で最小に選び、テールキャップの高さ h および給電点の位置は可変とし、実験に供することとした。

4. 模型による実験研究

HF 帯においては機体全体が輻射体として働くから、アンテナの諸特性を実験的に調べるために機体全体の模型を必要とする。VHF 帯においては、インピーダンス測定のために、アンテナ入力インピーダンスに影響を及ぼす比較的狭い機体範囲だけの模型があればよいが、輻射指向特性は機体各部の影響を大きく受けるので、その測定には機体全体の模型を必要とする。そこで機体全体の 20 分の 1 縮尺模型および機体後部の実物大模型を製作した。

図 4.1 および図 4.2 はこれらの模型の写真である。

機体全体の 20 分の 1 縮尺模型は、HF テールキャップアンテナのインピーダンス特性および VHF テールキャップアンテナの輻射指向特性測定用のものである。この模型は木材で作り、その表面は銅の吹付けによって金属化してある。垂直尾翼には模型化したテールキャップを設けてある。

機体後部の実物大模型は、VHF テールキャップアンテナのインピーダンス測定および整合実験用のものである。この模



図 4.1 HF テールキャップアンテナインピーダンス特性および VHF テールキャップアンテナ 輻射指向特性測定用中形輸送機 YS-11 20 分の 1 縮尺模型

Fig. 4.1 One-twentieth scale-model of YS-11 transport for the measurement of HF tail-cap antenna impedance characteristics and VHF tail-cap antenna radiation patterns.



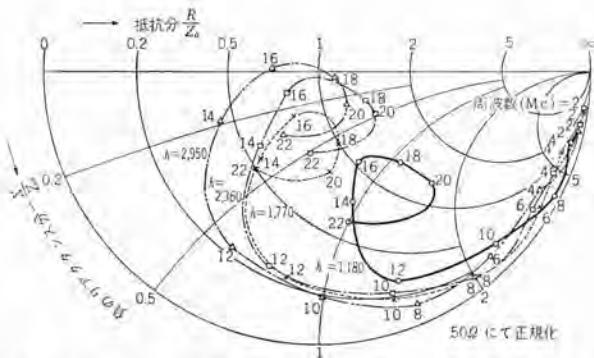
図 4.2 VHF テールキャップアンテナインピーダンス特性測定用中形輸送機 YS-11 後部擬似実物大模型

Fig. 4.2 Full-scale mock-up of the tail of YS-11 transport for the measurement of VHF tail-cap antenna impedance characteristics.

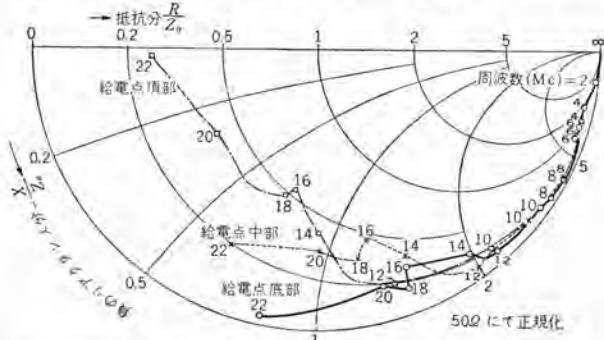
型はインピーダンス測定の目的に対して必要な最小限の機体範囲^{(3)~(5)}を、できるだけ簡単な構造で擬似してある。垂直尾翼は、その上端から測って 500 mm のところから下を、銅板および細目黄銅網を用いて、外形状寸法を実機設計図どおりに整形し、HF テールキャップを構成するための絶縁間隙を設けてある。水平尾翼はアルミニウム板を用いて、また胴体後部は細目黄銅網を用いて、それぞれ電気的に必要なところまでを擬似してある。この模型の垂直尾翼上端に VHF テールキャップを設けてある。

4.1 HF テールキャップアンテナの特性

HF テールキャップアンテナにおいてもっとも重要な問題であるインピーダンス特性につき、垂直尾翼のどの程度の範囲を絶縁すればどの程度の性能が得られるか、また同じ絶縁間隙を設けても給電方法を工夫すればどの程度特性が改善されるかを主として、機体全体の 20 分の 1 縮尺模型により、中形輸送機 YS-11 の HF 通信所要周波数 2~22 Mc に対応する模型系周波数 40~440 Mc において実験を行なった。



(a) 図 3.1 (a) の HF テールキャップアンテナ入力インピーダンス
(キャップの高さ h を変えたときの特性の変化)



(b) 図 3.1 (b) の HF テールキャップアンテナ入力インピーダンス
(キャップの高さ $h = 1,770 \text{ mm}$ 一定で、給電点の位置を変えたときの特性の変化)

図 4.3 HF テールキャップアンテナのインピーダンス特性
Fig. 4.3 Impedance characteristics of the HF tail-cap antenna.

結果の一例を図 4.3 に示してある。図 4.3 (a) は図 3.1 (a) の普通形式の HF テールキャップアンテナについて、そのキャップの高さ h を変えたとき入力インピーダンスがどのように変わるかを測定したものであり、図 4.3 (b) は図 3.1 (b) の L 形絶縁間隙形式の HF テールキャップアンテナについて、そのキャップの高さ h を一定として給電点の位置を変えたとき入力インピーダンスがどのように変わることを測定したものである。

これらの実験によって得られた結論を要約するとつぎのとおりである。すなわち、アンテナ入力インピーダンスは、HF 帯の低域においては機体全体の寸法が波長に比べて非常に小さいため、抵抗分が小さくリアクタンス分が容量性でいちじるしく大きい。周波数が高くなると機体寸法が波長と同程度になるので、抵抗分が増加しリアクタンス分が減少する。つぎに、絶縁間隙をその幅を一定に保ったまま下げてキャップの寸法を大きくして行くと、入力インピーダンスの抵抗分に及ぼす影響は小さいが、リアクタンス分は直接キャップ寸法の増大とともに減少し、インピーダンス特性が良くなる。また給電点位置も入力インピーダンスに大きい影響を与える。L 形絶縁間隙形式のものにおいては、給電点位置はキャップ底部よりも頂部のほうが、はるかに良好なインピーダンス特性を得ることができる。

4.2 VHF テールキャップアンテナの特性

(1) インピーダンス特性

機体後部実物大模型によりインピーダンス測定を行ない、テールキャップ基部にテープ導体および並列コイルを取り付けて広帯域整合をとった。最終結果を図 4.4 に示してある。アンテナ入力電圧定在波比は、周波数 118~136 MHz (昭和 33 年当時の所要周波数範囲)において 1.5 以下であって、良好な広帯域性をもっている。

なお並列コイルは絶縁間隙の上側と下側とを結んだもので、インピーダンス整合に用いるとともに、静電荷放電にも役だつよう考へてある。

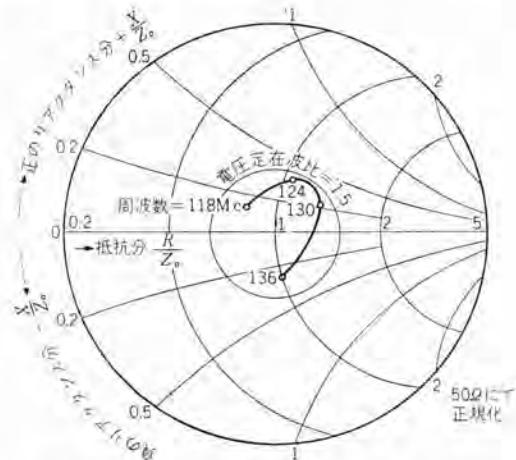


図 4.4 VHF テールキャップアンテナ入力インピーダンス
HF テールキャップアンテナは L 形絶縁間隙形式 (図 3.1 (b)) で、
キャップの高さ $h = 2,360 \text{ mm}$ 、給電点は頂部

Fig. 4.4 Input impedance of the VHF tail-cap antenna.

(2) 辐射指向特性

機体全体の 20 分の 1 縮尺模型により、模型系周波数 2,360~2,720 MHz において輻射指向特性の測定を行なった。図 4.5 は測定中の写真であり、図 4.6 は結果の一例である。図 4.6において、上段は航空機の水平面内の、中段は縦断垂直面内の、下段は横断垂直面内の指向特性を示したもので、所要帯域の最低周波数 118 MHz、中心周波数 127 MHz、および最高周波数 136 MHz の各周波数に対応する模型系周波数で測定した 3 面の指向特性中の最大利得を 0 dB として描いてある。 E_θ および E_ϕ は輻射電界成分を、図 4.7 の球面座標系における θ 方向および ϕ 方向の成分として表わしたものであって、 E_θ は水平面内で垂直偏波成分であり、 E_ϕ はつねに水平偏波成分である。VHF 通信は垂直偏波を用いるのであるから、 E_θ 輻射が有効に行なわれ、 E_ϕ 輻射ができるだけ少ないことが必要で、測定結果はこの条件を満たしている。

以上のインピーダンスおよび輻射指向特性についての実験の結果、高さのこのように低いテールキャップを用いて

も、その形状、取付位置、給電点位置および構造などを工夫することによって、十分な広帯域性と有効な輻射特性を得ることができることを明らかにし得た。

4.3 HF および VHF テールキャップアンテナ

相互作用

HF テールキャップと VHF テールキャップとを併設する場合には、両アンテナ相互作用が問題になるので、これを機体全体の 20 分の 1 縮尺模型によって調べた。

VHF テールキャップは HF 帯の電波の波長に比べてきわ



図 4.5 VHF テールキャップアンテナ 輻射指向特性の 20 分の 1 縮尺模型による測定

Fig. 4.5 Measurement of VHF tail-cap antenna radiation patterns by means of one-twentieth scale-model.

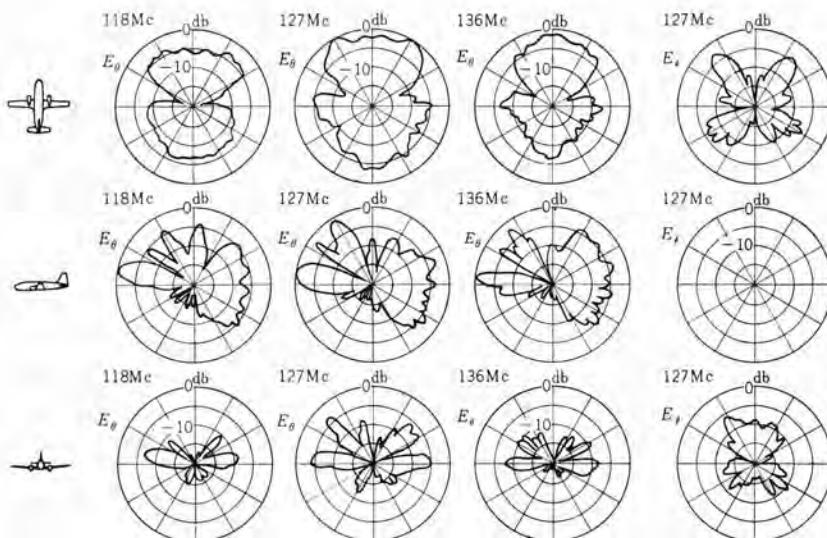


図 4.6 VHF テールキャップアンテナ の輻射指向特性
HF テールキャップアンテナは L 形絶縁間隔形式 (図 3.1 (b)) で、キャップの高さ $h=2,360$ mm、給電点は頂部

Fig. 4.6 Radiation patterns of the VHF tail-cap antenna.

航空機用 HF および VHF テールキャップアンテナ・喜連川・武市・平岡・松村

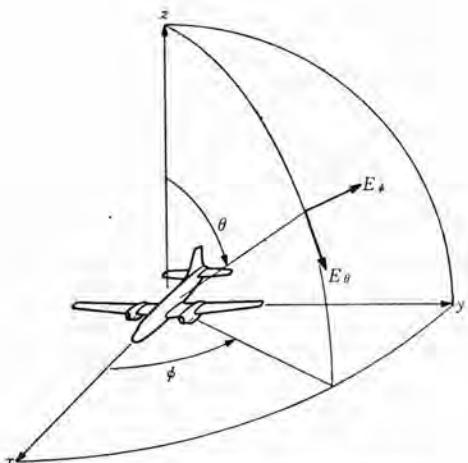


図 4.7 輻射指向特性表示のための座標系

Fig. 4.7 Coordinate system for designation of radiation pattern.

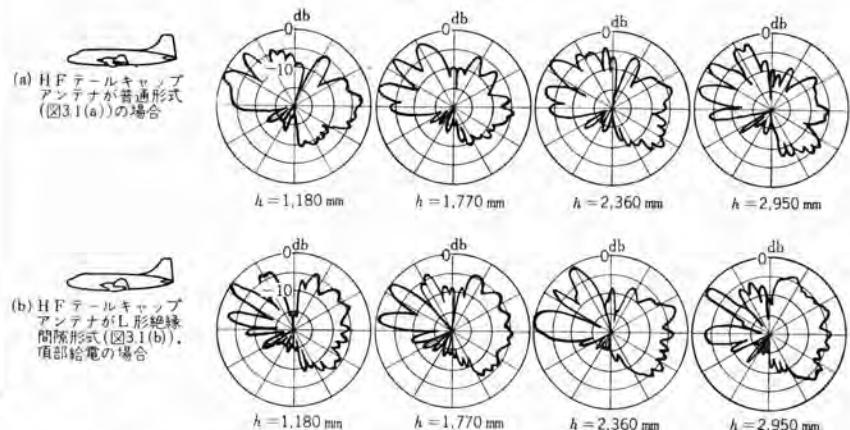


図 4.8 VHF テールキャップアンテナ の輻射指向特性に及ぼす HF テールキャップアンテナ の影響

周波数 127 Mc. 偏波 E_ϕ
Fig. 4.8 Effect on the VHF tail-cap antenna radiation patterns caused by the HF tail-cap antenna.

めて小さいので、図 3.1 のように HF および VHF の両アンテナを配置したときには、HF アンテナに及ぼす VHF アンテナの影響はほとんど認められなかった。

VHF アンテナは HF アンテナによってかなり大きい影響を受ける。図 3.1 の HF テールキャップの高さ h を増して行くと、VHF アンテナの入力インピーダンスは大きく変化し、 h が VHF 帯の約半波長だけ増すごとにインピーダンスは周期的变化をする。また VHF アンテナの輻射指向特性も h の増加とともに変化し、とくに航空機前方に広がる輻射ローブの大きさおよび方向がつぎつぎに変わって行く特長が認められる。この指向特性の変化についての測定結果

の一例を図4.8に示してある。図4.8(a)では $h=1,770$ ~ $2,360\text{ mm}$ 程度のときが、図4.8(b)では $h=2,360$ ~ $2,950\text{ mm}$ 程度のときが良好な指向特性になっている。

これらの結果からつぎのように結論することができると、すなわち、HFテールキップとVHFテールキップとを併設する場合には、まずHFテールキップの高さ h の大体の所要値をHFアンテナのインピーダンス特性から定め、最終寸法はVHFアンテナのインピーダンスおよび輻射指向特性が最良になるような値に定めるのが良い総合設計方法である。

5. む す び

国産中形輸送機YS-11用HFおよびVHFテールキップアンテナならびに両アンテナ併設方式の研究を行なって、この飛行機にこのアンテナ形式を用いたときの諸特性を明らかにするとともに、各アンテナおよびアンテナ系総合の設計法設計案を確立することができた。

この研究は昭和33年度通商産業省鉱工業技術試験研

究補助金によつたものである。

なおその後、機体の形状寸法にも多少の変更が加えられ、アンテナに対する構造上の必要条件も次第に具体化してきたので、今年度もこの補助金をいただきて、VHF通信用テールキップアンテナおよび刃形アンテナ、VHFオムニレンジ(VOR)用空洞アンテナ、ならびにキップアンテナと空洞アンテナとの併設方式の最終設計を完成するべく努力している。

(35-7-8 受付)

参 考 文 献

- (1) 喜連川隆・武市吉博：航空機用埋込み形アンテナ、電気通信学会航空電子機器研究専門委員会資料(昭35-2)。
- (2) 喜連川隆・武市吉博：高速航空機用埋込み形アンテナとその諸問題、「三菱電機」34, pp. 898~908(昭35-7)。
- (3) 喜連川隆・武市吉博：航空機用テールキップアンテナ、昭和33年電気四学会連合大会講演論文集、848(昭33-5)。
- (4) 喜連川隆・武市吉博：航空機用テールキップアンテナ、電気通信学会アンテナ研究専門委員会資料(昭33-7)。
- (5) 喜連川隆・黒田忠光・武市吉博：航空機用テールキップアンテナ「三菱電機」32, pp. 771~775(昭33-7)。

==== 最近登録された当社の特許および実用新案 =====

区別	名 称	特許または登録日	特許または登録番号	発明考案者	所属場所
特許	並列整流器の電流平衡装置	35- 5-31	261888	阿部久康・岡 久雄	研究所
"	回路シャン断器	"	261889	福塚輝男	伊丹
"	単相誘導電動機の回転方向切換開閉器付 タイムスイッチ	"	261984	{吉村四郎・加藤義明 神本明輝	福山
"	配電盤	35- 6-10	262120	守屋忠信	神戸
新案	断路器操作装置	35- 5-31	513153	小橋利雄	伊丹
"	電気車制御方式	"	513160	待鳥 正・湯浅倬史	伊丹
"	ラジオ用指針取付装置	"	513161	牟田克己	無線機
"	着火断続器 レバー	"	513162	中谷礎雄	姫路
"	指標直線運行式 タイムスイッチ 装置	"	513163	加藤義明	福山
"	扇風機羽根のスピナー	"	513307	長瀬卯三郎	中津川
"	扇風機首振装置	"	513308	今井 進	中津川
"	マジックアイ 回転装置	"	513631	牟田克己	無線機
"	車両用充電兼点灯装置	"	513640	星川光清	姫路
"	水銀整流器の陰極	"	513641	加藤又彦	伊丹
"	自励交流発電機の界磁開閉装置	"	513642	町野康男・大嶋太賀徳	名古屋
"	管制器制御把手装置	"	513643	浅井国行	長崎

G M 部 品 に つ い て (1)

無線機製作所 香取由之*・森川 洋**・熊沢俊治**

Components of Guided Missiles (1)

Electronics Works Yoshiyuki KATORI・Hiroshi MORIKAWA・Toshiharu KUMAZAWA

Mitsubishi has started the manufacture of components of guided missiles according to a technical cooperation with Oerlikon and Contraves companies in Switzerland. General requirements for the components are: their high accuracy, sufficient durability against vibration, impact, acceleration, temperature and humidity, light weight and compact size, yet economical and dependable products. These seemingly contradicting requirements must be met to assure the success in the projection of the missile. The manufacturing has been proceeded based on the information of the original builder, but it is needless to mention that painstaking effort on the part of Mitsubishi engineers stands behind the success in completing the components to satisfy the foregoing requirements.

1. まえがき

今度、スイスのエリコン・コントラベス社との技術提携により製作したGM(Guided Missile—誘導飛しょう体の略)部品について述べることにする。

一般にGM部品に対して要求されることは

- (1) 必要にしてかつ十分な精度をもっていること。
- (2) 種々の環境条件—振動、衝撃、加速度、温度、湿度等—に対して十分耐えうること。
- (3) 実際の使用に際しては消耗品となることが多いから経済的にできるだけ安価になるように設計すること。
- (4) できるだけ軽量小形であること。
- (5) GMは非常に高価なものであり、その発射・飛しょうの成功を期するために、各部品に対する信頼度を非常に高くすること。

などである。GM部品の製作に当たっては以上の各条件を満足するように設計しなければならないが、飛しょう体の種類によって各部品に要求される諸条件が異なってくるのは当然である。

2. エリコン56形誘導飛しょう体

われわれがGM部品を製作するに当たって最初に手がけたエリコン56形地対空誘導飛しょう体の概略を述べておこう。この地対空誘導飛しょう体(図2.1)は全長5,810 mm、機体の最大直径410 mm、全重量527 kgで推力1,000 kgのロケットエンジンを備え、地上より発射されビームライダ誘導方式により目標に向かって誘導されるもので最高速度1.8マッハ、有効距離15 kmの性能を持っている。飛しょう中の飛しょう特性を地上に伝える送信機部が機体の先頭部に装備され、ついで誘導電波受信



図2.1 飛しょう中のエリコン56形誘導飛しょう体
Fig. 2.1 Oerlikon guided missile type 56 in the flight.

機、計算機、ジャイロ部、電源部、パラシュート装置、高圧ガスタンクおよび燃料タンク、油圧操舵機構、ロケット推進機の順に装備されている。機体自体は細いパイプを円周方向に巻いてアルライト接着剤で固め、非常に軽量堅固にできているのが大きな特長である。また、飛しょう中の燃料消費による重心と空力中心との位置関係を4枚のデルタ翼を動かすことによってある値に保ち、飛しょう体の運動性能を良くしている。操舵は油圧サーボ機構により舵面をロケットエンジンとともに動かして行なう。なお、この誘導飛しょう体は訓練用のものであるから飛しょう中の機体をある時間後に二分し、パラシュートでそれぞれ回収するように作られている。機体内的動力源としては高圧ガスが使用されている。この高圧ガスによって機体内の電源としてのターピン発電機、ロケットエンジン燃料系統、基準発生装置としてのジャイロ、各種の指令信号発生用回転機構、油圧サーボ機構およびガス圧によって作動するス

* 誘導飛しょう体部機械課長 ** 誘導飛しょう体部

イッチなどの駆動動作を行なわしめる。高圧ガスリシングおよび燃料タンクは機体の補強の役目も兼ねている。機体内部の動作機器をその機能上、機械系、電気系、パラシュート回収系、推進機系の四つに大別することができる。

本文では今までに製作した部品のうちのいくつかを紹介することにする。

3. 機械系部品

3.1 タービン発電機（図3.1）

機体内部の動力源としての高圧ガスは飛しょう体発射と同時に各部に供給されるが、その一部は機体内部のすべての電気系へ電気エネルギーを供給するタービン発電機の駆動に使用される。このタービン発電機のロータの回転数は高圧ガスが供給されてから約1.2秒以内で30,000 rpmに達し、その後、速度調整機構により絶えず2,000 cps, 500 Wの電力を供給することができる。材料はほとんど耐食アルミニウム系の金属を用いて重量の軽減をはかっている。高圧ガスが給供されてから短時間内に規定の周波数の電力を発生し始めなければならないので、ノズル、ロータの軸受および磁性材料、羽根車には特別の技巧を用い、むだのないきわめてよい設計である。

3.2 フリージャイロ（図3.2）

高圧ガスの一部は基準発生装置としてのフリージャイロの駆動に用いられる。機体は飛しょう中、機械的不平衡や空気力学的原因によって機軸まわりの回転運動（ローリング）を生ずる。エリコン56形誘導飛しょう体の場合は、このローリングをとくに制御せずロール・フリーの状態で飛しょうを続ける。したがって誘導ビームに固定された座標軸に対して機体のロール角を機上で検出し、操舵信号を十



図 2.2 電子機器誘導装置部

Fig. 2.2 Electronics part for guidance.

3.3 ローリングによる座標変換

字形舵面に適当に配分しなければならない。すなわち、今図3.3でX-YおよびX'-Y'をそれぞれ誘導ビーム、および十字形舵面と一致した機体固定の座標軸とする。ただしX'軸およびY'軸はともに機軸に直角で機体後部からみた場合とし、 ψ をロール角とする。

(x, y)を操舵のための誤差信号の大きさとすると、 ψ なるロールを行なった機体に対する操舵のための誤差信号の大きさ (x', y') は

$$x' = x \cos \psi + y \sin \psi \dots \dots \dots \quad (3.1)$$

$$y' = -x \sin \psi + y \cos \psi \dots \dots \dots \quad (3.2)$$

でなければならない。フリージャイロはこの場合、基準位置からの ψ の大きさを検出するために用いられているのでロールジャイロとも呼ばれている。発射寸前にフリージャイロはそのロータ軸の方向がある基準位置と一致してとられた後、地上に設置された高圧ガス装置によって駆動され、アンケージされる。したがって発射後もロータ軸は機体の運動とは無関係に基準軸と同一方向を保ちつづける。機体のローリングは二つのジンバルを介して支持されるロータ軸と機体との相対変位として検出される。発射後は機体内部の高圧ガスによって駆動される。このフリージャイロもタービン発電機と同様に短時間内に動作状態にしなければならないので、ノズルおよびアンケージ機構に特別の注意が払ってある。すなわち、フリージャイロに供給された高圧ガスは二つに分れ、一つはロータを駆動するために、もう一つはアンケージ機構を作動させるために用いられる。アンケージ機構は高圧ガスが通り抜ける十数個の小部屋をもち、その一つ一つに約0.2 mmの穴があけてある。高圧ガスは約1.6秒を要して各部屋を小穴を通して通り抜けた後その圧力でアンケージレバーを押し上げてロータをアンケージ状態にする。一方この間にロータは加速用ノズルによって13,000 rpm付近に加速される。ここでアンケージレバーはロータをアンケージすると同時に、加速用ノズルを

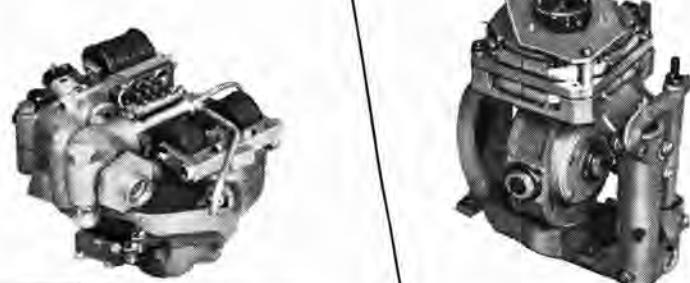


図 3.1 タービン発電機

Fig. 3.1 Turbine generator.

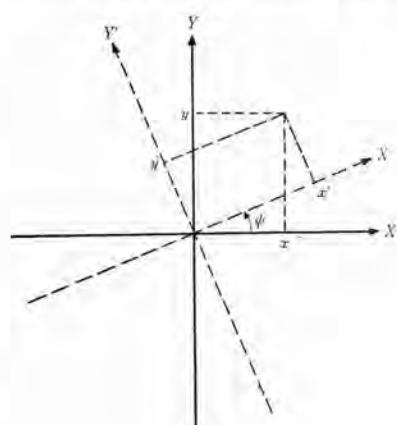


図 3.3 ローリングによる座標変換

Fig. 3.3 Coordinate transformation due to rolling.

閉じ、ロータを13,000 rpmの速度でつねに回転するためのノズルに切換える。これらの動作が高圧ガスを供給してから約1.6秒内にすべて行なわれ、フリージャイロは動作状態になる。材料はすべて耐食アルミニウム系の金属を用い、ロータは大きな角運動量を得るために黄銅を用いてあるが、さらに最近発達してきた超重合金を用いてジャイロ全体の小形化を行なっている。

ロール角による操舵信号変換のための式(3.1)および式(3.2)の計算は二つの三角関数用コンピューティングコンデンサによって行なう。この二つのコンピューティングコンデンサのロータはフリージャイロの外側ジンバル軸に固定されているのでフリージャイロを機軸に対して適当な方向に設置すればロータはつねにロール角だけ回転することになる。コンピューティングコンデンサについては電気系部品の所で説明する。

3.3 タイムスイッチ(図3.4)



図3.4 タイムスイッチ

Fig. 3.4 Time switch.

高圧ガスで駆動される部品としても一つタイムスイッチを上げておこう。

機体の飛しょう距離および到達速度は飛しょう時間の関数と考えることができる。したがってある飛しょう時間およびある速度になったときに、必要な操

舵特性や指令信号—たとえば、操舵開始、誘導ビームの選択(エリコン56形誘導飛しょう体は頭初に述べたようにビームライタ誘導方式により誘導されるが、発射直後の機体の誘導ビームによる捕捉の容易さ、および目標点到達精度の向上のために精粗二種の誘導ビームを用いている)、機体のダンピング常数の連続変化、回収のための機体の分離—をあらかじめ定めたタイムスケジュールによって与えることができる。一定速度の回転機構にこのタイムスケジュールによって動作するようにセットされた電気的ポテンショ、マイクロスイッチ、カムなどを連結させたのがタイムスイッチである。タイムスイッチに発射と同時に高圧ガスが供給されると、回転機構の原動力としての小形タービンが瞬時に10,000 rpmに駆動され、歯車装置を介して必要な回転数を各軸に与える。小形タービンは特殊な材料によって作られたシューをもつガバナによって正確に規定の回転数に保たれるので各軸の回転数は非常に安定し規定の時間に各誘導信号を与えることができる。

3.4 レートジャイロ(図3.5)

機体の重心まわりの運動、すなわちピッキングとヨーGM部品について(1)・香取・森川・熊沢



図3.5 レートジャイロ
Fig. 3.5 Rate gyro.

ングを検出して機体のダンピングを行なうための一要素として用いられる。ロータは430 cps, 40 VのSynchronous motorで回転数は始動より数秒後に25,800 rpmになる。角速度測定範囲は±1 rad/sec, Undamped natural frequency: 25 cps, Damping factor: 0.5±0.1, 最大ジンバル変位は±2度である。このレートジャイロの特長は短時間内にロータを規定の高速回転に到達させるためにロータを小さくしてあることでまた、出力軸まわりの慣性能率を小さくするためモータのステータはレートジャイロの基盤に固定してある。ジンバル拘束用スプリングは特殊な材料の薄片を円形状にして使用し、また温度によって油の容積および粘性が変化するのを利用してコントラベス社の特許によるダンピング機構を用いてヒータなしで-40°C~+70°Cでダンピング常数が0.5±0.1になるようにしてある。Pick offは入力1,200cps, 4 Vで感度は540 mV/rad.secである。

機械系部品としてはこのほかに油圧によって作動する操舵用部品を始め種々の主要部品を上げなければならないが、これらは号を改めて述べることにする。

つぎに電気系部品として製作したもののいくつかを述べよう。

4. 電気系部品

4.1 誘導アンテナ(図4.1)

地上からの誘導信号を受信するための極超短波アンテナ

図4.1 誘導アンテナ

Fig. 4.1 Guidance antenna.



である。機体の誘導上機軸の後方にかなり広い指向性をもたせなければならないこと、および機体の飛しょう性能上できるだけ扁平な構造にしなければならないことからアンテナはきわめて薄い導波管の切はなしというべき構造をとっている。また、いかなる偏波面の電波も受信できるようにこのアンテナを直角方向に4個備えている。アンテナと同軸線路とのマッチングに考慮を払っている。

4.2 空洞共振器(図4.2)

機体の最後部に取付けてある誘導アンテナによって受



図 4.2 空洞共振器
Fig. 4.2 Cavity resonator.



図 4.3 テレメータアンテナ
Fig. 4.3 Telemeter antenna.

信された誘導信号のエネルギーは非常に微弱なものであるから、それぞれ誘導ビームの周波数に調整された空洞共振器により必要な電波を取出すために用いられる。

この空洞共振器は小形で周波数の可変範囲が広く、コントクトに金メッキを用いて損失を極力少なくするようにしてある。

4.3 テレメータアンテナ（図4.3）

飛しょう中機体内的誘導装置の各部信号を地上に送り返すための超短波アンテナである。機体の先端に $\lambda/4$ のスパイクを突出させたもので、これにより機軸の後方よりややずれた所に最大指向性を持つ物ができる。機体にのる進行波が電波の輻射に寄与するためスパイクの長さは $\lambda/4$ 付近で少々変えてもインピーダンスに大した影響はなく設計上とくにクリティカルなものではない。

4.4 コンピューティングコンデンサ（図4.4）

ある形のロータをステータに対して回転させ、その容量変化によってある規定された閾数値を指示させる可変コンデンサをコンピューティングコンデンサと呼んでいる。

これは GM 部品としてだけでなく、広く種々の計算機構に用いられている。図 4.5 にステータとロータを示す。

ロータは各点で異なる半径 r をもった一つの円盤から成り立っている。この半径 r はステータと向かい合っているロータの表面部分 F が規定された閾数 $f(x)$ に比例するように計算される。実際のコンピューティングコンデンサは図 4.4 からわかるように表面積を広くするためにロータとステータの両面に多くの溝を入れてある。この溝およびロータの外形の加工精度と表面粗さによってコンピューティングコンデンサの精度がほとんど決定されるのでこの方面に非常に苦心が払ってある。



図 4.4 三角関数 コンピューティングコンデンサ
Fig. 4.4 Trigonometrical function computing condenser.

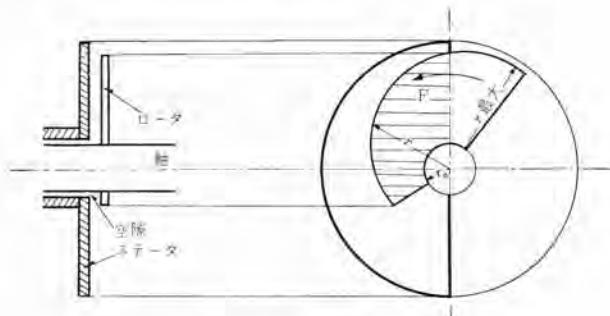


図 4.5 ステータとロータ
Fig. 4.5 Stator and rotor.

エリコン 56 形誘導飛しょう体に使用するコンピューティングコンデンサの電気的誤差は 0.5~0.8 % のもので十分使用可能であるが、地上で使用する計算機構には電気的誤差が 0.2 % 以内のものが要求されている。

現在では特別の刃物台を旋盤に取付け、特殊材料の刃物によって地上の計算機構に使用しうる精度の種々の閾数用のコンピューティングコンデンサを能率よく加工することができるようになった。さらにいっそ精度のよいものを試作中である。

5. パラシュート回収系部品

高高度に上昇した機体を損傷なく地上へ落下させ回収するために飛しょう中の機体を適当な時間に二つに分離しパラシュートによってそれぞれ降下させる。機体の二分は機体内部の指令信号装置からの信号によって火薬を爆発させて行なう。パラシュートが開いたときの衝撃をできるだけ小さくし、また二分された機体が遠くへ流されることを防ぐため、二分した機体のもつ運動のエネルギーがある値以下になり、さらに適当な高度になったときにパラシュートを放出させることが必要である。このパラシュート放出時間を自動的に決定するために図 5.1 のパラシュートリレーが用いられる。ペローズおよび時計仕掛けそのおもな機構である。

図 5.2 にパラシュートを装備したパラシュート装置を示す。機体の分離およびパラシュート放出はすべて火薬の力に



図 5.1 パラシュートリレー
Fig. 5.1 Parachute relay.



図 5.2 パラシュート装置
Fig. 5.2 Parachute container.

よって行なわれるが、国産品で非常によい成績を収めている。

6. む す び

以上、今までに製作した GM 部品のいくつかを紹介してきた。コントラベス 社の製作図面、設計資料、技術資料が入手できて、それをもとにして製作を進めたのであつ

たが、設計法、使用材料、加工、組立、試験等についてはなにぶん初めてのものであるので相当の研究が必要であった。まず、種々の技術資料内容の理解、設計の基礎概念の把握などから始めた。製作図面や資料不足のものに対しては独自の設計を行なった。さらに国産品として改良すべき点は部品の使用目的を考えて改良を行なった。使用材料は国内で入手しうるものを使用個所に応じてもっとも適した材料を選択し、加工組立については、精度の高い工作機械、高度の加工技術および高度の組立技術を駆使することが必要であった。

こうしてでき上がった部品の各種試験のために必要な試験機を設備し、各部品の性能試験、環境試験等を行なった。

そうして今までに、頭初に述べた必要諸条件を満たすエリコン 56 形誘導飛しょう体用各種部品を完成することができた。

GM 部品はあらゆる技術の総合によってはじめて完成しうるものである。しかも個々の技術には最高度のものが要求される。現在今回の技術提携によって得た GM に対する新しい技術をもとにして、より性能の高い GM 用部品の研究開発を行なっている。その研究開発のおもな課題は部品の精度と苛酷な環境条件に耐えうる耐環境性の向上および小形化などである。

航空機用燃料ブースタポンプ

Fuel Booster Pumps for Aircraft

名古屋製作所 奥田 安男*・糸輪 治*

Nagoya Works Yasuo OKUDA・Osamu MINOWA

Installed in a fuel tank, the aircraft fuel booster pump forms a principal part of the fuel supply system to be used for the feeding during operation and also for the fuel transfer between tanks as an auxiliary of the main pump. With the rise and drop of atmospheric temperature, vapor is produced in the fuel, hampering its smooth flow. To prevent this vapor lock phenomenon to assure excellent engine operation, the vapor must be separated by force in fuel feeding. Thus the booster is charged with duty of functioning satisfactorily under any aviating conditions so as to assure safety and dependability to higher degree. The machine is a centrifugal pump of submerged type driven by a DC motor of explosionproof design.

1. まえがき

昭和32年以来、新三菱重工(株)のF-86 F ジェット戦闘機、川崎航空機工業(株)のT-33 A ジェット練習機およびP 2 V-7 対潜哨戒機とあいついで国産が進められて來た。

燃料 ブースタポンプは、これらの機種に装備されている燃料供給系統の主要機器として、国産開発されたもので用途の重要度からして、非常に高度な性能が要求され低温-55°C、高温+57°C、海面上から高度 50,000 ft (15,250 m)までのいかなる飛行状態でも満足に機能を發揮し、寿命は1,200時間以上連続に使用できることが必要とさ

れる。

当社では、アメリカのThompson社と技術提携を行ない開発にあたり材料および構造は慎重に検討され、安全性および信頼性にとくに重点がおかれた。

性能を確認するために、MIL 規格および機体会社の仕様書に示された要求事項を適用して、認定試験が行なわれた。認定試験合格後も量産品の納入に先だって初回製品検査、受入検査と品質維持のため厳格な規定が適用されている。本文は、現在までに開発された形式で認定試験に合格し、量産しているものについて仕様、用途、構造およびおもな性能について概略を紹介する。

表 2.1 燃料 ブースタポンプ 仕様一覧表

形 式 仕 様	定格 (油機)	ボンブ 特 性			電動機 特 性				重 量 lb(kg)	取付フランジ 面よりの高さ INCHES(mm)	取付フランジ 形 式
		定格流量 lb/h(kg/h)	吐出圧力 psi(kg/cm ²)	電流 A max	電圧 V	出力 W	回転数 rpm	電流 A max			
MDK-TF31400-3	正常	3,600(1,630)	8.2~12.5(0.58~0.88)	9.2	直流 27	116	6,500以上	7.8	8.0(3.62)	$8\frac{5}{32}$ (207,169)	AN4135-1
	緊急	3,600(1,630)	16.0~22.5(1.13~1.58)	17.5	*	264	8,900以上	15.0			
MDK-TF29800-1	正常	3,350(1,520)	8.0~12.5(0.56~0.88)	11.0	*	104	6,150 ~6,400	7.4	8.3(3.76)	$7\frac{15}{16}$ (201,613)	AN4130-10
MDK-TF29600-2	正常	6,000(2,720)	14.0~25.0(0.99~1.76)	28.0	*	440	5,800 ~6,200	26.5	13.8(6.25)	$10\frac{1}{64}$ (254,397)	AN4130-10
MDK-TF55000-2 4	正常	3,000(1,360)	9.0~16.25(0.63~1.14)	11.75	*	155	6,800 ~7,200	9.5	8.6(3.90)	$8\frac{9}{64}$ (206,722)	AN4135-1
	緊急	3,000(1,360)	25.25~32.0(1.78~2.25)	28.0	*	456	10,550 ~10,650	22.5			



図 2.1 燃料 ブースタポンプ
形式 MDK-TF 31400-3
Fig. 2.1 Fuel booster pump, type
MDK-TF 31400-3.

図 2.2 燃料 ブースタポンプ
形式 MDK-TF 29800-1
Fig. 2.2 Fuel booster pump,
type MDK-TF 29800-1.

図 2.3 燃料 ブースタポンプ
形式 MDK-TF 29600-2
Fig. 2.3 Fuel booster pump,
type MDK-TF 29600-2.



図 2.4 燃料 ブースタポンプ
形式 MDK-TF 55000-1
Fig. 2.4 Fuel booster pump, type
MDK-TF 55000-1.



図 2.5 燃料 ブースタポンプ
形式 MDK-TF 55000-2
Fig. 2.5 Fuel booster pump, type
MDK-TF 55000-2.

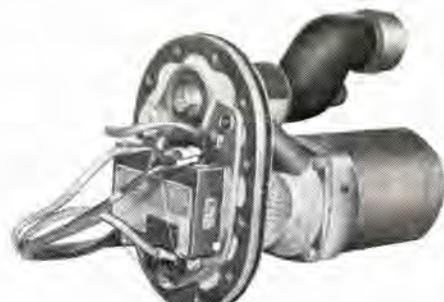


図 2.6 燃料 ブースタポンプ
形式 MDK-TF 55000-4
Fig. 2.6 Fuel booster pump, type
MDK-TF 55000-4.

2. 仕 様

各形式の特性を表 2.1 に外観写真を図 2.1 ~ 図 2.6 に示す。

3. 用 途

燃料 ブースタポンプ は、機体の胴内および翼端に内蔵された燃料タンク内に浸漬して取付けられており、エンジン駆動の主燃料ポンプの補助として、エンジン運転時に燃料を所要圧力に調整して、燃料タンクからエンジンに供給したり、燃料タンク間の燃料の移送のために使用される。また仕様により正常定格および緊急定格の使いわけをして、正常は通常時の燃料の供給のために、緊急はエンジン駆動の主燃料ポンプの運転に欠陥を生じたばあいおよび離陸時または飛行中の非常時における燃料の不足を補充供給するばあいなどに使用する。

なお燃料は、気温が高くなると気化がいちじるしく、また飛行高度が高くなり気圧が低下して燃料の蒸気圧付近になると蒸気が発生し気泡を造る。こうして発生した

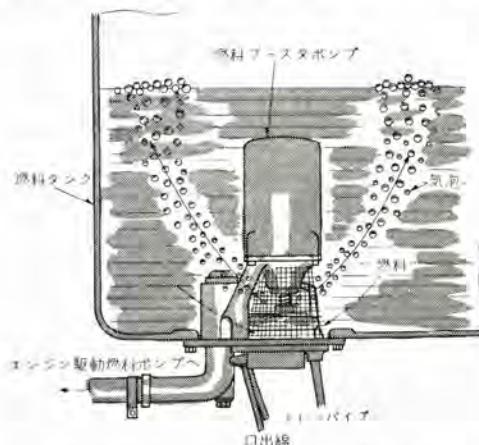
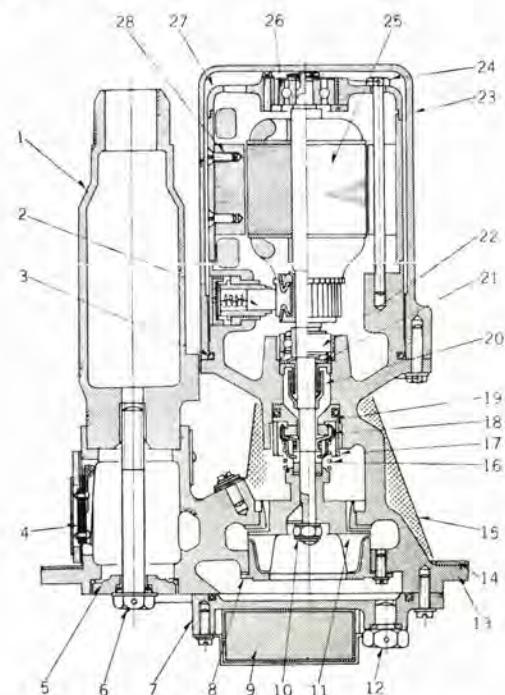


図 3.1 燃料 ブースタポンプ の運転状態
Fig. 3.1 Operating condition of fuel booster pump.

気泡が燃料供給系統配管内に溜って燃料の流通を妨げ、はなはだしいときには、まったく閉塞するばあいがある。

このような ベーバーロック の現象により エンジン が運転不調になったり、また停止したりする傾向をできるだけ防ぐため燃料を加圧して気泡を少なくし、また図 3.1 に見られるように気泡を強制分離して圧力を調整する。

4. 構 造



記号	名 称	記号	名 称	記号	名 称
1	ニップル	11	インペラ	21	調整座金
2	ブラシ	12	ボルト(排油口用)	22	玉軸受
3	リング	13	ポンプ本体	23	電動機カバー
4	バイパスバルブ	14	ガスケット	24	取付ボルト
5	キャップ	15	金網	25	電機子
6	ボルト	16	押レバネ	26	玉軸受
7	ポリュートカバー	17	締付金具	27	プラケット
8	スロート	18	回転シール	28	界磁
9	フィルタ	19	固定シール		
10	セルロックナット	20	ラビングシール		

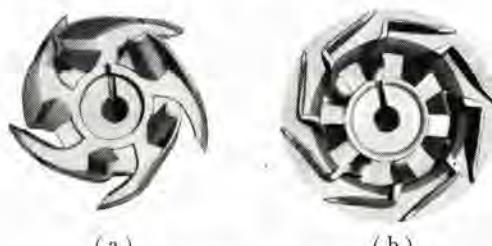
図 4.1 構造概略図
Fig. 4.1 Sectional view of typical fuel booster pump.

航空機に搭載する機器として、適用規格でとくに重量、形状に制限規定があり、小形、軽量、高性能であることが要求される。

図4.1で見られるように直流電動機によって駆動される遠心渦巻ポンプである。燃料バースタポンプは、燃料タンク内の底部に浸漬取付けられるので電動機部分は、完全に密閉された防爆形であり、電動機軸の貫通部分に設けられたメカニカルシールで燃料の漏洩を防ぎ、電動機の整流火花が燃料に引火する危険を妨げている。

メカニカルシールは、電動機軸とともに回転する回転シールとポンプ本体に固定された固定シールの側面をしゅう動させて漏れを止めている。回転シールは、特殊な耐摩耗性のカーボンで造り、固定シールは、硬質の耐摩耗性の金属で造られている。回転シールは、隔膜ゴムシールとキャップに組込まれて、押しバネで固定シールに $0.65\sim0.70$ kg/cm²で押し付けており、しゅう動面はラッピングで粗度 0.06μ 以上に仕上げている。さらに燃料の漏れ止めを完全にするためラビリンシールを設けて電動機内部への漏れを防いでいる。しゅう動面より漏れてはいった燃料は、排油室に溜り排油孔をとおって外部へ排出するが、漏れは毎時2cc以下である。電動機カバーなどの部品接合面の気密、液密を保つために構造が簡単で組立の容易な耐燃性合成ゴムのOリングを使用している。

電動機内部は、防爆形の通気口で外気と接触しており、万一内部に爆発性混合気が充満して引火爆発したばあい



(a) (b)

図4.2 インペラ
Fig. 4.2 Impeller.

は通気口で外部に引火誘導することを妨げる。

インペラは、駆動電動機軸端に固着させ、高速度で回転させて燃料にエネルギーを与えるポンプ本体の渦巻形状を持つケーシングに集めて、吐出口から一定圧力で吐出する。インペラには、図4.2に示すように中央に広がるワン曲した5枚の羽根を有するもの(a)と屈曲した8枚の羽根を有するもの(b)の2種類の形状があり、いずれもロストワックス铸造で精巧に造っている。インペラ(b)に見られる中央放射状の8枚の羽根は、軸流ポンプの作用をして燃料に混入する気泡を強制分離させる。

ポンプ本体のケーシング内は、流速が非常に速いので流れの方向が急激に変わったり、断面積が変わり流速に変化

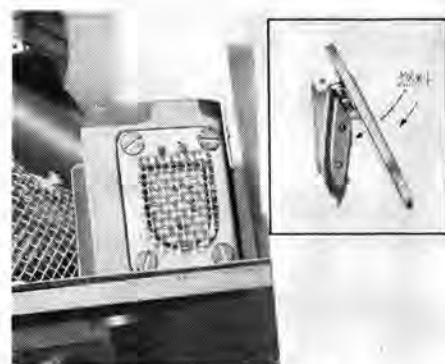


図4.3 バイパスバルブ
Fig. 4.3 By pass valve.

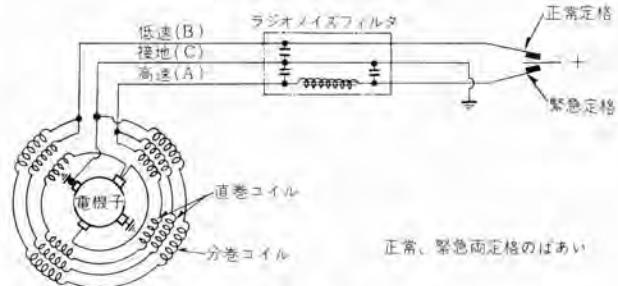


図4.4 結線図
Fig. 4.4 Connection diagram.

があると渦を生じて大きな摩擦損失になるので鋲肌のカエリは、すべてグラインダ仕上をしている。

ポンプの機能が失われたばあいには、ポンプをとおして圧力の損失をもっとも少なく燃料を流すため図4.3に示すバイパスバルブを取付けている。ポンプ入口は、すべて異物の混入を保護するために#8~#10メッシュの金網で囲っている。

駆動電動機は、仕様により正常と緊急両定格を持つばあいは、四極直流複巻二段変速電動機として、弱め界磁方式を採り速度変換をして所要圧力を調整する。

直流電動機であるため整流時の火花放電により無線障害電波が発生する。このためフィルタを配線中に接続して伝導性障害波を除去し、また構成部分の接合個所はすべてアースすることにより電気的シルエット連続部を形成して輻射性障害波の外部への輻射を防いでいる。

図4.4に結線図を示す。

5. 構成部品

とくに規格でどのばあいに起こるねじれ、衝撃および振動にも十分耐えるもので使用材料は、芳香族0~30%を含む航空燃料に耐え、耐食性がよく腐食に対しても適当な防食処理をするよう要求している。

主要部品には、軽量で強靭性のあるアルミ合金鉄物を多く使い、鉄物は鉄物検査基準MIL-C-6021Bに従って級別し、X線探傷、磁気探傷、ケイ光探傷、視覚点検などで気孔、アフ、割れなどの欠陥を検出している。

取付けおよび機能に関してすべての部品は、互換性を有し標準部品は、AN (Air Force Navy) 規格品を使っている。

燃料系統に使用する合成ゴム部品 (O リング、ガスケットなど) は、ANA Bulletin 438 a の適用を受けて、部品の加硫時より一定期間以上経過した老化部品は使用しないように寿命管理をしている。

構成部品の中で異種金属の接触があるとその部分が電食のため激しくおかされる。とくに電位の異なる鉄と銅では、鉄の腐食がいちじるしく促進される。こうした化学的腐食を防止するため異種金属の接触はさけて、電位差を少なくするよう適当なメッキを施している。

6. 性能

6.1 要求条件

各形式ごとに防衛庁と機体会社の指定による規格および仕様書を適用し、認定試験を実施して性能を確認した。認定試験は、各形式ごとに規定の台数で グループ別 に一連の各試験を行ない、全項目合格して初めて量産の認可がおりることになっている。

表 6.1 に各形式の適用規格と試験項目を示す。

試験内容は、適用規格によって制限範囲が異なるが、つぎに概略を説明する。

(1) 外観仕上検査

使用材料、異種金属の接触、互換性、寸法、重量および構造について適合を確認する。

(2) 絶縁耐力

50 c/s または 60 c/s で 500 V (実効値) の試験電圧を

表 6.1 適用規格と試験項目

形 式	MDK-TF81400-3	MDK-TF29800-1	MDK-TF29600-2	MDK-TF55000-2
適用規格および仕様書	AAF. 28422B	MIL-P-5238 LAC. ER2-813	MIL-P-5238A MIL-P-5243(2) F.T.P. F8090	MIL-P-5238A(2) MIL-P-5248(3) LAC. ER2-883
試験ボンプ台数	6	3	3	3
試験項目	実施項目グループ	実施項目グループ	実施項目グループ	実施項目グループ
(1) 外観仕上検査	○ 1~6	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(2) 絶縁耐力試験		○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(3) 外部漏洩試験		○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(4) 防爆試験		○ 3	○ 1	○ 1
(5) すり合せ運転	○ 1~6	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(6) 較正試験	○ 1~6	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(7) 駆動軸シール漏れ	○ 1~6	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(8) 緊急定格低電圧試験	○ 1~6			
(9) 電圧変動試験	○ 6	○ 1	○ 1	○ 1
(10) 起動電流試験		○ 3	○ 1	○ 1
(11) 無線障害試験		○ 3	○ 1	○ 1
(12) 耐燃料試験		○ 1	○ 1	○ 1
(13) 極限温度試験	○ 6	○ 1	○ 1	○ 1
(14) 圧力損失試験	○ 6	○ 1	○ 2	○ 2
(15) 排出試験		○ 1	○ 2	○ 2
(16) 高度試験	○ 6	○ 1	○ 2	○ 2
(17) 空運転試験	○ 4.5	○ 1	○ 2	○ 2
(18) 耐菌試験		○ 1	○ 2	○ 2
(19) 加速腐食試験			○ 2	○ 2
(20) 耐久試験	○ 1~3	○ 2	○ 3	○ 3
(21) 再較正試験	○ 1~3	○ 2	○ 3	○ 3
(22) 耐湿試験		○ 2	○ 3	○ 3
(23) 分解検査		○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3

1 分間または 600 V (実効値) の試験電圧で 1 秒間に耐えること。

(3) 外部漏洩試験

規定圧力を加圧して鋳物、ガスケット、通気口、シールドレンクロから漏れがないこと。

(4) 防爆試験

運転および静止状態の電動機内部に充満する規定の空燃比の爆発性混合気を点火栓で爆発させ、これにより周囲の爆発性混合気に点火しないこと、またポンプに損傷のないことを確認する。

(5) すり合せ運転

定格流量の 100~125 % で 30 分間それぞれ定格で運転する。

(6) 較正試験

吐出圧力および電流が制限値内にあるか、ポンプの性能を確認する。

(7) 駆動軸シール漏れ

運転中および静止時のシール漏れの有無を確認する。

(8) 緊急定格低電圧試験

緊急定格、電圧 16 V で流量 300 lb/h (136 kg/h) のとき、吐出圧力が 12 psi (0.84 kg/cm²) 以上であること。

(9) 電圧変動試験

定格流量の 75 % で運転し、電圧 18~30 V の間で 1 V 増加ごとに吐出圧力の変動は、制限値以下であること。

(10) 起動電流試験

空運転で起動電流は、全負荷電流の 1,000 % 以下または電圧印加後 0.5 秒以内に 300 % 以下であること。

(11) 無線障害試験

伝導性障害波は、0.15~20 Mc、輻射性障害波は、0.15~150 Mc の範囲で、MIL-1-6181 B の制限値以下であること。

(12) 耐燃料試験

つきのサイクルを連続に実施し性能が満足であること。

a. 温度 68±3°C で 168 時間乾燥後、外部漏洩試験および較正試験を実施する。

b. 温度 15~32°C で 168 時間浸漬 (24 時間当たり 2 時間運転) 後、外部漏洩試験および較正試験を実施する。

c. 温度 68±3°C で 4 時間乾燥後、外部漏洩試験を実施する。

d. 温度 15~32°C で 504 時間浸漬 (24 時間当たり 2 時間運転) 後、外部漏洩試験および較正試験を実施する。

e. 温度 $68 \pm 3^\circ\text{C}$ で 4 時間乾燥後、外部漏洩試験を実施する。

(13) 極限温度試験

低温 -55°C 以下で 72 時間放置後、低温状態のままで性能が満足であること。高温 $54 \pm 3^\circ\text{C}$ で 72 時間放置後、高温状態のままで性能が満足であること。

(14) 圧力損失試験

ポンプを止めて他のポンプにより流量 0 から規定流量まで燃料を流して、ポンプをとおるとときの損失が制限値以下であること。

(15) 泊出試験

最初燃料を 10 in (254 mm) 以上の高さまで満たし、液面を 1 分間 $1 \pm 1/8$ in (25.4 ± 3.175 mm) の割合で下げる。定格吐出圧力と定格流量で運転し、初期流量が定格の 80, 60, 40, および 20 % になるように初期吐出圧力を調整して繰り返し行ない、その泊出性能を記録する。

(16) 高度試験

燃料を 1 分間 $0.6 \sim 2.2^\circ\text{C}$ の割合で $43.3 \pm 0.5^\circ\text{C}$ に加熱し、加熱後の試験燃料のリード蒸気圧は、規定値以上とする。そのまま規定の高度性能曲線に従って実施し吐出圧力が制限範囲にあるか確認する。

(17) 空運転試験

約 115 l の燃料を泊出後、空の状態で 5 時間運転する。これを 3 サイクル 繰り返す。その後において性能が満足であること。

(18) 耐菌試験

5 種類の菌（ケミウムカビ、黒カビ、こうじカビ、青カビ、ケカビ）を室温 $30 \pm 2^\circ\text{C}$ 、相対湿度 $95 \pm 5\%$ で 28 日間放置し、カビの発生がないこと。曝露後性能が満足であり、絶縁耐力に異常がないこと。

(19) 加速腐食試験

塩化ナトリウム溶液（重量比 2.5 %）中に浸漬後、 $52 \sim 57^\circ\text{C}$ にて 1 時間以上乾燥する。これを 50 サイクル 繰り返す。その後分解検査して各部に腐食がないこと。

(20) 耐久試験



図 6.1 外部漏洩試験装置
Fig. 6.1 View of external leakage test equipment.

表 6.2 外部漏洩試験値

形 式	加压圧力 (psi)	加压時間 (min)	使 用 燃 料
MDK-TF29800-1	37.5	30	MIL-J-5624D, Grade JP-4
MDK-TF29600-2	15	30	MIL-F-7024A, Type II
MDK-TF55000-2	50	30	MIL-G-5572B, Grade 115/145

海面上状態および高度 40,000 ft (12,150 m) 以上の状態で連続 1,200 時間規定の割合で運転し、性能を記録する。

(21) 再較正試験

耐久試験後、性能が満足であるか確認する。

(22) 耐湿試験

相対湿度 $95 \pm 5\%$ で室温 $20 \sim 30^\circ\text{C}$ から 2 時間で 71°C に上昇し、6 時間保溫、16 時間に $20 \sim 30^\circ\text{C}$ まで下げる。これを 10 サイクル 繰り返す。曝露後性能が満足であること。

(23) 分解検査

各グループの試験完了後、分解して特性に影響する悪化腐食および過度の摩耗がないか確認する。

6.2 試験結果

燃料ブースタポンプのおもな性能および試験結果について述べる。

(1) 絶縁耐力

各回路と他のすべての回路との間および接地間に周波数 60 c/s、電圧 500 V (実効値) を 1 分間印加して絶縁破壊が認められなかった。

(2) 外部漏洩試験

表 6.3 電圧変動成績表

形 式	MDK-TF31400-3		MDK-TF29800-1		MDK-TF29600-2		MDK-TF55000-2	
	使 用 燃 料	MIL-G-5572B, Grade 100/130	MIL-G-5572B Grade 80/87	MIL-F-7024A Type II	MIL-G-5572B, Grade 115/145	正 常	緊 急	正 常
定 格 制限値 (psi)	正 常	緊 急	正 常	正 常	正 常	緊 急	正 常	緊 急
電圧変動 (V)	1.5	2.0	2.0	2.0	1.4	1.4	2.250	
18 ~ 19	0.4	0.7	0.4	0.4	0.7	1.3		
19 ~ 20	0.4	1.0	0.4	0.9	0.6	1.3		
20 ~ 21	0.6	0.9	0.7	1.0	0.6	1.1		
21 ~ 22	0.7	0.9	0.7	1.0	0.7	1.0		
22 ~ 23	0.6	0.9	0.7	1.0	0.6	1.3		
23 ~ 24	0.4	1.0	0.5	1.3	0.7	1.3		
24 ~ 25	0.7	1.0	0.4	1.1	0.6	1.3		
25 ~ 26	0.7	0.9	0.9	1.1	0.7	1.1		
26 ~ 27	0.7	0.9	1.3	1.2	0.6	1.1		
27 ~ 28	0.7	1.1	0.7	1.3	0.7	1.3		
28 ~ 29	0.7	0.9	0.7	1.2	0.9	1.3		
29 ~ 30	0.9	1.1	0.8	1.6	0.9	1.1		

加圧できる容器内に浸漬し規定圧力を加圧したが、漏洩は認められなかった。铸物部品は、すべて機械加工後に 35~45 psi (2.45~3.16 kg/cm²) で 15 秒間の水圧試験を行ない漏れのないことを確認し、組立の際も部品取扱いは、サイズごとに規定トルクで締付けて気密を完全にし、漏れを止めるようにしている。図 6.1 に試験装置、表 6.2 に試験値を示す。

(3) 調正試験

ポンプ性能を確認するための試験で、すり合せ運転後定

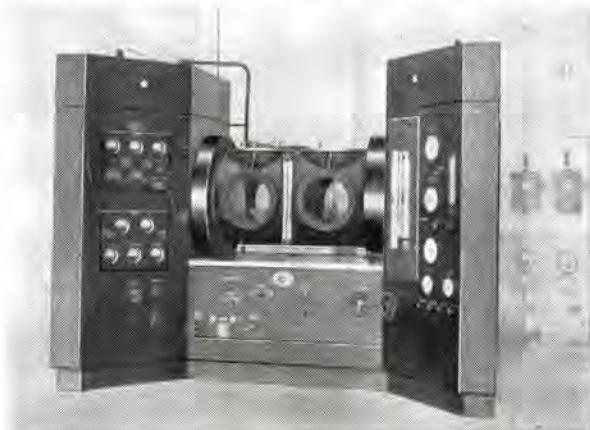


図 6.2 燃料ブースタポンプ試験装置
Fig. 6.2 Fuel booster pump test stand.

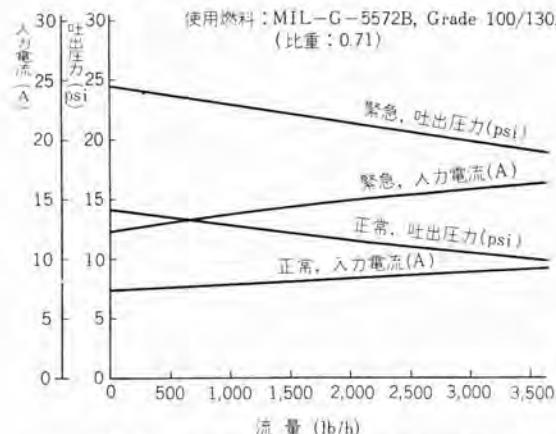


図 6.3 形式 MDK-TF 31400-3 特性曲線
Fig. 6.3 Characteristic curves of type MDK-TF 31400-3.

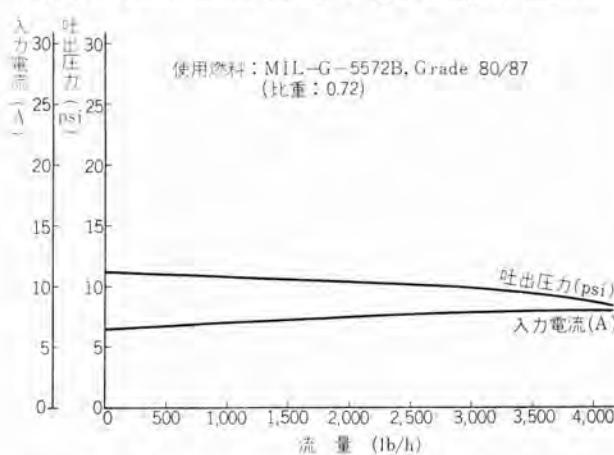


図 6.4 形式 MDK-TF 29800-1 特性曲線
Fig. 6.4 Characteristics curves of type MDK-29800-1.

航空機用燃料 ブースタポンプ・奥田・菱輪

格流量の 15 %ごとに吐出圧力および電流を記録する。ポンプの性能は、ポンプ内で起こる表面摩擦や渦の発生などによる水力損失、高圧部より低圧部への漏洩損失および燃料の粘性によるためのインペラの回転損失、シールおよび軸受などの機械損失によりその大小で効率に大きく影響する。そのためこうした損失は極力少なくしている。

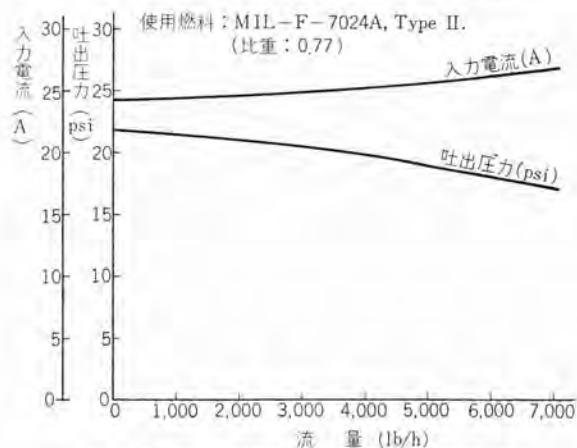


図 6.5 形式 MDK-TF 29600-2 特性曲線
Fig. 6.5 Characteristic curves of type MDK-TF 29600-2

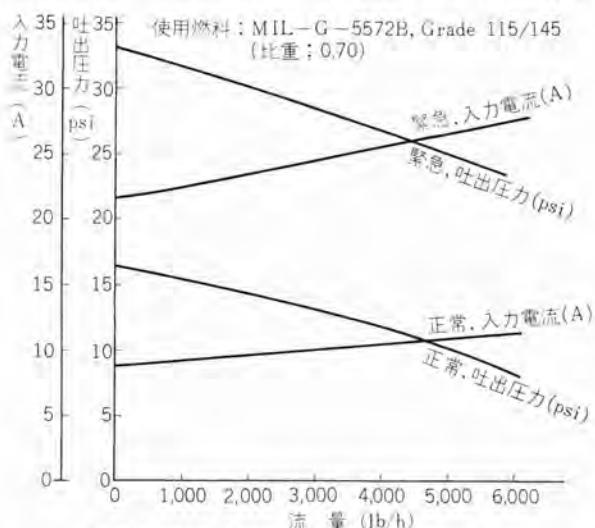


図 6.6 形式 MDK-TF 55000-2 特性曲線
Fig. 6.6 Characteristic curves of type MDK-TF 55000-2

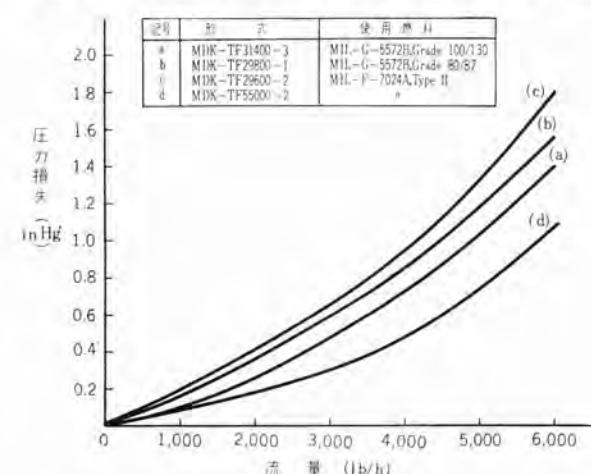


図 6.7 圧力損失特性曲線
Fig. 6.7 Characteristic curves of pressure loss.

とくにインペラとスロートの間隙は、0.15~0.2 mm に微少調整され、漏洩損失ができるだけ少なくしている。図 6.2 に試験装置、図 6.3~図 6.6 に特性曲線を示す。

(4) 電圧変動試験

定格流量の 75 %で作動し、電圧を 18~30 V まで変化

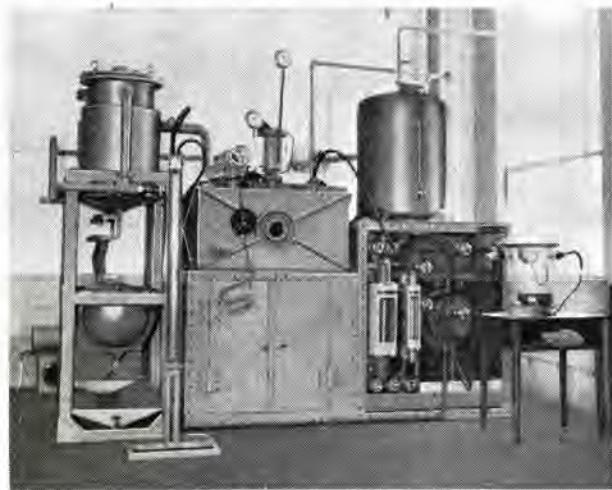


図 6.8 高度試験装置

Fig. 6.8 View of high altitude test equipment.

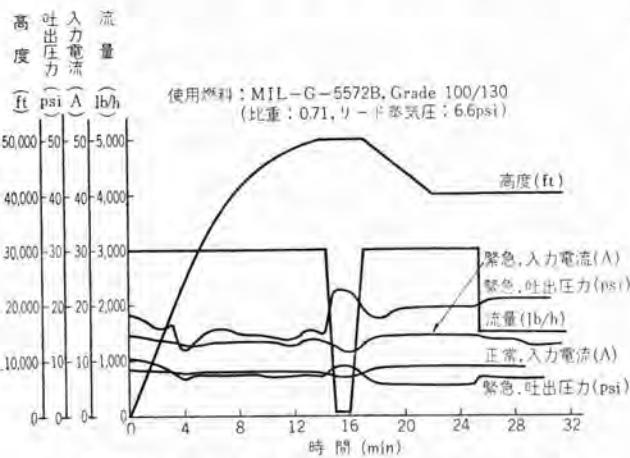


図 6.9 形式 MDK-TF 31400-3 高度特性曲線

Fig. 6.9 Characteristic curves of type MDK-TF 31400-3 for high altitude.

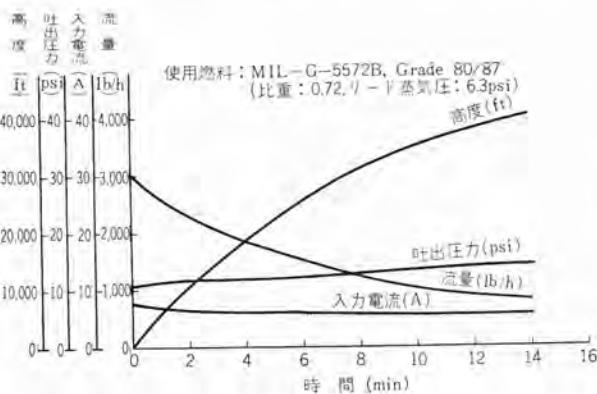


図 6.10 形式 MDK-TF 29800-1 高度特性曲線

Fig. 6.10 Characteristic curves of type MDK-TF 29800-1 for high altitude.

させたとき 1 V 増加ごとに吐出圧力変動は、表 6.3 に示すとおり規定制限圧力に十分満足であった。

(5) 圧力損失試験

電動機の動力を切った状態で燃料を 0 から定格流量まで他の ポンプ によって停止ポンプ をとおして引いたとき、圧力損失は図 6.7 に示すようであった。

(6) 高度試験

航空機が上昇する過程において 燃料タンク の液面に加わる大気の圧力は急速に低下し、燃料は激しく沸騰蒸発する。このような条件では、気泡の発生により気泡のない燃料の流れが減少し、ポンプ の性能がいちじるしく害されることになる。こうした高空における状態の性能を確認するために図 6.8 に示す高度試験装置により、一定時間に規定の高度相当に タンク の液面を減圧し規定流量で運転したばあいの吐出圧力を記録した。吐出圧力は、図 6.9~図 6.12 の特性曲線に示す。

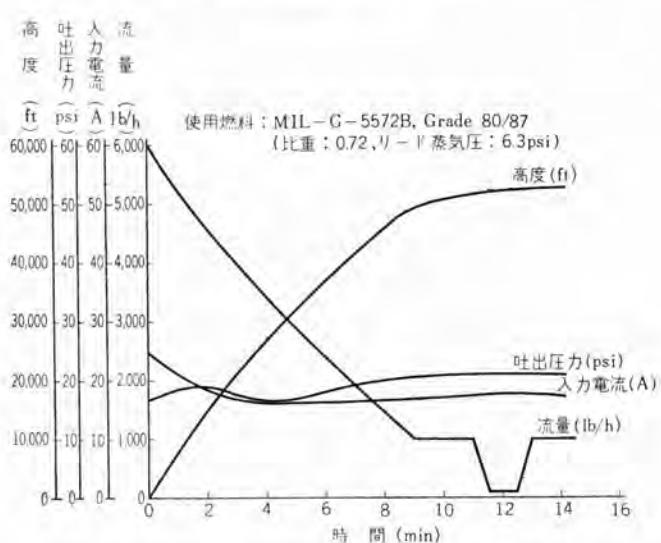


図 6.11 形式 MDK-TF 29600-2 高度特性曲線

Fig. 6.11 Characteristic curves of type MDK-TF 29600-2 for high altitude.

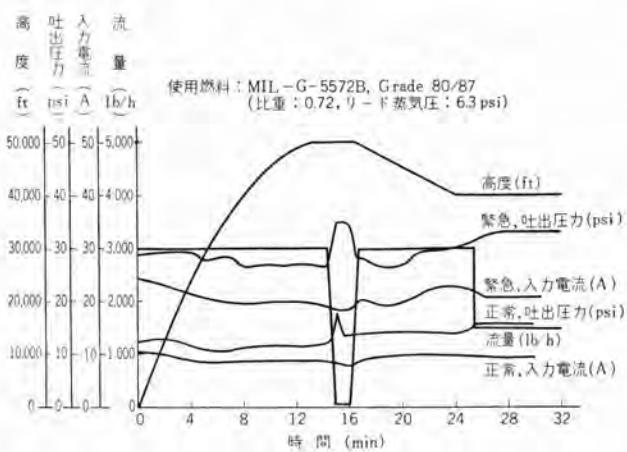


図 6.12 形式 MDK-TF 55000-2 高度特性曲線

Fig. 6.12 Characteristic curves of type MDK-TF 55000-2 for high altitude.

表 6.4 耐久試験要領

形 式	試験手順 (合計 1,200h)				使 用 燃 料
MDK-TF31400-3	285h 高度 40,000 ft 50h (海面状態 正常定格 使用燃料 (1))	12h 235h (緊急定格 使用燃料 (1))	865h (海面状態 正常定格 使用燃料 (2))	38h (海面状態 緊急定格 使用燃料 (2))	(1) MIL-J-5624D, Grade JP-4. (2) MIL-S-3136A, Type II.
MDK-TF29800-1 MDK-TF29600-2	450h (海面状態 正常定格)	300h (高度 50,000 ft 23h 海面状態 正常定格 1サイクル)	450h (海面状態 正常定格)		MIL-J-5624D, Grade JP-4.
MDK-TF55000-2	450h (海面状態 正常定格 430h 緊急定格 20h)	300h (高度 50,000 ft 23h 海面状態 1h (正常定格 13h 緊急定格 10h) 1サイクル)	450h (海面状態 正常定格 430h 緊急定格 20h)		MIL-G-5572B, Grade 115.145.

(7) 耐久試験

長時間連続使用の適否を確認する試験として、表 6.4 に示す手順で室温、液温はいずれも 21~40°C に規定し、それぞれ海面上状態および高度状態で連続 1,200 時間運転した。運転継続中は注油、ブラシ、整流子および他の部品はいっさい交換しない。運転中のポンプの吐出圧力、電流はほとんど一定値を示し、振動、音響などの異常は全然認められなかった。耐久試験完了後に再較正試験を実施した結果、すべて性能は満足であった。

7. む す び

以上大要を述べた燃料ブースタポンプは、多くの特長をもつが要約してみると、

- (1) 航空機用として特異な形状をもち、小形、軽量でしかも堅固である。
- (2) 部品はすべて互換性があり、組立調整および分解修理が非常に簡単である。
- (3) 燃料タンク内に浸漬取付けられるのであまりスペースをとらず、燃料のレベルは最底までくみ出せる。
- (4) ポンプは遠心渦巻形で吐出圧力が大きく、駆動電動機の回転数変換により所要圧力の調整ができる。
- (5) ポンプ効果が失われた場合には、バイパスバルブにより最小の圧力損失で燃料が流れれる。
- (6) 電動機部分は、完全密閉の防爆形であり駆動軸貫通部分はメカニカルシールを設けて、電動機部分に燃料がはいらない構造にしている。
- (7) 圧力低下による燃料の沸騰蒸発などで発生する

気泡を強制分離している。

(8) 整流火花放電により発生する伝導性障害波は、フィルタの配置により除去しており、また輻射性障害波は、構成部品をすべて完全なボンディングにより外部へ輻射されるのを防いでいる。

(9) 耐久寿命は、1,200 時間以上連続使用しても満足な性能をもっている。

(10) 使用材料は耐燃性、耐腐食性、耐湿性および耐菌性でいかなる環境で使用しても信頼度が高い。

などをあげることができる。

航空機に搭載する機器として、安全であることがとくに重要で、品質の維持、性能の安定には非常に高度な技術を必要としている。性能は適用規格を満足するものであり、とくに高空における状態、低温状態など非常に苛酷な条件となっているがあらゆる環境条件でも性能は十分発揮されている。

開発完成には種々困難な問題に直面したが、すべて今後の航空電装品開発の参考とし、たゆまざる研究に努力したいと考えている。

おわりにこの燃料ブースタポンプの開発および適用規格による認定試験に際し、種々ご指導ご協力賜わった防衛庁技術研究本部、新三菱重工名古屋航空機製作所および川崎航空機工業岐阜製作所の関係各位に厚く感謝の意を表する。

参 考 文 献

- (1) 木村秀政：航空学辞典、353 (昭 34).
- (2) 南俊悟・江森三郎：ポンプと電動機、79 (昭 34).

航空機用リレー AN 3370

名古屋製作所 兼松 豊*・小沢 靖彦*・小川 一*・沢田 忠*

Aircraft Relays AN3370

Nagoya Works

Yutaka KANEMATSU・Yasuhiko OZAWA
Hajime OGAWA・Tadashi SAWADA

Jet fighting planes in this country are on the high road of development. This has brought about the manufacture of aircraft apparatus of various types. Relays AN3370-1 and AN3370-2 are one of them completed by Mitsubishi. They are built in accordance with the standard of U.S. army used for switching of power source and control of motors as high current magnetic contactors. In anticipation of every condition to be met with during the flight, such severe tests as 50,000 cycle motor load test, rupture test of 2,000 A DC, 25 g shock test and other thirty allied tests are given to them to ascertain their safety and dependability, being unparalleled in the test of other industrial products.

1. まえがき

戦後わが国の航空機工業界は新三菱重工(株)がF-86 F ジェット戦闘機、川崎航空機工業(株)がT-33 A ジェット練習機の国産化を開始し、ついで富士重工(株)が T-1 A ジェット練習機の国産化に着手し着々とその歩みを進めている。とくに川崎航空機工業(株)ではこのほど T-33 A ジェット練習機の計画機数を完成し、あらたに P2 V-7 対潜哨戒機の製造を開始した。また新三菱重工(株) 川崎航空機工業(株)共同生産となる F-104 J ジェット戦

斗機の国産もようやく軌道に乗ろうとしている。

以下に述べるリレー AN 3370-1, AN 3370-2 は上記 F-86 F ジェット戦闘機用として開発され、T 1 A ジェット練習機にも使用できるもので直流電磁石により接点を動作し電源の開閉、電動機の制御等を行なう大電流用電磁接觸器である。

このリレーは米軍規格により寸法、重量、材料、その他が規定されかつ定められた認定試験に合格してはじめて製造許可となるもので航空機用として遭遇すると予想されるあらゆる環境下においても、十分性能を發揮しう



図 2.1 リレー AN 3370-1

Fig. 2.1 Relay AN 3370-1.



図 2.2 リレー AN 3370-2

Fig. 2.2 Relay AN 3370-2.

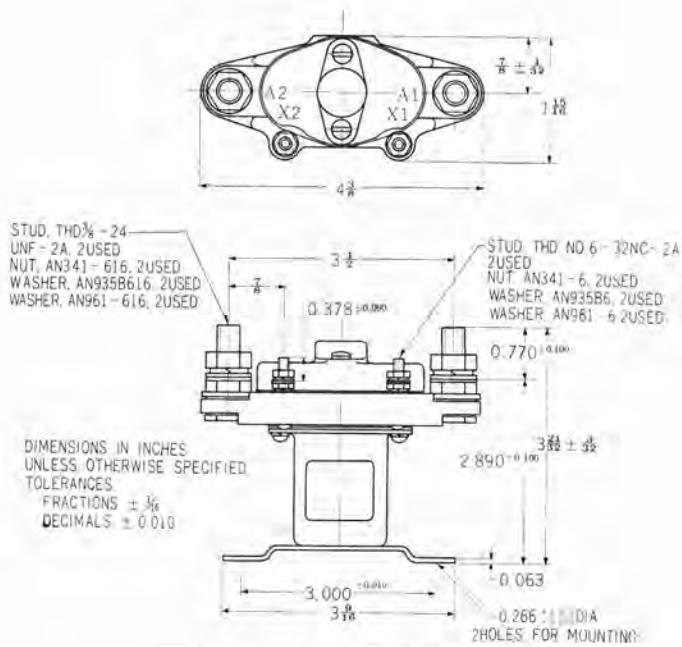


図 2.3 リレー AN 3370-2 外形寸法図

Fig. 2.3 Outline dimensions of relay AN 3370-2.

ることを要求されており、とくにその安全性と信頼性の確認、保持に努めている。

なおこのリレーは34年4月認定試験に合格し目下量産品納入中である。

2. 定格と規格

航空機用の部品はすべて認定試験が該当規格に基づいて厳格に行なわれる。リレー AN 3370 は米軍規格 MIL-R-6106 B および標準 AN 3370 の両者により、その定格値と外形寸法はつぎのとおり決められている。

(1) 定格電圧	DC 28 V
(2) 定格負荷	
抵抗負荷	200 A
誘導負荷	100 A
電動機負荷	200 A
(3) コイル電流	0.6 A 以下
(4) 寿命	50,000 回以上
(5) 重量	1.25 ポンド (0.576 kg) 以下

3. 規格、試験の大要

該当規格からつぎの試験が実施される。

表 3.1 の試験項目はそれぞれつぎのような試験内容である。

表 3.1 AN 3370 認定試験項目一覧表

グループI	グループII	グループIII	グループIV
製品検査	製品検査	製品検査	製品検査
絶縁耐力	絶縁耐力	絶縁耐力	絶縁耐力
吸引電圧	吸引電圧	吸引電圧	吸引電圧
落下電圧	落下電圧	落下電圧	落下電圧
コイル電流	コイル電流	コイル電流	コイル電流
接点間電圧降下	接点間電圧降下	接点間電圧降下	接点間電圧降下
高溫	過渡負荷	コイル温度上昇	接続通電
低温	電動機負荷	高所使用回数	電動度
砂塵		誘導負荷	振動
湿露		低溫曝露	速度
追加動作回数		防爆	絶縁

3.1 電気的特性試験

(1) 絶縁耐力

コイルと接地金属部間に AC 1,000 V 1 分間、その他の端子間に定格電圧の 2 倍に 1,000 V を加えた AC 電圧 (1,056 V) に 1 分間耐えること。この試験は環境試験および負荷試験後にそれぞれ指定されている。

(2) 吸引電圧

コイルに印加する電圧を徐々に増加し、吸引するときの電圧であるが、コイルの温度上昇後においても DC 18 V 以下でなければならず常温においては約 13 V 以下で吸引する必要がある。この試験は環境試験のすべてに指定されている。

(3) 落下電圧

コイルに最高使用電圧 DC 29 V を印加した後、徐々に

航空機用 リレー AN 3370・兼松・小沢・小川・沢田

減少し遭遇するすべての温度範囲で DC 1.5 ~ 7V 間で無励磁位置に確実に復帰すること。したがって常温においてはさらに狭い範囲に調整しておかなければならない。

(4) コイル電流

遭遇するすべての温度範囲において コイル電流は最高使用電圧を印加したとき 0.6 A 以下のこと。

(5) 接点間電圧降下

リレーに定格電流 (200 A) を流したときの主端子間の電圧降下を規定したもので 0.1 V 以下のこと。これは各種環境試験および負荷試験後にも要求され接点材料の選択に制限が加わっている。

200 A 通電時 0.1 V の電圧降下は抵抗値に換算して 0.0005 Ω 以下となり、このなかには接触抵抗以外に通電部の固有抵抗も含まれているから負荷試験後の接点が荒れた状態でこの値に合格させることはかなり困難であった。

(6) コイル温度上昇

3 時間連続してコイルに最高使用電圧 (29 V) を印加し、主端子間には 200 A を通電し、コイルの温度上昇は抵抗法により 105°C 以下のこと。

3.2 環境試験

(1) 高温

周囲温度 71°C の恒温槽中に 16 時間以上放置し、各種特性試験を実施する。

(2) 低温

周囲温度 -55°C の恒温槽中に 16 時間以上放置し、各種特性試験を実施する。

(3) 砂ジン

MIL-E-5272 A の砂ジン試験手順 I により試験した後、各種特性試験を実施しさらに、定格抵抗負荷を 5,000 回開閉する。

(4) 耐湿

MIL-E-5272 A の耐湿試験手順 I により 250 時間相対湿度 95 ± 5 % 温度は最高 71°C とする。この期間中端子とアース間の漏洩電流は AC 150 V で 0.1 A を超過しないこと。その後各種特性試験を実施し、さらに定格抵抗負荷を 5,000 回開閉する。

(5) 塩霧

MIL-E-5272 A の塩霧試験手順 I を 50 時間受ける。50 時間後リレーを水洗乾燥し各種特性試験を実施しさらに、定格抵抗負荷を 5,000 回開閉する。

(6) 低温曝露

リレーを -65°C に 48 時間放置した後、各種特性試験を実施する。

(7) 防爆

MIL-E-5272 A の防爆試験手順 I を受けこれに十分耐えること。防爆試験は定格誘導負荷により実施する。

(8) 衝撃

MIL-E-5272 A の衝撃試験手順 I により、衝撃作用全時間 0.006~0.009 秒の弾性衝撃 25g を 1 回与えたとき接点のはねは 0.002 秒以下であること。衝撃試験は 3 軸方向に対し各 2 回実施する。

(9) 振動

全振幅 1.6 mm で 10~55 c/s の範囲を一様に変化する単弦振動を、3 軸方向に各 3 時間合計 9 時間与える。この期間中接点のはねは皆無であること。DC 18 V 以下で吸引しそのまま 9 V まで電圧を下げても励磁の状態を保持していること。

(10) 加速度

MIL-E-5272 A の加速度試験手順 II により 10g の加速度を 3 軸方向にそれぞれ与え、接点の誤動作皆無のこと、DC 18 V 以下で吸引し 9 V まで低下させても励磁の状態を維持すること。

3.3 負荷試験

(1) 追加動作回数

グループ I で砂ジン、耐湿、塩霧試験後にそれぞれ 5,000 回定格抵抗負荷を開閉したが、このリレーの寿命は最低 50,000 回であるから定格抵抗負荷を 35,000 回追加するものである。

(2) 過負荷

定格抵抗負荷の 8 倍の電流 (1,600 A) を通電 0.2 秒無通電 20 秒の割合で 50 回開閉する。

(3) 電動機負荷

図 3.1 に示すように突入電流 1,200 A、シャ断電流 200 A 通電 0.35 秒、無通電 2 秒、突入電流の持続時間は 0.07 秒の抵抗負荷を 50,000 回開閉すること、さらにこの後過負荷を 50 回開閉する。

(4) 高所使用回数

高度 50,000 フィート (15,240 m) 相当気圧のもとにおいて定格抵抗負荷を 2,500 回開閉する。

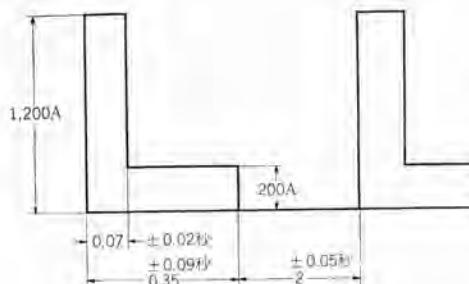


図 3.1 電動機負荷の電流と時間の関係

Fig. 3.1 Relation between current and time in motor load.

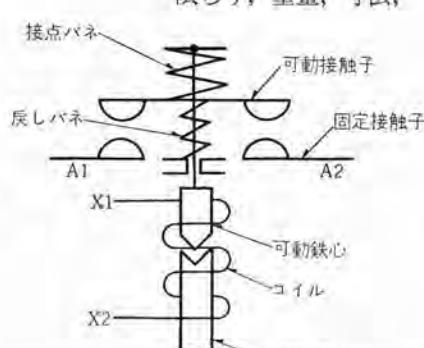


図 4.1 リレー AN 3370 の構造
Fig. 4.1 Construction of relay AN 3370.

(5) 高所作動

高度 50,000 フィート (15,240 m) 相当気圧のもとにおいてコイルに DC 29 V を印加、主接点に 200 A を 3 時間連続通電する。

(6) 誘導負荷

AN 3179 のインダクタを使用し高度 50,000 フィート (15,240 m) 相当気圧のもとにおいて 100 A の誘導負荷を 5,000 回開閉する。誘導負荷の時定数は約 0.026 秒。通電 0.5 秒以上、無通電 2.5 秒以下。

(7) 連続作動

最高使用周囲温度 71°C で 3 時間コイルに DC 29 V を印加、主接点に 200 A を連続 3 時間通電する。

4. 構造その他

4.1 構造

リレーの構造は図 4.1 に示すように普通のソレノイドに両切り式の接触子を組合せたもので、一般的な構造である。AN 3370-1 と AN 3370-2 は本質的には同じであるが、取付足と端子の出し方が図 2.1, 2.2 のように異なっているだけである。

航空機用として開発したリレーであるから取付方向による特性の変化はなく、振動や加速度のような条件が付加されても性能は十分満足するものである。

4.2 P-S 曲線と G-P 曲線の関係

Pressure-Stroke (P-S) 曲線とソレノイドの Gap-pull (G-P) 曲線とは一般のリレーよりいっそう密接な関係があり、二つの曲線の真の値を求めなければ、航空機用リレーの開発は困難である。図 4.2 に P-S 曲線と G-P 曲線を示したが、P-S 曲線は加速度、振動、衝撃、環境試験、負荷試験、G-P 曲線と吸引落下電圧、バネ材料と可動接触子の温度、振動系の重量と支持法、接点の消耗量、その他多数の要素に関連して求められる。しかし G-P 曲線は a 点を通過した後必ずしも b' 点を通過するとは限らず、重量、寸法、

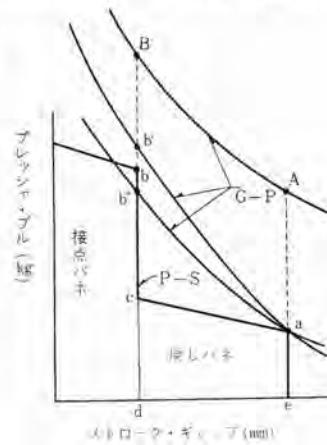


図 4.2 P-S 曲線と G-P 曲線
Fig. 4.2 Pressure-stroke curve and gap pull curves.

構造、コイル電流、温度上昇が規定されているので曲線の絶対値およびその上昇の度合を変更することは實際上あまり期待できない。もちろん G-P 曲線の改善に力を注ぐのであるが、G-P 曲線と P-S 曲線はそれぞれ単独に考えられるものではなく、相対的なものであるから、G-P 曲線の改善の限界に来たら P-S 曲線を下げて相対的に G-P 曲線が $a \rightarrow b'$ となるようにする。このとき単に P-S 曲線を低下させるのではなく、その対策を講じなければならない。 $b' > b$ の関係を必要とする理由は全使用温度範囲で、定められた吸引電圧以下でなめらかな動作を保証するためである。普通の動作電圧 (DC 29 V) ならば P-S 曲線よりはるかに高い G-P 曲線 ($A \rightarrow B$) を呈するから問題はない。

過去幾機種も開発した経験では、ほとんどの機種が非常な努力を払ったすえ、わずかに $b' > b$ の関係が得られるのであるが、AN 3370 に関してはどうしても b 値そのものを高く要求するので好結果が得られなかつたが、振動、衝撃について対策を施し、 b 値を低下させ相対的に $b' > b$ の関係を得て全使用温度範囲と全寿命期間中の性能を十分に満たす好成績を得た。

4.3 衝撃試験

25 g の衝撃をリレーに与えた場合接点の誤動作をもつとも生じやすい衝撃の方向は、無励磁の場合は可動接触子が固定接触子に衝突する方向であり、励磁したときは逆に遠ざかる方向である。他の方向ではなんらトラブルを生じない。無励磁のとき接点が接触するまでに戻しバネが吸収するエネルギーは図4.2 の acde の面積で表わされる。衝撃試験の不具合を解析し改良するときに困難を感じるのは、衝撃を与える時間が 0.006~0.009 秒という極端に短く、現象が短く再現性に乏しいことである。そのため定量的な分析はむつかしく、改良に苦心を払った。

4.4 接点バネ

バネはリレーを構成する部品としてもっとも大切な部品の一つに数えられる。とくに航空機用となれば小形軽量で大容量を要求されかつ周囲温度が低温は -65°C、高温側は 70~130°C でありバネ自身がさらされる実際の温度は -65°C から数 100°C にもなる (アーチを考慮すればさらに高くなる。) このような急激な温度変化に十分耐え、高温で長時間使用してもバネ特性の変化の少ない材料と処理法の選定を研究しバネ用ステンレス鋼線に特殊な処理を施すことにより、限られたスペースで確実に動作し、しかもそのヘタリが 3~5% 以内という好成績のバネを開発した。

一般に金属材料は、温度により横断性係数 G が低下し機械的強度も温度とともに変化するものである。低温焼

鈍の温度によって特性は変化する。使用温度が常時 200°C 以上であるからクリープも大きく平均応力と応力振幅の関係は常温における考え方と異なって来る。腐食環境に強いバネ材料と機械的性質の関係など、今後も引き続き研究を要する問題である。

4.5 重量制限

規格の最大値 1.25 ポンド (0.576 kg) に対し約 2% (10 g) の余裕を生じるまでに切りつめた。これまでには余肉は全部削除し、さらに必要な個所の肉も構造を変更し重量の軽減に努力した。このためモールド部品、ワニス処理など重量的に不確実な部品には重量管理を実施している。

元来同一形式のリレーにおいて定格電流値と重量の関係は次式で表わされる。

$$W = KI^a$$

W : リレー重量 (ポンドまたはキログラム)

K および a : 定数

I : 定格電流値 (アンペア)

この関係を各種の AN リレーについて表わすと 図4.3 のようになり、AN 3370 を除く他のリレー重量はすべて妥当な規定値を示しているが、AN 3370だけは異常に低い値を規定している。この値は表から明らかなように 1.90 ポンド (0.860 kg) 程度に規定すべきが妥当であると考えられる。

4.6 絶縁と接点

絶縁は B 種に近いものを実施したが、環境試験の結果さらに一部分環境試験に対処する策を講じた。モールド部品は高温で使用されるためシーゼニシングの必要がある。モールドは MIL-M-14 E の各タイプのものを用途に応じ使い分けている。

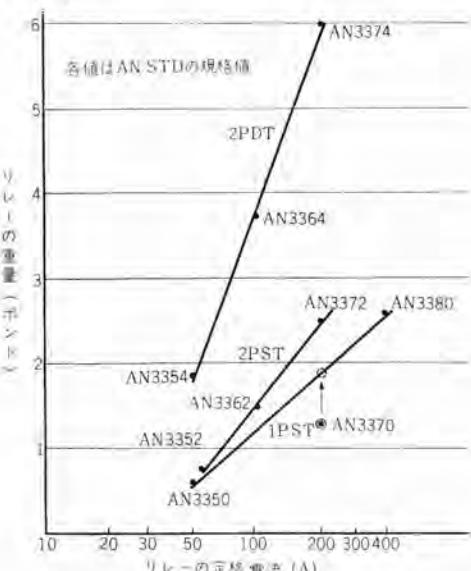


図 4.3 AN 形リレーの定格電流-重量
Fig. 4.3 Relation between rated current and max weight of AN type relays.

種々の接点を使用したが接点の台金の強度も相当に影響し、接点にとって好都合な寸法では電気的特性が悪化し、さらに振動と衝撃試験で不合格となるのでこの解決にも相当の苦心を払った。

5. 試験結果

防衛庁と機体会社立会のもとに実施される認定試験に合格するまで、接点メーカー6社10種類の接点材料の組合せと種々の接点圧力、接点間隙を適用し数十個について試作試験を進めた。その結果つぎのような優秀な成績で合格した。

5.1 電動機負荷

50,000回開閉後の接点の消耗は少なく試験規格を十分満足し、まだ相当の余力がある。図5.1に電動機負荷のオシログラムを、また図5.2に試験後の接点部分の写真を示した。

5.2 過負荷試験、シャ断試験

過負荷試験(1,600A開閉)50回は早くから解決でき

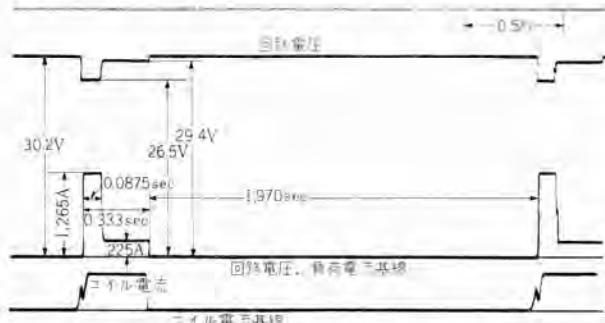


図 5.1 電動機負荷試験

Fig. 5.1 Oscillogram of motor load test.



図 5.2 電動機負荷50,000回後の接点

Fig. 5.2 Contacts after 50,000 cycle motor load test.

たが、シャ断試験(2,000A開閉)50回は試作中良い結果がなかなか得られず改良を重ねた。その結果50回以上

の開閉に成功し、後に800回開閉してもまだ能力を保有していることを確かめた。

5.3 誘導負荷

AN 3179のインダクタを使用するこの誘導負荷は大きなアーチを伴い接点材料の飛散消耗が激しい。この誘導負荷は50,000フィート(15,240m)相当の気圧のもとで実施されるのでとくに接点部周辺の絶縁材料には注意を払った。

なお誘導負荷のオシログラムを図5.3に示した。

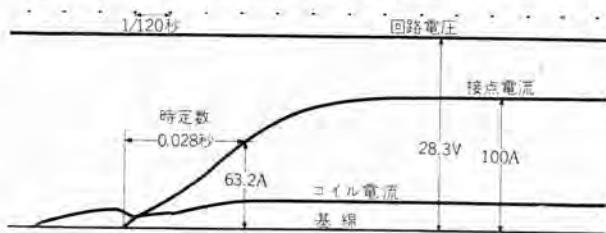


図 5.3 誘導負荷の時定数

Fig. 5.3 Oscillogram show of time constant of inductive load.

6. むすび

以上のような経過をたどりこのリレーの開発を完了したが、技術の進歩は日進月歩であり、これに伴なって規格も改定されて行く。このリレーの規格も現在ではMIL-R-6106Cが発行されさらにその修正版まで出ている状態である。一般に規格が改定されると旧規格の苛酷に過ぎる箇所を修正されることもあるが、要求事項は全般的に前よりもさらに苛酷になるのが常である。そこに進歩があり向上が生れる。安易な考えでは常にくれを取るばかりでとうてい発展は望めない。今回の成功に気を許すことなくさらに不断の努力を続けなければならぬことを痛感する次第である。

終りに当たり開発途上一方ならぬご指導ご援助をいたいた防衛庁技術研究本部、新三菱重工業(株)の関係の方々および当社研究所材料研究室、その他関係者に深く感謝の意を表する。

参考文献

- (1) 日本バネ協会編：バネ論文集、第3号、第5号。
- (2) 石橋 正：金属の疲労と破壊の防止。
- (3) MIL-R-6106B Relays, Electric, Aircraft, General Specification for.
- (4) 茂木 見：電磁装置とその設計。

艦船用埋込シャンターアクセサリ AQB 形および NQB 形

名古屋製作所 高見滋*・横井繁**

Types AQB and NQB Insulated Case Circuit Breakers for Marine Use

Nagoya Works Shigeru TAKAMI • Shigeru YOKOI

Types AQB and NQB series of insulated case circuit breakers for marine use are the ones developed recently to accord with the standard NDSXXF-8804 of the defence agency. Their dimensions are the same as those of MIL-C-17361, but their performances are far better than the requirements. There are four kinds of frame size: 50A, 100A, 225A and 600A. The rated interrupting capacities are: 10,000~30,000A at 500 V AC and 5,000~20,000A at 350 V DC. To withstand vibration and heavy impact (H1-1A) peculiar to ships special consideration has been taken to their materials and construction. This article covers the construction, characteristics, applied-standard, test results and criterion of selection with these breakers.

1. まえがき

1953年、防衛庁海上自衛隊用として MIL-C-1938 Circuit Breaker, Electric Air Shipboard use を基礎とした艦船用モールドケースシャン断器の開発に着手し、1954年末 100 A フレームの完成に成功した。⁽¹⁾その後、引続いて幾多の研究を重ね、つぎの順序で全フレームをわが国で初めて完成した。

- (1) 1954年 225 A フレーム
 (2) 1956年 100 A フレーム A形(改良形)
 (3) 1959年 600 A フレーム
 (4) 1960年 50 A フレーム

このショートカットは防衛省規格 NDSXX F 8804 埋込ショートカット AQB 形および NQB 形の要求に合致するもので、警備艦、駆逐艦、掃海艇あるいは潜水艦などの艦内電路の保護装置として重要な役割を果している。

AQB 形埋込 シヤ断器（以下単に シヤ断器 と呼ぶ）は日本工業規格 JIS C 8370 (1955) 配線用 シヤ断器 と回路保護の本質に変わりはないが、艦艇特有のあらゆる使用条件に適するように考慮されている。すなわち防衛庁規格 NDSXF 8005 の高衝撃適性階級 HI-1 A5 に適合す



図 1-1 AOB 形 埋込 シヤ断器の外観

Fig. 1.1 Front view of insulated case circuit breakers Type AQB

る大きな機械的衝撃に耐える要求ならびに連続使用温度175°Cに耐えうるモールド(絶縁物)の開発や、耐衝撃機構、構造部品、材料など幾多の問題を克服し、防衛庁の特殊検査(形式試験)にすぐれた成績で合格した画期的な製品である。

以下、この種シャンクの構造、特性、規格、試験成績および選定法などについて紹介する。

2. 定格および仕様

シヤ断器の定格および仕様は表2.1に示すとおりである。

3. 構 造

表 2.1 AQB 形および NQB 形埋込 シャ断器の仕様一覧

注：※二極シャン断器は三極シャン断路の中央極漏電部分者および消弧装置を取り除いたもの

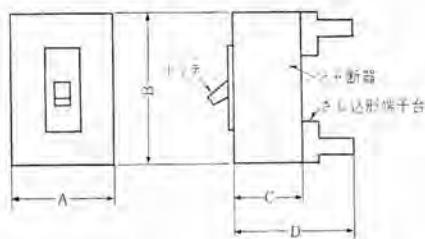


図 2.1 AQB 形および NQB 形埋込 シヤ断器の外形寸法

Fig. 2.1 Outline dimensions of types AQB and NQB insulated case circuit breakers.

表 2.2 AQB 形および NQB 形埋込 シヤ断器の外形寸法および重量一覧

フレームの大きさ(A)	導体接続端子形式	外形寸法 (mm)				重量 (kg)			
		A	B	C	D	AQB 二極	NQB 三極	AQB 二極	NQB 三極
50	表面	105	200	94	—	2.7	3.0	2.4	2.6
	裏面	105	200	94	144	3.2	3.5	2.9	3.1
100-A	表面	127	254	103	—	4.1	4.6	3.6	3.9
	裏面	127	254	103	168	5.2	6.0	4.6	5.2
225	表面	210	394	122	—	11.4	13.0	10.7	12.1
	裏面	210	394	122	195	14.0	15.9	13.3	15.0
600	表面	210	560	140	—	19.5	22.1	18.0	20.8
	裏面	210	560	140	216	26.3	30.7	24.8	29.4

するモールドケース シヤ断器で、NQB 形は引はずし装置を持たない構造のシヤ断器である。二極シヤ断器は三極シヤ断器中央極の通電部分、消弧装置などを取除いたものである。

このシヤ断器は JIS C 8370 配線用 シヤ断器に比べ、構造は類似であるが互換性の要求から、外形寸法、取付



図 3.1 AQB 形 50 A フレーム 三極 シヤ断器 (カバーをはずしたもの)

Fig. 3.1 Type AQB 50 A frame, 3 poles breaker (cover off).



図 3.2 AQB 形 600 A フレーム 三極 シヤ断器 (カバーをはずしたところ)

Fig. 3.2 Type AQB 600 A frame 3 poles breaker (cover off).

寸法その他の構造も規定している点は大きなちがいがある。

構造はつきの六つの部分に分類して述べる。

- (1) 絶縁物容器
- (2) 開閉機構
- (3) 引はずし装置 (衝撃緩衝装置付)
- (4) ロック装置
- (5) 消弧装置
- (6) その他

3.1 絶縁物容器

開閉機構、引はずし装置などを組立て収容する絶縁物容器や操作用 ツッテ (ハンドル) などは特殊のモールド成形品からなっている。これらの成形品は、MIL-P-14 Plastic-materials, molding, and Plastic-Parts, molded, Thermo-setting に規定しているフェノール樹脂系 MMG 級およびガラスメラミン系 MAI-60 級の特性を有する。

この種の成形品は NDSXF 8005 規格の高衝撃適性階級 HI-1 A 5 (MIL-S-901 shock proof Equipment, Class HI-(High-Impact), Shipboard Application test for に相当) の要求に適する高い機械的衝撃力を有する。

また艦内の周囲温度は高くかつシヤ断器内部の温度も高くなるのでモールド成形品は高い温度に耐えるものが必要である。この種モールドは連続使用温度 175°C に耐える特性を有し規格の要求を満足するに十分なものである。

3.2 開閉機構

開閉機構は NF 形 ノーヒューズシヤ断器とどうようなトグル 機構による早入-早切式で、HI-1 A の高衝撃に耐える強さを有する。とくに開閉部は 276.6 kg·m の高衝撃時に主接触子が規定時間をこえる開閉動作をするおそれはない。

225 A および 600 A フレーム シヤ断器の機構は、NF 形 225 A フレーム C 形および 600 A フレームと類似の構造であるが、50 A および 100 A フレームでは NF 形と異なった独自の設計となっている。

機構は引はずし自由で、ツッテ (ハンドル) の位置がシヤ断器の状態 (入、切、トリップ) を示すことは NF 形のばあいと同じである。

接触子はすべて焼結銀合金で、良好な接触を保ち、かつ機構とともに十分な耐久力を有している。



図 3.3 NQB 形 225 A フレーム 三極 シヤ断器 (カバーをはずしたもの)

Fig. 3.3 Type NQB 225 A frame 3 poles breaker (cover off).

3.3 引はずし装置（衝撃緩衝装置付）

引はずし装置は NF 形と類似の熱動一電磁形であるが、衝撃や振動で誤動作し回路を シャ断するのを防止する衝撃緩衝装置を備えている。

衝撃緩衝装置は 50 A および 100 A フレーム シャ断器では平衡車機構⁽¹⁾を、225 A および 600 A フレーム シャ断器には図 3.7 に示す振動子機構を使用し、故障電流に対しては容易に引はずし動作するが、衝撃や振動に対しては引はずし装置と開閉機構との掛け金がはずれないようになっている。

50 A フレーム 以外の引はずし装置はかく定格ごとに独立したユニットで取換可能となっているが、50 A フレーム



図 3.4 AQB 形 225A フレーム 三極 シャ断器 の引はずし装置

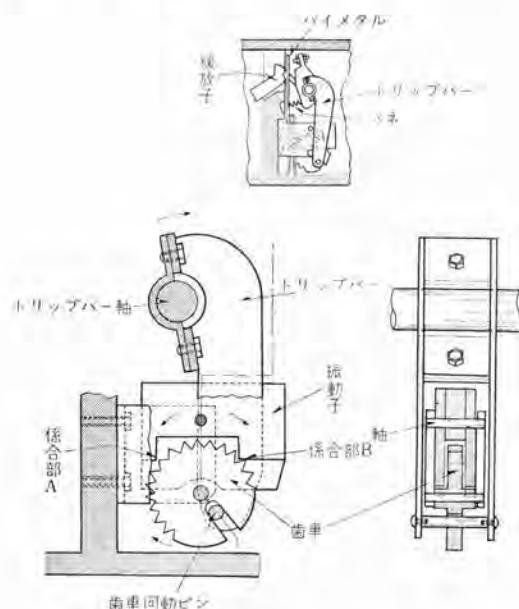
Fig. 3.4 Trip unit of type AQB 225 A frame 3 poles breaker.

シア断器では開閉機構と一緒に組立て、取換えできない引はずし装置となっている。

故障電流がいずれの極に流れても開閉部は全極同時 シア断できる共通引はずしの構造は NF 形とどうようである。

3.4 ロック装置

電動機の起動時や非常時態のばあい、一時的に シア断



衝撃および振動の応力を振動子および歯車に吸収させトリップバーの回転を阻止し、緩放子とトリップバーとの係合を保持し シア断器を閉路状態に維持する。

図 3.5 衝撃緩衝装置の一例

Fig. 3.5 Example of shock proof device.

艦船用埋込 シア断器 AQB 形および NQB 形・高見・横井

器が動作しないよう引はずし装置を機械的に拘束する装置⁽¹⁾である。操作は シア断器の表面のツツミを“ロック”の位置に回せば、引はずし装置は拘束され、“自動”的位置にすれば通常の シア断器として働く。

この装置は故障電流で バイメタル が異常なワニ曲をしても、それ自身には荷重がかかることのないように考慮されているので バイメタル は永久 ヒズミ を生ずるおそれはない。

3.5 消弧装置

この種 シア断器にもっとも適する テアイオン 消弧装置で、V 形溝を有する鋼板製 ブリッド を絶縁物製の支持ワクで適当な空隙をおいて積み重ねたものである。この シア断器では大きな機械的衝撃に耐えるためとくに支持物の強度を増している。225 A および 600 A フレーム用では機械的および熱的衝撃に強い特殊な磁器製支持ワクを使用している。

3.6 その他

(1) 補助スイッチ付

50 A フレーム 以外のかくフレームの シア断器には、シア断器の入切動作に応動する補助スイッチや トリップ のばあいだけ応動する警報スイッチ（信号スイッチ）を内蔵することができる。

(2) 插込接続器

シア断器を盤の表面から容易に着脱できる プラグイン 方式の接続器である。

この接続器は シア断器 端子の裏側に チュウリップ 形の プラグ受を、さし込取付台側に スタッド をかねた プラグ を取



図 3.6 補助スイッチ付 AQB 形 225 A フレーム 三極 シア断器（カバーをはずしたもの）

Fig. 3.6 Type AQB 225 A frame 3 poles breaker with aux. switches. (cover off)



図 3.7 さし込接続器付 AQB 形 100 A フレーム 三極 シア断器

Fig. 3.7 Type AQB 100 A frame 3 poles breaker with plug-in terminal connectors.



図 3.8 AQB 形三極シャンク用アシスト取付台
Fig. 3.8 Plug-in terminal base for type AQB
3 pole breakers.

付けている。チュウリップ形の接触部は十分な通電容量を有し、短絡電流に対して接触部が溶着しないように考慮されており、また大きな電磁力や機械的衝撃で接触部の接触状態が不完全となるおそれはない。

4. 特 性

シャンクの引はずし装置は熱動一電磁形であるから

(1) 長時間引はずしと (2) 瞬時引はずしの二つの特性を有している。(1) 項は加熱子でバイメタルを加熱し、そのワニ曲の動作を使用する傍熱式の熱動引はずしで、(2) 項は電磁引はずし要素によっているので通常、電磁引はずしと呼んでいる。

熱動引はずし特性は全極同時に通電し、周囲温度 50°C のもとで表 4.1 の要求に合致するよう較正される。代表的な時間一電流特性を図 4.1 の特性曲線に示す。この特性は艦船用電線の電流一時間特性が基礎となっており、それらの電線は満足に保護されるように定められている。

熱動引はずし特性は上述のように熱の変化を利用するものであるからその定格は周囲温度によって変わる。このシャンクは周囲温度 50°C における定格を 100% としているが、50°C と異なる周囲温度での定格は図 4.2 に示す温度補正曲線によって求めることができる。

シャンクの電磁引はずしは表 4.3 に示すように定格および記号別 (F, M, I および記号なし) の電流で較正される。この要求は負荷や回路の性質を考慮して定められ

表 4.1 電流引はずし特性

NDS XXF 8804 または MIL-C-17361		JIS C 8370 (1955)		
熱動 引 はず し	電流	時間	125% 電流	100A まで 100A 以上 60分以内 120分以内
			30A まで 31~50A 51~100A	2分以内 4分 7分
			101~225A 226~400A 401~600A 601~800A	8分 10分 12分 14分
電磁 引 はず し		表 4.3 による	規 定 な し	

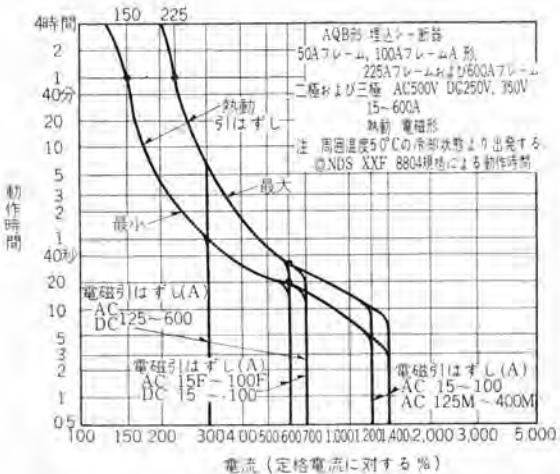


図 4.1 最大一最小動作特性曲線
Fig. 4.1 Max-mini tripping characteristic curves.
表 4.2 シャンクの定格電流と接続導体

シャンクの 定格電流 (A)	防衛庁規格		MIL-C-17361	
	導体の大きさ (×10 ³ CM)	断面積 (mm ²)	ケーブル規格	
			AC	DC
15	4.1	2.08		
	10.4	5.29		
25	20.8	10.5		
			THFA 50	DHFA 40
50				
75	41.7	21.8		
	66.0	33.6		
100			THFA 200	DHFA 150
125	83.7	42.5		
	106	53.3		
150	133	67.4		
	212	107		
225				
250	250	127		
	300	152		
	350	203		
	400	253		
	500	355	2 (THFA 300)	2 (DHFA 250)
	600	481		

注 ※印 MIL-C-915 による。

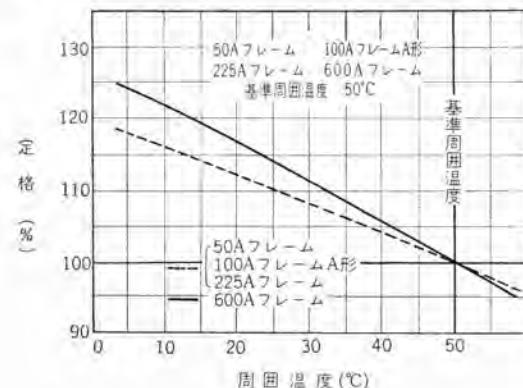


図 4.2 温度補正曲線 AQB 形埋込シャンク
Fig. 4.2 Temperature correction curve of
insulated case circuit breaker.

たもので、他の類似シャンクにはこのような規定はない。

5. 適用規格および他の規格との関係

シャンクの適用規格は防衛庁規格 NDSXXF 8804 埋込シャンク、AQB 形および NQB 形によっている。この規格の基礎となったものは MIL-C-1938 Circuit Breaker, Electric Air Shipboard use であったが現在では

表 4.3 AQB 形シヤ断器の電磁引はずし電流

フレームの大きさ (A)	引はずし装置定格 (A)	電磁引はずし電流 (A)	
		交 流	直 流
50	15	180~210	90~105
	15F	90~105	—
	25	300~350	150~175
	25F	150~175	—
	50	600~700	300~350
100	50F	300~350	—
	15	180~210	90~105
	15F	90~105	—
	25	300~350	150~175
	25F	150~175	—
	50	600~700	300~350
	50F(三極だけ)	300~350	—
	75	900~1,050	450~525
	75F(三極だけ)	450~525	—
	100	1,200~1,400	600~700
225	100F(三極だけ)	600~700	—
	125	750~875	750~875
	125M	1,500~1,750	—
	150	900~1,050	900~1,050
	150M	1,800~2,100	—
	175	900~1,050	900~1,050
	175M	2,100~2,450	—
	225	900~1,050	900~1,050
	225I	900~1,050	900~1,050
	225M	2,700~3,150	—
600	250	1,500~1,750	1,500~1,750
	250M	3,000~3,500	—
	300	1,800~2,100	1,800~2,100
	300M	3,600~4,200	—
	350	1,800~2,100	1,800~2,100
	350M	4,200~4,900	—
	400	1,800~2,100	1,800~2,100
	400M	4,800~5,600	—
	500	1,800~2,100	1,800~2,100
	600	1,800~2,100	1,800~2,100

- 注 1. 上表は熱電磁引はずして各極ごとに通電したばあいを示す。
 2. 文字 F のついている引はずし装置は小容量のフィーダおよび電灯回路に使用する特殊の動作特性をもつものである。
 3. 文字 M のついている引はずし装置は電動機および変圧器回路に使用する特殊の動作特性をもつものである。
 4. 文字 I のついているものは電磁引はずし装置だけをもつものである。

MIL-C-17361⁽²⁾ (SHIPS) 7 November 1952, Interim military Specification Circuit Breakers, Air, Electric, Insulated Enclosure (Shipboard use) に置換わっている。

このシヤ断器の適用規格は類似シヤ断器の規格とどのような相違があるか検討してみよう。

5.1 NDSXXF 8804 と MIL-C-17361 との相違

シヤ断器の寸法、特性および性能は同じであるが両規格にはつきの相違がある。

(1) MIL-C-17361 には 50 A フレームおよび定格電圧 DC 350 V の規定はない。

(2) MIL-C-17361 の “Hold-in” device に対して、NDSXXF 8804 では “ロック装置” となっている。

(3) MIL-C-17361 と NDSXXF 8804 の試験項目は表 5.1 に示す相違がある。

5.2 NDSXXF 8804 と JIS C 8370 との相違

(1) JIS C 8370 には外形寸法、取付寸法、定格電圧 DC 350 V、記号付定格、ロック装置およびさし込端子台に関する規定はない。

(2) JIS C 8370 の定格シヤ断容積はフレームの大きさに無関係であるのに対して、NDSXXF 8804 ではフレームの大きさ別に規定している。

(3) NDSXXF 8804 には高衝撃適性階級 HI-1 A 5 に耐え、また連続使用温度 175°C に耐える要求がある。

艦船用埋込シヤ断器 AQB 形および NQB 形・高見・横井

表 5.1 各種規格別形式試験項目の比較

試験項目	防衛省規格 NDS XXF 8804 埋込シヤ断器	MIL-C-17361 (1952) Circuit Breaker, Insulated Enclosure	JIS-C-8370 (1955) 配線用 シヤ断器	NK 規格 埋込 シヤ断器
電流引はずし	○ (150% 225% 600%)	○ (150% 225% 600%)	○ (125% 200%)	○ (125% 200%)
電磁引はずし 過負荷	—	—	—	—
温度	○	○	○	○(軽度)
耐久	○	○	○	○
電流引はずし 絕縁抵抗	○	○	○	○
絶縁耐力	○	—	○	○
短絡(シヤ断)	○	—	○	○
(コード保護)	—	—	(○)	—
電流引はずし 絶縁抵抗	—	—	○ (200%)	○ (200%)
絶縁耐力	○	○	○	○
振動	—	—	—	—
衝撃	上面、背面 側面および 頭側(上下) 3課程	上面、背面 側面 2課程	—	—
電流引はずし (耐熱)	(○)	—	—	—
(高溫)	(○)	—	—	—
基準周閉温度(°C)	50	50	25	50
計	14	10	11	11

注：○印は試験するもので、上から試験順序を示す。

(4) 試験項目は表 5.1 に示す相違がある。

以上の検討から、このシヤ断器は MIL-C-17361 に対して、種類は多く一段と高性能(直流定格シヤ断容積および耐振動、耐衝撃性)になっており、JIS C 8370 に対しては、精度の高い特性で、きわめて大きな機械的強度を要求され、両者の用途上からの相違を明確に示している。

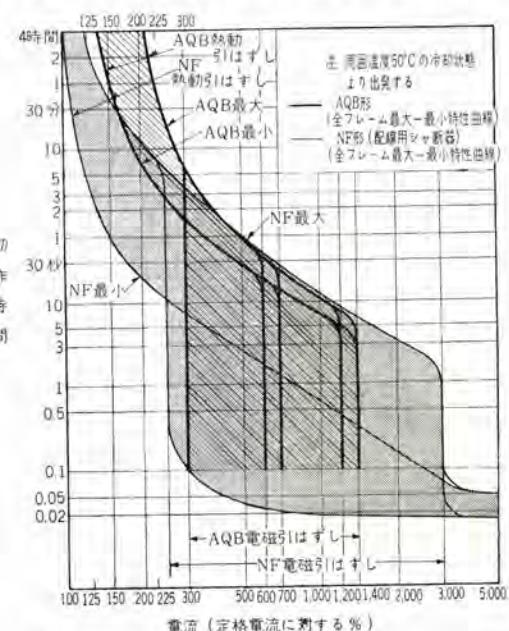


図 5.1 AQB 形埋込シヤ断器と配線用シヤ断器 (NQB 形ノーフューズシヤ断器) の動作特性曲線・比較
Fig. 5.1 Comparison of operation characteristics between insulated case circuit breaker and no-fuse breaker.

6. 試験基準と試験成績

6.1 試験基準

AQB 形シヤ断器の品質および特性の良否を確認する

試験基準は、防衛庁規格に定められている特殊検査によった。防衛庁規格 NDSXXF 8804 に定められている特殊検査の試験項目および試験順序は、表 5.1 に示すとおりである。

なお防衛庁立会のもとに受検する特殊検査は、表 5.1 の試験項目の順序により、同一製品について行ない、全部の試験に合格しなければならないが、振動および衝撃試験はとくに製造者の要求によって耐久およびシヤ断試験を行なわない同一形式の製品について試験してもよいことになっている。

6.2 試験成績

前項の試験基準にもとづき同一フレーム内の最大定格電流のシヤ断器について、特殊試験を行なった試験成績の概要を紹介する。

(1) 600%, 225% および 150% 電流引はずし試験

この試験は耐久試験前、後、シヤ断試験および衝撃試験後の 4 回（耐久およびシヤ断試験後の電流引はずし試験は参考）について行なった結果を表 6.1 に示す。各フレームのシヤ断器とも規格の指定値および当社の保証値である熱動引はずし最大、最小動作特性曲線（図 4.1 参照）内にあり、各試験前後の変化もわずかで満足な成績を示している。

(2) 電磁引はずし試験

電流引はずし試験に続いて電磁引はずし試験を行なった結果は、各フレームのシヤ断器とも、表 4.3 に示す規格値に合格している。耐久およびシヤ断試験後の電磁引はずし試験は規格に規定されていないが、参考までに行なった。いずれのばあいも合格した。

(3) 温度試験

表 6.1 600%, 225%, および 150% 電流引はずし試験

大 き み き の (A)	規 格 定 格 電 流 (A)	電 流 引 は ず し 時 間			150% 電流引はずし 試験後	
		600% 電流引はずし				
		耐久試験前	耐久試験後	シヤ断試験後		
50	2	50	—	—	—	
	3	50	25.0~ 25.8s	24.5~ 24.7s	26.0~ 27.5s	
100(A)	2	100	—	—	—	
	3	100	60.0~ 62.0s	58.0~ 62.5s	—	
225	2	225	—	—	—	
	3	225	—	—	—	
600	2	600	—	—	—	
	3	600	—	—	—	

注 1. 表中 (1) は 400% 各極直列 (2) は 400% 各極ごとに行なった場合の成績である。

(3) は振動試験後 (4) は振動試験中の成績である。

2. 600%, 225% および 150% 電流引はずし試験は各極を直列に接続して行なう。

3. 表中 h は時間 m は分 s は秒である。

4. 電流引はずし時間に対する規格値は 600% 試験の場合 25 秒 ±25%, 225% 試験の場合 1 時間以内 150% 試験の場合 1 時間以上である。

5. 基準周囲温度は 50°C である。

表 6.2 AQB 形シヤ断器の温度試験成績

フレームの大きさ (A)	極数	定格電流 (A)	試験電流 (A)	試験成績				接続電線の太さ (mm ²)
				端子 (deg)	裏面 (deg)	接続器 (deg)	接触子 (deg)	
50	2	50	50	16.0~ 18.5	13.5~ 17.5	14.0~ 20.9	21.7~ 33.8	33
	3	50	50	17.0~ 19.0	14.0~ 18.9	15.9~ 21.7	24.9~ 30.0	33
100(A)	2	100	100	24.5~ 27.5	13.5~ 18.0	16.5~ 26.0	27.5~ 35.0	24
	3	100	100	26.0~ 30.0	14.0~ 21.0	19.0~ 29.5	31.0~ 45.0	33.6
225	2	225	225	—	21.0~ 31.5	—	47.0~ 50.0	21
	3	225	225	—	18.0~ 25.0	(35~50)	39.0~ 46.0	107
600	2	600	600	47.0~ 50.0	25.7~ 30.0	—	46.3~ 47.0	11
	3	600	600	57.8~ 63.0	27.6~ 34.8	(40~55)	55.3~ 58.8	481
試験基準 防衛庁規格 NDSXXF 8804 (deg)				—	60	60	65	50
上記のとおり								

注 1. 温度の測定は鉄-コニスタンタン熱電対を使用した。

2. 接続電線の長さは各端子ごとに 1.5 m とした。

電磁引はずし試験に引続いて温度試験を行なった結果、接触子および端子の温度上昇は、表 6.2 に示すとおり、規格値に対して余裕をもって合格し満足な結果を示している。

(4) 耐久試験

二極シヤ断器は直流で、三極シヤ断器は三相交流の定格電圧で、表 6.3 に示す条件で連続開閉試験を行なった結果、接触子の消耗はわずかで接触抵抗の増加はきわめて少なく、その他電気的、機械的に異常を認めなかった。

表 6.3 耐久試験条件

シヤ断器の定格電圧 (V)	回路条件			シヤ断器定格電流 (A)	試験条件			
	試験電圧 (V)	試験電流 (A)	力率		開閉割合 (回/分)	開閉回数	通電	無通電
交流	500	定格電圧	定格電流	0.75~ 0.8	15~100	6	6,000	4,000
					125~225	5	4,000	8,000
					250~600	4	4,000	1,000
直 流	250	定格電圧	定格電流	なるべく	15~100	6	6,000	4,000
					125~225	5	4,000	8,000
直 流	350	定格電圧	定格電流	無誘導	250~600	4	4,000	1,000
					—	—	—	5,000

(5) シヤ断試験

表 6.4 のシヤ断試験基準によって各フレームとも交流および直流シヤ断試験を行なった結果、所期の目的を満足し、表 2.1 に示す定格シヤ断容量を確認した。

これらの代表的な試験成績を表 6.6 および表 6.7 に、またこれらのうち代表的なシヤ断試験オシログラムを図 6.1~図 6.6 に示す。

この試験でシヤ断器の排気穴およびツッテ開口部に接しておいたホーリーに点火することなく、接続電線の絶縁被覆を損傷せず、また試験後シヤ断器は投入操作が確実にでき、規定の絶縁試験に合格し、実用上支障のない性能をもっている。

またシヤ断試験において、図 6.7 に示す方法でアーケ到達の検出を行なったが、検出用ヒュ

表 6.4 シャ断試験基準

フレームの大きさ(A)	回路条件				動作責務
	試験電圧(V)	短絡電流(A)	交力率	直流水定数(秒)	
50	定格電圧 電流	定格シャ断 遅れ	0.5以下 遅れ	0.003以上	O
100(A)				0.003*	2分
225				0.005*	CO
600				0.0067*	5分 CO

注 1. 交流短絡電流は短絡後 1/2 c/s の直流水を含む全電流の実効値(各相の平均値)
 2. 直流水定数は最大電流値
 3. シャ断試験回数
 二極シャ断器は 2 極を直列に接続して 1 回 (O-CO-CO)
 三極シャ断器は三相交流回路で 1 回 (O-CO-CO)

-ズ (0.1φ 銅線)はなんら異状を認めなかった。

(6) 絶縁抵抗および絶縁耐力試験

シヤ断試験における絶縁抵抗および絶縁耐力は、表 6.7 に示すとおり規格に合格した。

(7) 振動試験

表 6.5 AQB 形埋込シヤ断器の代表的な直流シヤ断試験成績

供試シヤ断器		短絡試験回路条件				シヤ断試験成績						動作責務 O-2分 CO-5分 CO	シヤ断器取付方向		
大フレームの大きさ(A)	極数	定格電圧(V)	定格電流(A)	試験電圧(V)	短絡電流(A)	時定数(秒)	オシログラムNo.	回路電圧(V)	シヤ断電流(A)	全シヤ断時間(c/s)	最大アーカー電圧(V)	オシログラムNo.			
50	2	250	50	350	5,530	0.00494	※12062	350	4,330	1.06	345/321	※12063	O	横取付	
								350	4,190	1.147	321/286	※12064	CO		
		350			4,290	1.11		350	4,170	1.135	322/268	12065	O	横取付	
								350	4,050	1.018	320/292	12067	CO		
100(A)	2	250	100	254	10,370	0.00705	1824	254	5,230	0.877	272/284	1826	O	横取付	
								251	6,800	0.884	290/267	1827	CO		
		350		251	5,130	0.89		251	5,130	0.89	266/269	1828	CO	横取付	
								254	5,530	0.824	281/278	1829	O		
225	2	250	225	350	15,800	0.0064	823	251	5,110	0.856	274/272	1830	CO	横取付	
								252	5,100	0.841	276/276	1831	CO		
		350		350	10,700	0.0058		350	—	0.816	—	833	O	横取付	
								350	—	0.876	—	834	CO		
600	3	250	350	350	20,600	0.0112	※11475	350	—	0.858	—	835	CO	横取付	
								350	19,400	3.59	450/419	※11477	O		
		350		350	19,050	2.95		350	19,600	3.65	464/472	※11479	CO	横取付	
								350	19,350	3.97	422/441	11480	O		
注 ※印 オシログラムは図 6.5 および図 6.6 に示す。															

注 ※印 オシログラムは図 6.5 および図 6.6 に示す。

表 6.6 AQB 形埋込シヤ断器の代表的な交流シヤ断試験成績

供試シヤ断器		短絡試験回路条件								シヤ断試験成績								動作責務O-2分CO-5分CO													
大フレームの大きさ(A)	極数	定格電圧(V)	定格電流(A)	相数	試験電圧(V)	周波数(c/s)	短絡電流(A)			力率(遅れ)	オシログラムNo.	回路電圧(V)	シヤ断電流(A)			全シヤ断時間60c/sベース(c/s)			最大アーカー電圧(V)												
50	3	500	50	3	514	60	11,040	10,680	11,490	10,940	0.452	※12,036	505	12,750	9,950	13,150	0.58	0.845	0.845	254	290	253	12038	O	横取付						
													510	13,000	10,750	13,750	0.754	0.754	0.584	233	240	267	12039	CO							
		350		350	350	60							505	13,050	10,000	13,400	0.710	0.893	0.883	210	230	285	12040	CO	横取付						
													507.5	12,300	10,550	14,300	0.706	0.760	0.600	306	249	266	※12041	O							
100(A)	3	500	100	3	528	60	15,630	15,800	15,600	15,500	0.330	※1,815	510	11,400	12,050	13,600	0.786	0.524	0.524	342	281	325	※12042	CO	横取付						
													510	13,100	11,000	13,900	0.758	0.758	0.560	236	232	208	12043	CO							
		350		350	350	60							518	19,500	13,500	16,350	0.506	0.690	0.690	244	261	228	※1817	O	横取付						
													519	16,200	22,700	19,250	0.855	0.865	0.680	287	260	296	※1818	CO							
225	3	500	225	3	519	60	22,400	19,900	23,850	23,450	0.353	※11,956	527	14,100	18,900	23,400	0.636	0.486	0.636	327	156	284	1819	CO	横取付						
													519	24,600	32,700	35,800	0.71	0.71	0.634	578	454	266	※11957	O							
		350		350	350	60							519	33,000	36,600	24,800	0.55	0.725	0.725	156	316	396	※11958	CO	横取付						
													519	34,300	34,900	26,100	0.58	0.74	0.74	326	374	452	11959	CO							
600	3	500	600	3	545	60	31,400	35,250	33,400	25,550	0.156	11,442	527.5	48,000	66,000	49,900	1,895	1,895	1,70	331	387	297	11447	O	横取付						
													521	55,600	46,100	58,250	1,71	1,71	1,55	306	304	246	11448	CO							
		350	600	3	530	60							516	49,800	67,000	48,500	1,81	1,81	1,81	324	208	253	※12032	O	横取付						
													514	58,500	47,700	58,000	1,68	1,86	1,86	242	242	373	※12033	CO							

注 ※印 オシログラムは図 6.1～図 6.4 に示す。

シヤ断器を試験機に垂直に取付け、上下前後および左右方向に振動数毎分 1,000 回、複振幅 3 mm(±1.5 mm)の正弦波に近い波形をもつ振動を、それぞれ連続 1 時間(閉の状態で各極を直列に接続して定格電流を通じて 30 分間、つづいて開の状態で 30 分間)加えて行なったが電気的、機械的に異状を認めなかった。また振動試験中確実に開閉操作でき、同一振幅で周波数を 300～1,500 c/m の範囲に変化して行なったが、有害な共振を生ぜず満足な結果を得た。

(8) 衝撃試験

シヤ断器を防衛庁規格 NDSXF 8005 艦船用機器高衝撃検査方法に規定された衝撃試験機、および 5 号取付台を使用してつきの要領で衝撃を加えたが、電気的、機械的に異状を認めず耐衝撃適性階級 HI-1A-5 に合格した。

a. 衝撃を加える要領

(a) 接触子を閉じて定格電流を通じ、3 方向の各位置から、30, 90, 150cm の高さより合計 9 回加える。

(b) 接触子を開いて 3 方向の位置から、30, 90, 150 cm の高さより合計 9 回加える。

(c) 接触子を閉じシヤ断器を転倒した状態に取付け、定格電流を通じ、上方から、30, 90, 150 cm の高さより計 3 回加える。

(d) 接触子を開いてシヤ断器を転倒した状態に取付け上方から、30, 90, 150cm の高さより計 3 回加える。

b. 判定基準

(a) 閉路状態のシヤ断器

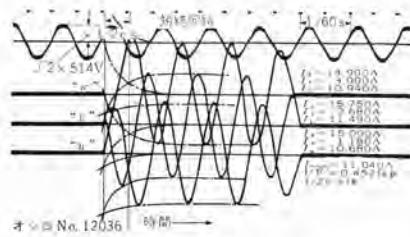
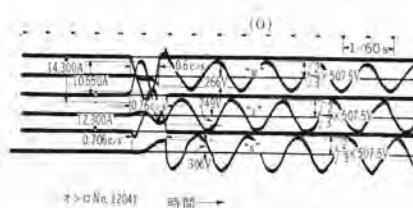
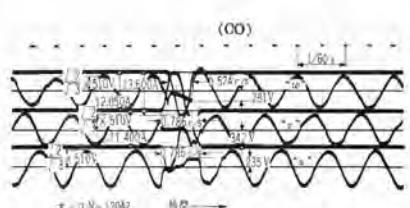


図 6.1 50 A フレーム



三極 500 V 50 A シヤ断器



AC 500 V 11,040 A シヤ断 試験

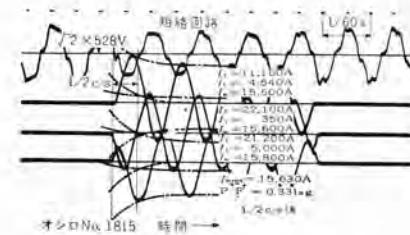
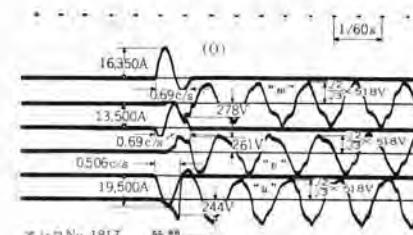
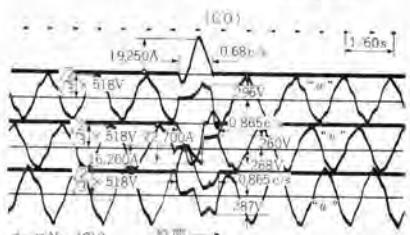


図 6.2 100 A フレーム A 形



三極 500 V 100 A シヤ断 器



AC 500 V 15,630 A シヤ断 試験

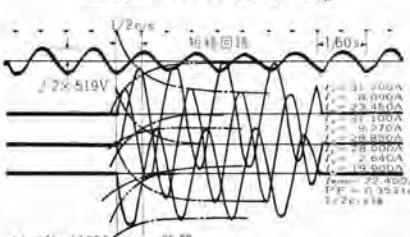
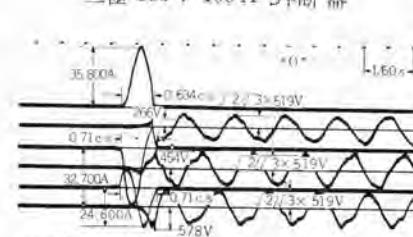
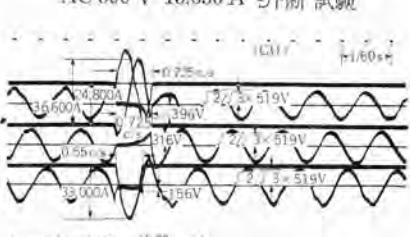


図 6.3 225 A フレーム



三極 500 V 225 A シヤ断 器



AC 500 V 22,400 A シヤ断 試験

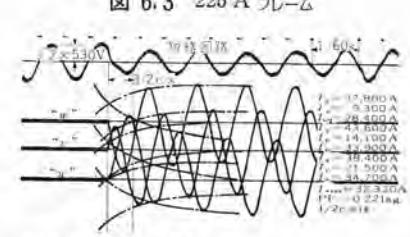
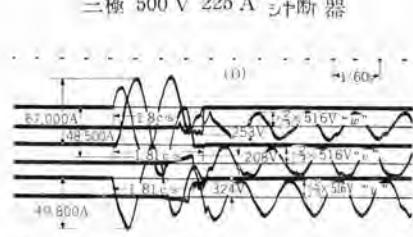
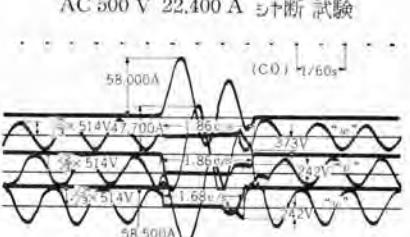


図 6.4 600 A フレーム



三極 500 V 600 A シヤ断 器



AC 500 V 32,330 A シヤ断 試験

図 6.1~6.4 AQB 埋込シヤ断器の代表的な交流 シヤ断 試験 オシログラム

Fig. 6.1~6.4 Typical AC short circuit test oscillograms of type AQB insulated case circuit breakers.

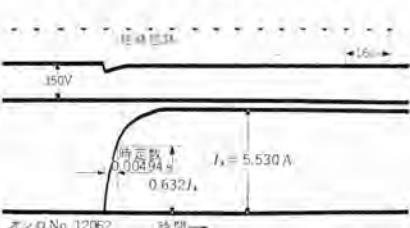
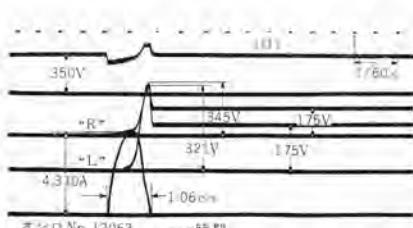
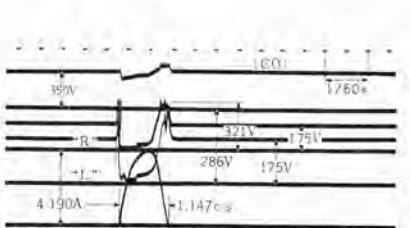


図 6.5 50 A フレーム



二極 350 V 50 A シヤ断器



DC 350 V 5,530 A シヤ断 試験

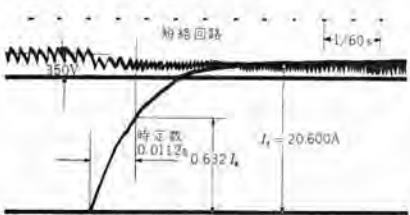
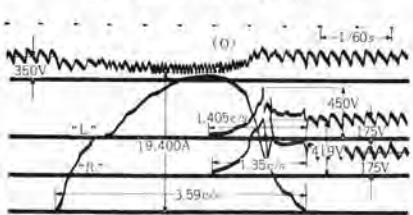
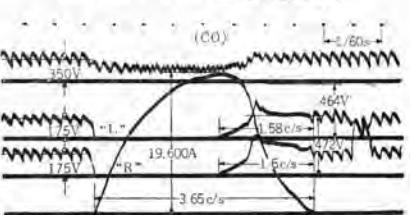


図 6.6 600 A フレーム



二極 350 V 600 A シヤ断器



DC 350 V 20,600 A シヤ断 試験

図 6.5, 6.6 AQB 形埋込シヤ断器 の代表的な直流シヤ断試験 オシロ グラム

Fig. 6.5, 6.6 Typical DC short circuit test oscillograms of type AQB insulated case circuit breakers.

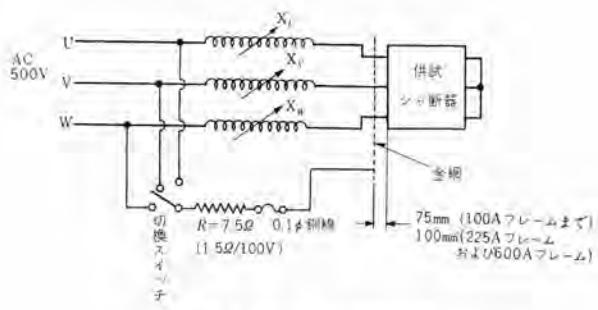


図 6.7 アーク到達検出回路

Fig. 6.7 Arc reaching detection circuit.

表 6.7 絶縁抵抗および絶縁耐力試験成績

試験項目	フレームの大きさ(A)	試験成績(ショート試験後)			試験基準
		閉路状態の電源負荷端子間	開路状態の電源負荷端子間	導電部と大地間	
絶縁抵抗試験	50	3.5 以上	4 以上	100 以上	500V メガオームで測定し 3MΩ 以上あること
	100(A)	100 以上	100 以上	100 以上	
	225	15 以上	20 以上	100 以上	
	600	20 以上	100 以上	100 以上	2 × 定格電圧 + 1,000V に 1 分間耐えること
絶縁耐力試験基準	50~600	2 × 定格電圧 + 1,000V を 1 分間 加えるも異常を認めないこと			

注 1. 絶縁抵抗の単位は MΩ

注 2. ショート試験前の絶縁抵抗は各フレームとも 100 MΩ 以上である

(c) ショート器の動作に影響をおよぼす損傷を生じないこと。

(d) 衝撃試験の引はずし試験を行ない、規定の範囲内にあること。

7. 選 定

AQB 形ショート器の選定は電源、負荷の種類、回路の性質などを知りつぎの考慮のもとに行なう。

7.1 定格の選定

(1) 電灯または電熱回路

負荷の定格電流に等しいか、それより上位の定格電流を選定する。

(2) 電動機回路

a. カゴ形誘導電動機

電動機の全負荷電流に等しいか、それより上位の定格電流に選定する。ただし、起動時には全負荷電流の数倍の起動電流が流れるので、電磁引はずし電流はショート器定格電流の 1,200~1,400% に選ぶ。したがって 50 A フレームおよび 100 A フレームショート器では記号のない定格電流を、225 A フレームおよび 600 A フレームショート器では記号 M 付の定格電流を選べばよい。(表 4.3 参照)

b. 卷線形誘導電動機、減圧起動 カゴ形誘導電動機および直流電動機

定格電流(熱動)の選定は a 項と同じであるが、電磁引はずし電流はショート器定格電流の 600~700% かそれ以下のものを選ぶ。100 A フレーム以下のショート器では記号

艦船用埋込ショート器 AQB 形および NQB 形・高見・横井

F 付(直流のばあいは記号なしのもの)の定格を、225 A フレームおよび 600 A フレームショート器では記号のない定格を選べばよい。

(3) 変圧器回路

変圧器の定格電流に等しいか一段上位の定格に選ぶが、電磁引はずしは変圧器の励磁突入電流で動作しないものとする。△結線変圧器 バンク のばあいには、全負荷定格電流の 1,200% 以上の電磁引はずし電流の定格に選ぶ。すなわち a 項のばあいと同じ定格のショート器を選定する。

(4) ± 電回路

回路の負荷電流の合計に等しいか一段上位の定格電流に選ぶが、電磁引はずしは電動機群に給電する ± 電回路では、最大容量の電動機起動電流の 1.6 倍に他の電動機全負荷電流の算術和に対して動作しないものを選ぶ。通常、100 A フレーム以下のショート器では記号 F 付の定格を、その他のショート器では記号なしの定格を選べばよい。

(5) その他

操舵機用電動機回路や特殊な回路に使用するショート器には、電磁引はずしだけを有するものを選ぶことがある。このばあいの定格には記号 I を付して区別している。

7.2 定格ショート容量

ショート器に流れる短絡電流(非対称値)はショート器の定格ショート容量(非対称値)をこえないことを原則とする。計算で求めた交流回路の短絡電流が対称値のばあいには、図 7.1 に示す関係から非対称電流に換算して検討する。

7.3 選択ショート

ショート器は瞬時引はずし特性を有するためこれらを 2 個以上直列に接続したばあい、瞬時引はずし電流範囲の故障電流に対してはかくショート器間の選択引はずしは望めない。しかしながら艦艇内スペースの制約上、通常 2 個までの直列使用は選択性を犠牲にしても認めている。

7.4 ACB との協調

AQB 形ショート器はその定格ショート容量をこえない故障電流に対しては、ACB 形ショート器より早く動作する特性を有する。もしこのショート器の後衛保護を ACB 形ショート器で課するばあいには、通常、AQB 形ショート器のショート容量の 90% 以内に ACB 形ショート器の瞬時引はずしを整定する。

8. む す び

わが国で、初めて完成された艦船用埋込ショート器、AQB 形および NQB 形シリーズは、当社がモールドケース

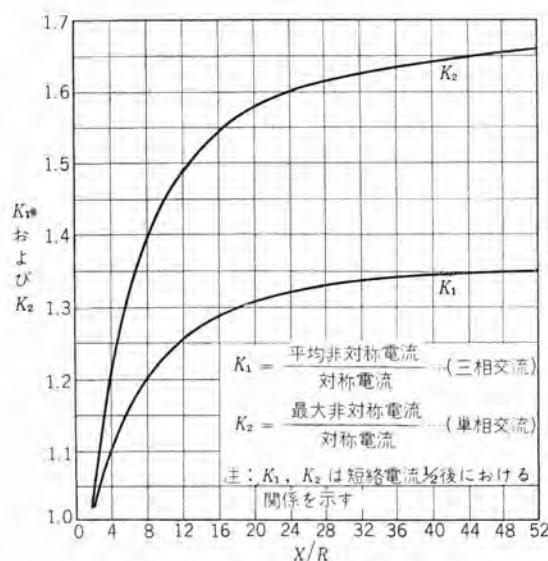


図 7.1 対称電流と非対称電流の関係

Fig. 7.1 Relation between symmetrical current and asymmetrical current.

シヤ断器に関する多年の製造技術ならびに絶えざる研究の成果によるものである。これによって諸外国に比べ、遜色ないシヤ断器の供給態勢が整えられたことは同慶のいたりである。

現状におけるこの種シヤ断器の用途は、艦艇用にとどまっているが、このシヤ断器が特長とする高い耐衝撃性から車両用に、商船の主要回路用に、あるいはこの特長を生かしうる陸上施設用など広く活用されることを推奨するしだいである。

このシヤ断器は開発後、艦船用配電盤、分電箱および制御盤などに多数使用され、好評を得ているがさらにこの種シヤ断器の向上を計るために、使用者各位のご批判をおねがいするとともに、開発にさいしご指導ご協力下された社外、社内の各位に対し厚く感謝する。

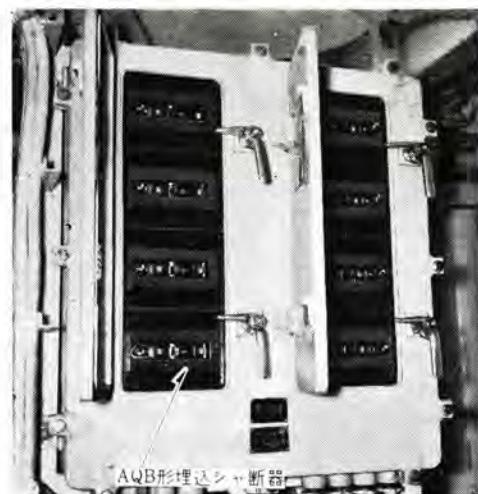


図 8.1 駆潜艇の分電箱に装備された AQB 形 埋込 シヤ断器
Fig. 8.1 Type AQB insulated case circuit breakers, mounted on the panelboard of "a destroyer escort".

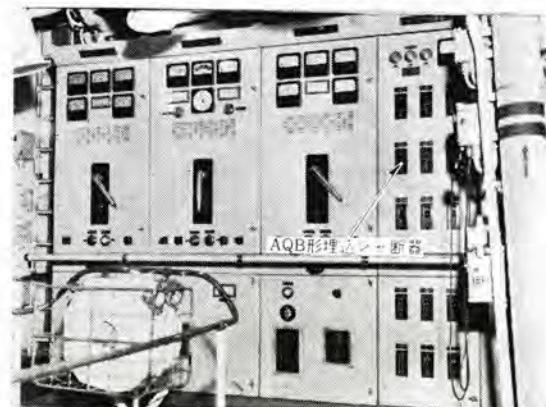


図 8.2 警備艦用 2 号主配電盤に装備された
AQB 埋込 シヤ断器
Fig. 8.2 Type AQB insulated case circuit breakers, mounted on the No. 2 switchboard of "a guard-vessel".

参考文献

- (1) 鈴木・大野・服部・木村：艦艇用耐衝撃形ノーヒューズシヤ断器の特性、「三菱電機」29, 249 (昭 30).
- (2) Interim Military Specification Circuit Breakers, Air, Electric, Insulated Enclosure (Shipboard Use) MIL-C-17361 (Ships) 7 (November 1952).

導波管ハイブリッド回路の広帯域整合

研究所 喜連川 隆*・立川清兵衛*

Broad-band Matching of Waveguide Hybrid Junctions

Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA · Seibe TACHIKAWA

The waveguide hybrid junction is a very useful device for the component of microwave equipment or of measuring instruments. General characters and a matching method of the junction can be derived by the use of the so called *S*-matrix. The structures, broad-band matching methods and performances of several kinds of the waveguide hybrid junctions developed for the antennas of the microwave super-multi-channel relay links are described herein. These junctions are provided with very excellent characteristics for the input standing wave ratio, coupling and isolation over the wide frequency band.

1. まえがき

導波管ハイブリッド回路とは、4個の分岐をもつ導波管回路で、各分岐に整合負荷を接続した場合、任意の1分岐より入射した電力が残りの3分岐のうちの2分岐だけに分配され、普通はこの2分岐への分配電力がたがいに相等しくなる性質をもつ回路のことである。⁽¹⁾

導波管ハイブリッド回路としては、古くからマジックTおよびラットレス回路が知られてきたが、最近にいたって方向性結合器形のものおよび円形導波管を用いたものが各方面で研究実用化されるようになってきた。

導波管ハイブリッド回路は、平衡形周波数変換器、分波器、円偏波発生器、送受切換器、電力分配器、無反射移相器、サーチューラ等マイクロ波電子機器部品あるいは測定回路構成部品としてきわめて重要なものであって、その特性向上のため各方面で多くの研究がなされている。導波管ハイブリッド回路の電気的特性としては、入力電圧定在波比、電力分配比、非結合分岐間漏洩量、許容電力容量があり、それら諸特性の広帯域化が重要な問題となる。

本文には一般的性質として、4分岐導波管のうちいかなるものがハイブリッド回路としての性質をもつかということ、および、4分岐回路の整合をとつてハイブリッド回路を得る場合にはどの分岐より始めるのがより簡単であるかということを *S* 行列を用いて説明し、ハイブリッド回路の分類法に関するものである。またハイブリッド回路の例として、6 Gc 带用マジックT、6 Gc 带用円形管形ハイブリッド回路、11 Gc 带用円形管形ハイブリッド回路および6 Gc 带用広帯域3 db 方向性結合器の構造、広帯域整合法および特性が示してある。

2. 一般的性質

2.1 多分岐導波管回路の *S* 行列表示

一般に、多分岐をもつ導波管回路の回路性質の表示形式としては規準化インピーダンスあるいは基準化アドミタンスによるものと、反射係数および透過係数によるものとがある。いわゆる *S* 行列⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾による回路表示は後者に属するものであって、導波管ハイブリッド回路の性質を論ずる場合にはとくに便利な表示である。

S 行列というのは、図2.1に示すように *n* 個の分岐をもつ導波管回路において、各分岐へはいる波および出る波を要素とする列行列をそれぞれ *a* および *b*とした場合

$$\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a} \quad \dots \quad (2.1)$$

なる式で *b* と *a* を関係付ける *n* 行 *n* 列の平方行列 *S* のことである。ここで列行列 *a*, *b* の *i* 番目 (*i*=1, 2, 3, ..., *n*) の要素 *a_i*, *b_i* は第 *i* 分岐へはいる波、出る波の横方向電界強度に比例する量をあらわす複素量で、*a_i** · *a_i*/2, *b_i** · *b_i*/2 がそれぞれの波の平均電力をあらわすように規

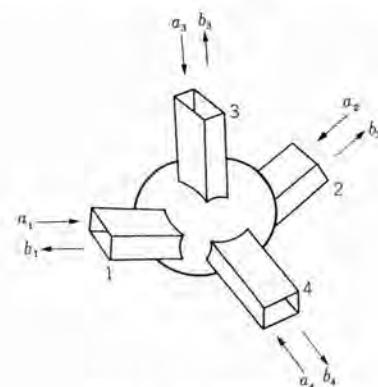


図 2.1 4 分岐導波管回路

Fig. 2.1 Waveguide junction with four branches.

$$|C|=|D|\neq 0 \quad \dots \dots \dots \quad (2,47)$$

の場合には式(2.35)とまったく同一の式が得られ、ハイリッド回路が得られる。構造上本質的にたがいに結合のない分岐3および4より整合を行なうと、のこりの分岐1および2よりの整合も自動的に行なわれ、しかもこれらの間の漏洩も自動的になくなることになる。すなわち図2.3の(a)～(e)の回路では、分岐3と4との間には結合がないという本来の性質をそこなわない条件のもとで、3および4より整合を行なえばよい。(f)～(h)の回路では、開口間の行程差をそこなわないという条件のもとで、分岐1および2より、あるいは3および4より整合を行なえばよい。しかし、(i)～(m)の回路では4個の分岐の対称性をそこなわないという条件のもとで一つの分岐より整合を行なえばよい。

2.4 道波管ハイブリッド回路の分類

電力分配比が1であるのがいわゆる狭義のハイブリッド回路であり、1でないのが広義のハイブリッド回路と考えられるが、後者は一般に方向性結合器と呼ばれている。広義のハイブリッド回路の中には電力分配比を任意に変化させ得ないものもある。つまり、結合度を任意に変えられないものもある。たとえばBethe-hole形や十字形の方向性結合器では、結合度が $-\infty \sim -10\text{ dB}$ 程度しか変えられないから、狭義のハイブリッド回路にはなり得ない。また結合度がもともと -3 dB にしかならず、したがって電力分配比が1にしかならないもの、すなわち狭義のハイブリッド回路にしかなり得ないものもある。たとえば図2.3の(a)～(e)に示したような、マジックT、ターンスタイル回路および円形導波管形のものである。

さて、ハイブリッド回路を分類するには、構造による分類と、たがいに結合のない2開口間に結合のない原因が何であるかによる分類が考えられるが、両者をうまく兼ねていて便利であると思われるものが次の分類である。

- ハイブリッド回路 $\left\{ \begin{array}{l} (1) \text{ 1点会合形} \\ (2) \text{ 環状形} \\ (3) \text{ 2線路結合形} \\ (4) \text{ ハイブリッド合成形} \end{array} \right.$

第1の1点会合形は構造上、單一分岐回路であつて4分岐が1点で会合している点に特長があるが、2本の分岐路中の電気ベクトルがたがいに直交しているために結合がないか、あるいは1本の導波管に二つの姿態がたがいに結合のない直交姿態になっている1対の分岐路を有している。図2.3(a)～(e)がその例である。

第2の環状形は、4個の3分岐回路からなる環状回路をなして、半波長の行程差を与えることによって、たがいに対向する分岐間の結合を除いたものである。図

2,3(f)～(h) がその例である。

第3の2線路結合形は2本の導波管がある長さにわたってたがいに結合させたもので、結合区間の各部からの波の干渉の結果結合が除かれる。図2.3(i)～(k)がその例である。なお、第2に属する(h)の分岐管形方向性結合器はこれのもっとも簡単なものであるともいえる。

第4のハイブリッド合成形は、2個のハイブリッド回路を組合せたもので、図2.3(l)は両者の相対角度を変化させることにより、また(m)のShort-slot形方向性結合器は両者の距離を変えることにより電力分配比を変えることができる。

なお、節2.2で指摘したように、整合されたハイブリッド回路のたがいに結合のある分岐間の透過係数の位相の間には、つねに

なる関係がある。そして、あるものは

$$b-d=\pi, \quad c-e=0. \quad (2.48)$$

の関係のもとで、他のあるものは

$$b-c=\frac{\pi}{2}, \quad e-d=\frac{\pi}{2} \quad \dots \dots \dots \quad (2, 49)$$

の関係のもとで、式(2.36)が満足されている。しかし、これらの関係は、各分岐上での位相基準面の選び方次第で変わるものであり、したがって、透過係数の位相関係による分類は本質的なものではない。

3. 6Gc 帯広帯域整合マジック T⁽⁵⁾

マジックT とは図2.3(a)に示すように、E面T分岐回路とH面T分岐回路とを組合せた完全に左右対称な回路で、一般に分岐3はE分岐、分岐4はH分岐、分岐1および2はともに側分岐と呼ばれている。マジックTは導波管ハイブリッド回路として、もっとも古くから使用されているもので、その整合法に関しては数多くの報告がなされている。

従来報告されているマジックTの広帯域整合法としては、分岐域で対称面内にE分岐管軸に平行に、ポストあるいは金属板を挿入することによってH分岐の整合を行ない、E分岐導波管内に誘導性窓、共振窓あるいは容量性棒を装荷することによってE分岐の整合を行なっているもの⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾または、分岐域部分の導波管管径を小さくして1/4波長変成器を介して標準導波管に接続することによってEH両分岐の整合を行なっているもの、⁽⁴⁾⁽⁷⁾などがある。しかしこれらの方法によてもE分岐の広帯域整合に関しては必ずしも十分な結果は得られていない。ところが、最近分岐域で対称面内にE分岐管軸に平行に、倒杯形ポストを装荷することによって、きわめてすぐれた特性が得られることが報告されている。⁽⁹⁾

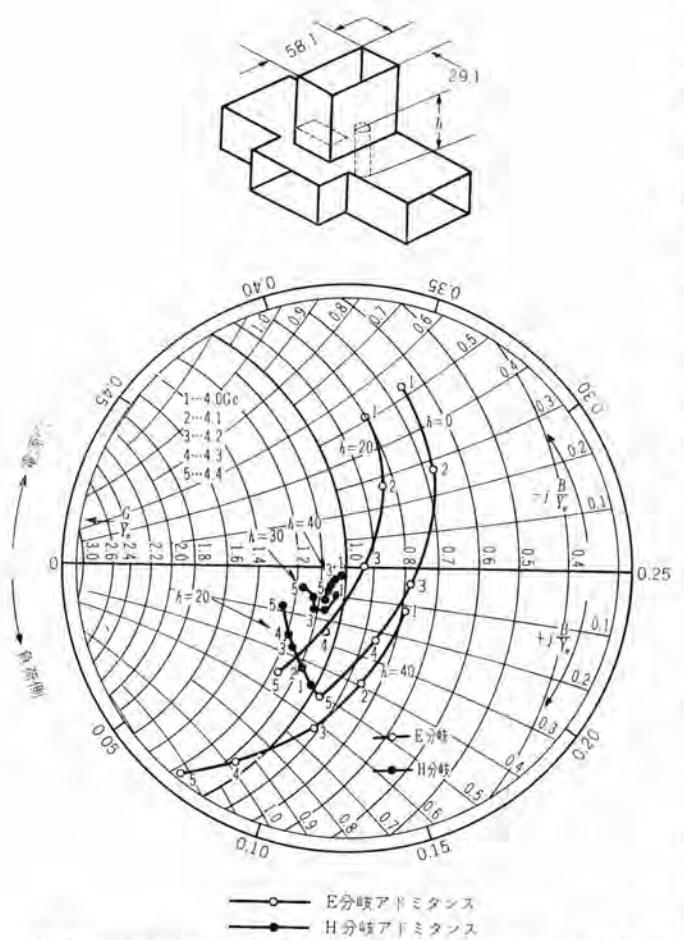


図 3.1 分岐域にポストを装荷したマジックTのアドミタンス特性
Fig. 3.1 Admittance characteristics of magic-T, when the post is loaded in its junction section.

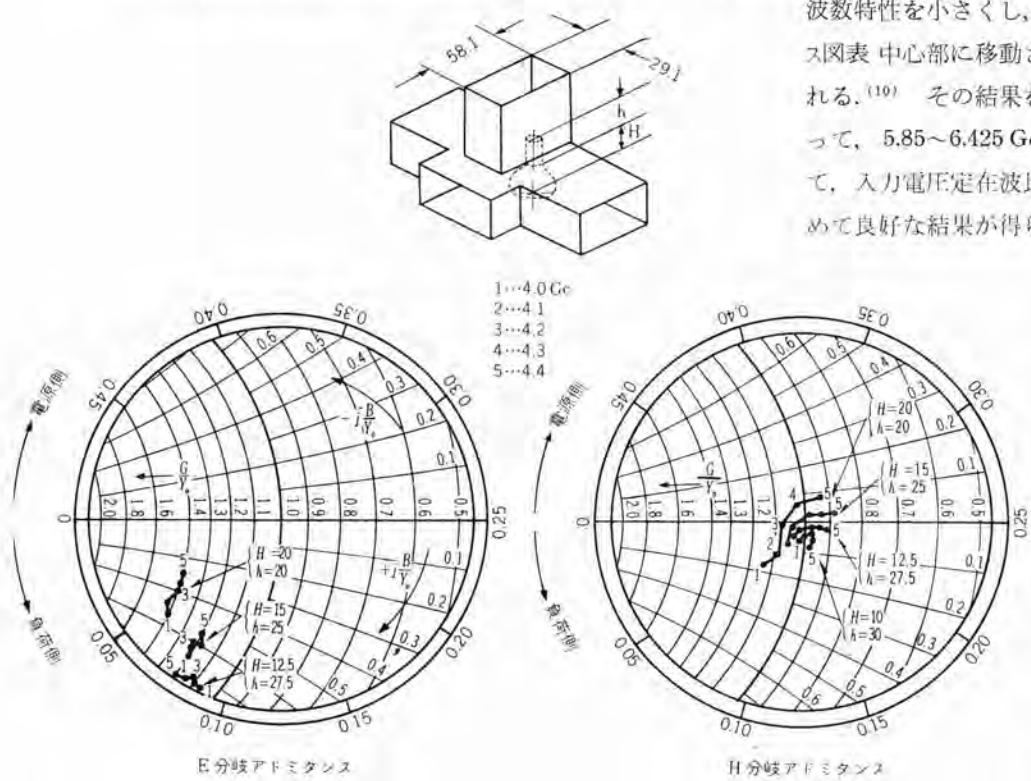


図 3.2 分岐域に倒杯形ポストを装荷したマジックTのアドミタンス特性
Fig. 3.2 Admittance characteristics of magic-T, when the wine-glass post is loaded in its junction section.

内径 $58.1 \times 29.1\text{mm}$ の 4 Gc 帯用矩形導波管 WRJ-4 を用いた マジックT の分岐域に普通の円塔形ポストを、E 分岐導波管内に誘導性窓を装荷した場合の アドミタンス特性の スミス図表表示が 図 3.1 に示してある。H 分岐アドミタンスは ポストの高さを適当に選ぶことによって非常に好結果が得られるが、E 分岐アドミタンスの周波数特性はきわめて大きく、この状態にさらに整合素子を付加しても良好な広帯域整合を行なうことは容易でないと考えられる。これにたいして、上述の 倒杯形ポストを装荷した場合の アドミタンスは 図 3.2 に示すように、H 分岐だけでなく E 分岐に関しても整合の採りやすい形が得られる。これは ポストの高さ ($h+H$) が上として H 分岐の整合にきき、倒杯の寸法形状が主として E 分岐の整合にきくので、EH 両分岐を互いに他にほとんど無関係に操作できるからである。

内径 $40 \times 20\text{mm}$ の 6 Gc 帯用矩形導波管 WRJ-6 を用いた 広帯域整合マジックT の構造が 図 3.3 に示してある。E 分岐の広帯域整合をとるにはまず誘導性窓 a および容量性棒 b によって、容量性棒 c の挿入位置を観測面としたアドミタンスの周波数特性が コンタクターン分に関してはできるだけ小さく、サスセプタンス分に関してはできるだけ単調になるようする。つぎにたがいに $\lambda_{g0}/8$ の間隔で 3 本の 容量性棒 c, d および e を挿入し、d および e によってサスセプタンス分の周

波数特性を小さくし、さらに c によってスミス図表 中心部に移動させると広帯域整合が採れる。⁽¹⁰⁾ その結果を 図 3.4 (a) に示してあって、 $5.85 \sim 6.425\text{ Gc}$ の周波数帯域にたいして、入力電圧定在波比 1.01 以下といきわめて良好な結果が得られている。

H 分岐の広帯域整合は容量性棒 f, g および h によって、E 分岐と同様の方法で行なう。 図 3.4 (b) はその結果であって、上記周波数帯域にたいして入力電圧定在波比 1.03 となっている。なお周波数帯域を $5.85 \sim 6.115\text{ Gc}$ および $6.115 \sim 6.425\text{ Gc}$ の 2 帯域に 2 分し、そのおのおのの帯域を対象として広

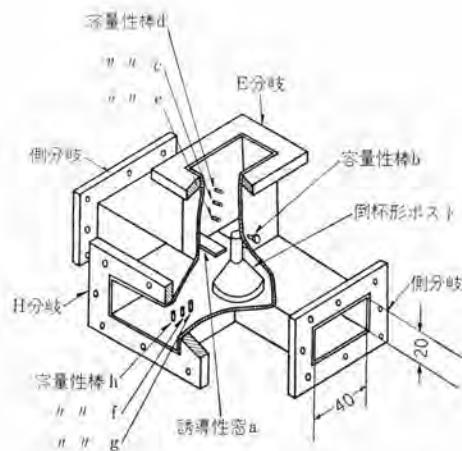


図 3.3 6 Ge 帯広帯域整合マジックT の構造
Fig. 3.3 Structure of broad-band matched magic-T for 6 Ge band

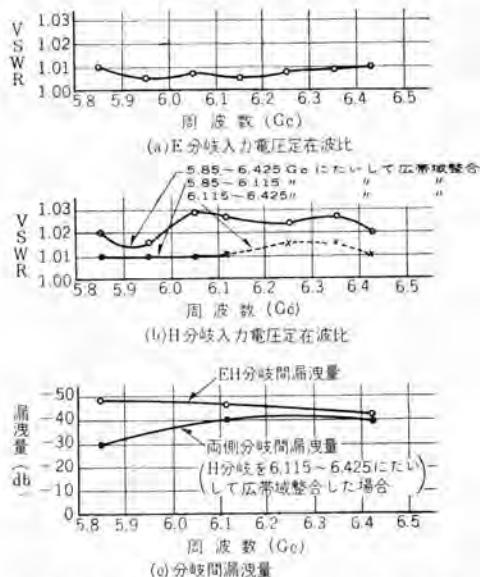


図 3.4 6 Ge 帯広帯域整合マジックT の特性
Fig. 3.4 Performances of broad-band matched magic-T for 6 Ge band.

帯域整合を行なった場合の結果も図 3.4 (b) に示してある。これらの場合には上記各周波数帯域にたいして入力電圧定在波比 1.015 以下という結果が得られている。

上述の方法で広帯域整合を行なったのちでの各分岐間の漏洩量を測定した結果が図 3.4 (c) に示してあって、EH 分岐間漏洩量は 5.85~6.425 Gc の帯域にわたって -42 dB 以下である。図に示した両側分岐間漏洩量は H 分岐を 6.115~6.425 Gc の帯域にたいして入力電圧定在波比 1.015 以下に広帯域整合した場合の測定結果であって、この帯域にたいしては -38 dB となっている。

この マジック T は日本電信電話公社技師長室および電気通信研究所のご指導ご鞭撻のもとに製作し、公社の東京一宇都宮間 6 Ge 帯超多重重中継試験回線用に納入した左右両旋共用円偏波パラボラアンテナ に用いたものである。

4. 6 Ge 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路⁽¹¹⁾

この 円形管形ハイブリッド回路 は後述のように、6 Ge 帯左右両旋共用 円偏波パラボラアンテナ の一次輻射器に用いるべく研究開発したものである。図 4.1 に示すように、1 本の TE_{11} 姿態伝送円形導波管と 2 本の矩形導波管とを、それらの各管軸がたがいに直交するように組合せた構造となっている。かかる 形式のハイブリッド回路 に関しては 2,3 の報告があるが、⁽¹²⁾⁽¹³⁾ 特性広帯域化の具体的方法についてはまだ研究がなされていないようである。

この ハイブリッド回路 の特性の広帯域化を実現するためには、節 2.3 に記したように、両矩形導波管側を無反射終端した状態で、円形導波管側より X 方向偏波姿態および Y 方向偏波姿態にたいして、それぞれ広帯域整合を行なえばよい。ところが、分歧域部の構造はマジック T の場合よりいっそう複雑であるから、この部分で発生する高次姿態のために アドミタンスの周波数特性はきわめて大きくなり、したがって整合素子として Q の高いものが必要となる。また、両矩形導波管は X 方向偏波姿態に関しては直列接続、Y 方向偏波姿態に関しては並列接続の状態にあるから、整合素子として、どちらか一方の姿態にだけ作用するものを用いると都合がよい。

図 4.1において アドミタンス 特性に影響の大きいものとして最初に考えられるものは結合部における各導波管の管径比であって、これは実験的に最適値にえらんである。この結果、内径 40×20mm の 6 Ge 帯矩形導波管 WRJ-6 より扁平導波管への テーパ管 が必要となる。テーパ管の各不連続部において生ずる反射は誘導性窓 a ならびに容量性棒 b, c, d および e によって、5.925~6.175 あるいは 6.175~6.425 Gc の周波数帯域にたいして、入力電圧定在波比 1.007 以下に広帯域整合してある。

つぎに考えられるものとして円形導波管内に挿入された短絡円墻端面の位置がある。これの最適位置は前述の

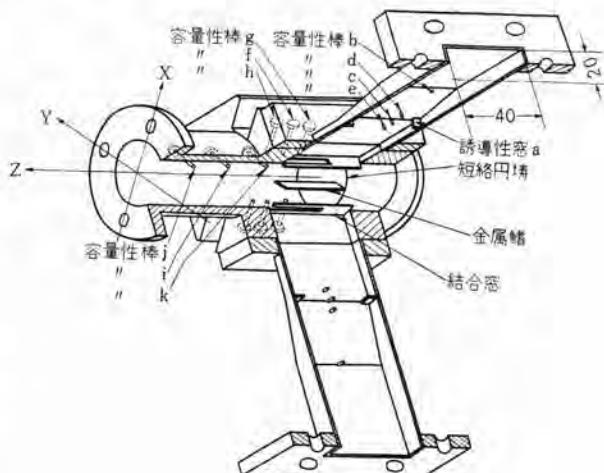


図 4.1 6 Ge 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路 の構造
Fig. 4.1 Structure of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 6 Ge band.

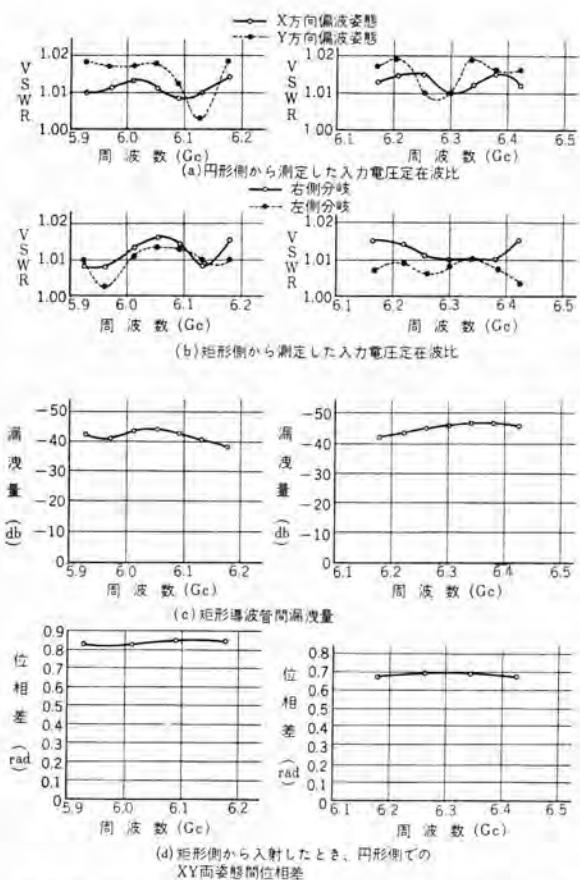


図 4.2 6 Gc 帯広域整合円形管形ハイブリッド回路の特性
Fig. 4.2 Performances of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 6 Gc band.

Q の高い整合素子として結合部に挿入した結合窓の寸法にも関係してくる。短絡円盤端面の位置と結合窓寸法との組合せを変化したときのアドミタンスの変化の模様はきわめて複雑であるが、X 方向偏波姿態にたいするアドミタンス特性が広域整合にもっとも好都合になるように選定する。こうすれば X 方向偏波姿態に対するアドミタンスの周波数特性はきわめて良好であるけれども、Y 方向偏波姿態に対する周波数特性はかなり大きい。これを改善するためには、X 方向偏波姿態には無影響で、Y 方向偏波姿態アドミタンスにだけ効果のある整合素子が必要となる。かかる整合素子として用いたのが図 4.1 に示すように、YZ 両軸を含む面内で短絡円盤端面より突出させた金属鰐である。この金属鰐の長さおよび幅を、Y 方向偏波姿態アドミタンス特性が広域整合にもっとも好都合になるように選定する。このようにしてから容量性棒 f および i を挿入すると、X 方向偏波姿態に対しては f より両側に $\lambda_{g0}/8$ だけ離れた位置に容量性棒 g および h を、Y 方向偏波姿態に対しては i より両側に $3\lambda_{g0}/8$ だけ離れた位置に容量性棒 j および k を挿入することによって広域整合を行なうことができる。

上述の方法で広域整合を行なったハイブリッド回路の特性が図 4.2 に示してある。図 4.2 (a) は円形導波管側



(a) アンテナ 外観



(b) 一次輻射器

図 4.3 6 Gc 帯左右両旋共用円偏波パラボラアンテナ およびその一次輻射器

Fig. 4.3 Dual circularly-polarized wave paraboloidal mirror antenna and its primary radiator for 6 Gc band.

より測定した入力電圧定在波比で、5.925~6.175 あるいは 6.175~6.425 Gc の帯域において、XY 両方向偏波姿態にたいしともに 1.02 以下である。(b) は矩形導波管側より測定した入力電圧定在波比で 1.015 以下、(c) は両矩形導波管間の漏洩量で -38 db 以下となっている。なお、このハイブリッド回路の一方の矩形導波管より波を入射させた場合、円形側にあらわれる波の XY 両姿態間には位相差 ϕ が生ずる。この ϕ の測定結果が図 4.2 (c) に示してある。したがって、円形側では一般にその主軸が X あるいは Y 軸に平行な梢円偏波となる。

図 4.3 はこの円形管形ハイブリッド回路を用いた 6 Gc 帯左右両旋共用円偏波パラボラアンテナ およびその一次輻射器である。ハイブリッド回路の円形側には、XY 方向偏波姿態間の移相差が $(\pi/2 - \phi)$ rad なる広域無反射移相器および吹付ホーンが接続されている。したがって、ハイブリッド回路の一方の矩形導波管より入射した場合には左旋円偏波を、他方より入射した場合には右旋円偏波を輻射する。このアンテナに関してはまだ簡単な報告⁽¹⁴⁾しかないので適当な機会に詳述する予定である。その特性は、5.925~6.175 あるいは 6.175~6.425 Gc の帯域にたいして、最大入力電圧定在波比 1.030 以下、電圧反射係数の自乗を周波数に関して平均した値の平方根が 0.008 以下、最大電力梢円偏波率 1.15 以下という内外にその例をみないすぐれたものである。なお、このアンテナは日本電信電話公社東京一名古屋一大阪間 6 Gc 帯超多重中

継回線用に36台納入すべく、公社技師長室および電気通信研究所のご指導ご鞭撻のもとに開発し目下製作中のものである。

5. 11 Gc 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路⁽¹⁵⁾

このハイブリッド回路は日本電信電話公社のご指導ご鞭撻のもとに開発した11 Gc 帯垂直水平共用直線偏波パラボラアンテナの一次輻射器に用いるべく研究開発したものであって、図5.1に示すように、1本のTE₁₁°姿態伝送円形導波管にたいして、2本の矩形導波管が、その一方

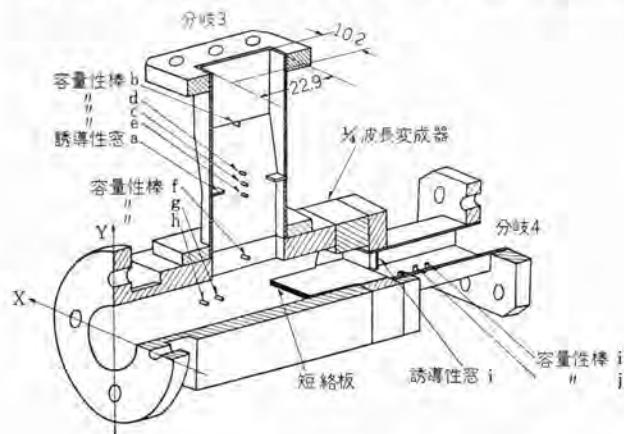


図5.1 11 Gc 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路の構造
Fig. 5.1 Structure of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 11 Gc band.

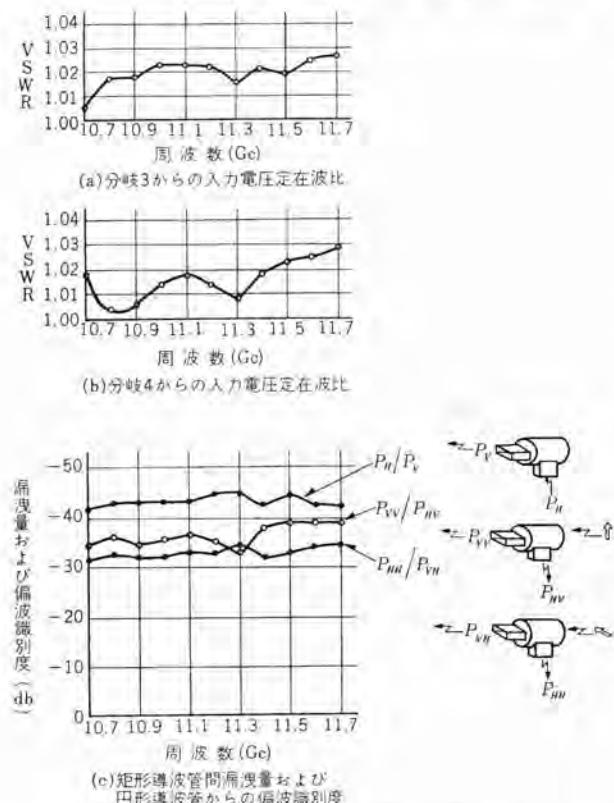


図5.2 11 Gc 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路の特性
Fig. 5.2 Performances of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 11 Gc band.

は管軸が共通に、他方は直角になるように結合した構造となっている。この回路は節2.2で述べたように、円形側での直交2姿態の偏波方向を図2.2(c)のように選べば、特定の2組の分岐間にだけ完全結合のある4分岐回路となり、ハイブリッド回路とはならないが、図2.3(d)のように選べばハイブリッド回路となる性格のものである。上記一次輻射器に用いるときは、前者の回路を考えているが、整合は両矩形導波管側より行なっているゆえ、節2.3に述べたようにハイブリッド回路として用いることもできる。

図5.1において、分岐3と分岐4とはそれらの伝送姿態の偏波方向がたがいに直交しているから結合はない。しかし分岐4と円形導波管との接続部には整合用変換器が必要となるゆえ、分岐3の開口と分岐4の開口との間には必然的に若干の線路長が存在する。この線路長のために、分岐3からの入力アドミタンスの周波数特性が大きくなり広帯域整合が困難となる。ところが、図に示したような短絡板を挿入すると分岐3からの波にたいする短絡位置は短絡板端面付近に移動することになり、この問題が解決される。短絡板端面の位置を、分岐3からの入力アドミタンス特性が広帯域整合にできるだけ好都合になるよう実験的に選定し、容量性棒fを挿入する。さらに容量性棒gおよびhを挿入することによって広帯域整合が実現できる。かかる方法で広帯域整合した結果の特性が図5.2(a)に示してあって、10.7~11.7 Gcの周波数帯域にたいして入力電圧定在波比1.03以下となっている。

分岐4からの入力アドミタンスにたいしては、分岐3の開口部および短絡板はほとんど影響しない。したがって分岐4からの広帯域整合の問題は、矩形導波管と円形導波管とを管軸を共通に接続した場合の広帯域整合の問題に帰すことができる。断面形状が連続的に変化するようなテープ導波管形変換器を用いれば比較的容易にこの問題は解決できるが、軸長が大となり一次輻射器に使用する際に都合がわるい。小形な変換器としては、図5.1に示すような一段の1/4波長変換器が考えられる。この1/4波長変換器部の管径を適当に選定すると、円形導波管と矩形導波管との特性インピーダンスはかなり良く整合させることができる。しかし1/4波長変換器部と円形導波管との接続面の呈する等価誘導性サスセプタンスの値はきわめて大きい。このサスセプタンスを相殺するために矩形導波管と1/4波長変換器部との接続面に誘導性窓iを挿入し、さらに矩形導波管に容量性棒jおよびkを挿入して広帯域整合を行なう。かかる方法で広帯域整合した結果の特性が図5.2(b)に示してあって、10.7~11.7 Gcの

周波数帯域にたいして入力電圧定在波比 1.03 以下となっている。

広帯域整合後の両矩形導波管分岐間漏洩量の測定結果が図 5.2(c) に示してあって、10.7~11.7 Gc の帯域にたいして、-42 dB 以下となっている。また円形導波管側より X 方向偏波姿態の波を入射させたときの分岐 4 と分岐 3 への電力分配比、Y 方向偏波姿態の波を入射させたときの分岐 3 と分岐 4 への電力分配比を偏波識別度としてやはり図 5.2(c) に示してあって、上記周波数帯域にたいして -32 dB 以下となっている。

6. 6 Gc 帯広帯域 3 db 方向性結合器

方向性結合器形ハイブリッド回路は他の形式のものと比較して、各分岐の配列が単純で使用に際して便利であること、および、許容電力容量の大きいものが得やすいなどの長所をもっており、最近各方面で広く研究されかつ使用されるようになってきた。方向性結合器としてはその結合が導波管の広いほうの壁を介して行なわれるものと、狭いほうの壁を介して行なわれるものとの 2 種類がある。狭義のハイブリッド回路すなわち結合度が -3 dB の方向性結合器の従来発表されているものには、前者に属するものとして、図 2.3(h) および(i) に示した Branched-guide 形のものがあり、後者に属するものとしては Short-slot 形のもの、および、ここに述べる格子形のものがある。Branched-guide 形の設計法に関しては多くの研究がなされ、その特性もきわめて良好なものが得られている。⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾ また Short-slot 形⁽¹⁸⁾ は小形である点がきわめて便利で、最近は従来のマジック T に代わって平衡形周波数変換器、送受切換器、サーキュレータ等に広く使用される傾向にあるが、その設計は必ずしも容易でない。

格子入方向性結合器の設計法に関しては、K. Tomiyasu および S.B. Cohn による以下に示すような研究がある。⁽¹⁹⁾ 結合部の全長 L なる格子入方向性結合器の結合度 P_3/P_1 は

$$\frac{P_3}{P_1} = \sin^2\left(\frac{\pi L}{2d}\right) \quad \dots \dots \dots (6.1)$$

で与えられる。ここで d は結合部における対称姿態の管内波長 λ_{g1} および非対称姿態の管内波長 λ_{g2} に関係する量で

$$d = \frac{1}{\frac{2}{\lambda_{g1}} - \frac{2}{\lambda_{g2}}} \quad \dots \dots \dots (6.2)$$

で示される。非対称姿態は格子によってほとんど影響をうけないから、 λ_{g2} は断面の広いほうの辺の長さが $2a$ なる矩形導波管の TE_{20}^{\square} 姿態にたいする管内波長の計算

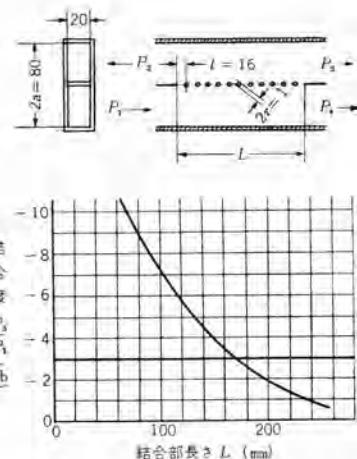


図 6.1 結合部に格子を配列した方向性結合器の結合部長と結合度との関係（計算値）

Fig. 6.1 Relation between coupling length and coupling of directional coupler with grid in its coupling section.

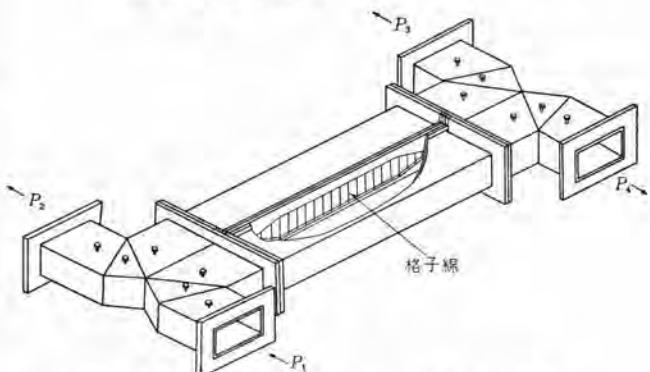
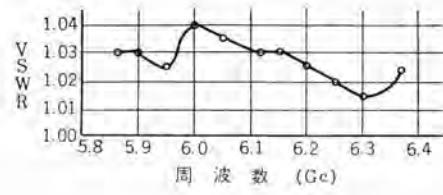
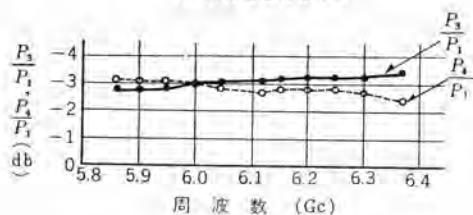


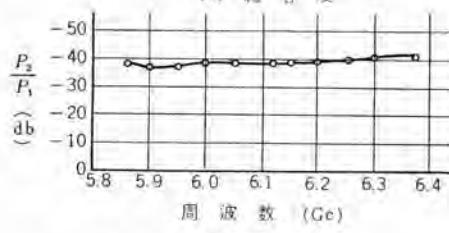
図 6.2 6 Gc 帯広帯域 3 db 方向性結合器の構造
Fig. 6.2 Structure of broad-band 3db directional coupler for 6 Gc band.



(a) 入力電圧定在波比



(b) 結合度



(c) 方向係数

図 6.3 6 Gc 帯広帯域 3 db 方向性結合器の特性

Fig. 6.3 Performances of broad-band 3db directional coupler for 6 Gc band.

$$\lambda_{g2} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (6.3)$$

によって計算される。対称姿態の管内波長 λ_{g1} は格子線の半径 r 、線間隔 l の関数で次式で与えられる。

$$\lambda_{g1} = \frac{\lambda_0}{\sin \theta} \quad (6.4)$$

ここで θ は方程式

$$\frac{\tan\left(\frac{2\pi a \cos\theta}{\lambda_0}\right)}{2\pi a \cos\theta} = -\frac{l}{\pi a} \left\{ l_n\left(\frac{l}{2\pi r}\right) + F(\theta, \frac{l}{\lambda_0}) \right\} \quad (6.5)$$

の根である。式 (6.5) 中の $F(\theta, l/\lambda_0)$ なる補正項は、G. G. Macfarlane によってグラフとして与えられている。⁽²⁰⁾ $a=40\text{mm}$, $r=0.5\text{mm}$, $l=16\text{mm}$, $\lambda_0=4.88\text{cm}$ の場合について上式を用いて計算した P_g/P_i と L との関係が図 6.1 に示してある。

図 6.2 は 6 Gc 帯用に試作した広帯域 3 db 方向性結合器の構造を示したものであって、結合スロットの両端には反射を小さくする目的で直線状のテープ部が付けられている。このハイブリッド回路の特性は図 6.3 に示すように、5.86~6.37 Gc の周波数帯域にわたって入力電圧定在波比は 1.04 以下、結合度の -3 db よりの偏差は ±0.5 db 以下、方向係数は -37 db 以下という良好な特性となっている。

なお、このハイブリッド回路は日本電信電話公社電気通信研究所のご指導により、公社の東京一宇都宮間 6 Gc 帯超多重重中継回線用左右両旋共用円偏波パラボラアンテナに使用することを考慮して開発したものである。

7. む す び

以上 導波管ハイブリッド回路の一般的性質、および、当社で開発したものの構造、広帯域整合法および特性につき記した。これらのものの性能は従来のものにくらべて格段にすぐれており、その構造、特性に応じて各種マイクロ波機器部品あるいは測定回路構成部品として使用すればきわめておもしろいものである。

最後に、絶えずご指導ご鞭撻を賜わった日本電信電話公社電気通信研究所の深海無線課長、河津電波伝播研究室長、大橋空中線係長および公社技師長室土井調査員、青木社員、その他関係各位に厚く謝意を表する。

(35-7-6 受付)

参 考 文 献

- (1) I.R.E. Standards on Antennas and Waveguides: Definitions of Waveguide Components, 1955 Proc. I.R.E., 43, No. 9, pp. 1073~1074 (Sept., 1955).
- (2) C.G. Montogomery, R.H. Dicke and E.M. Purcell: Principles of Microwave Circuits, M.I.T. Rad. Lab. Series, 8, pp. 146~151 (1948).
- (3) 朝永・宮島・霜田: 極超短波理論概説, pp. 63~84 (昭 25).
- (4) C.G. Montogomery: Technique of Microwave Measurements, M.I.T. Rad. Lab. Series, 11, pp. 516~529 (1947).
- (5) 喜連川・立川: 広帯域整合マジック T, 昭和 34 年電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, p. 229.
- (6) W.A. Tyrell: Hybrid Circuits for Microwave, Proc. I.R.E., 35, No. 11, pp. 1294~1306 (Nov., 1947).
- (7) G. Saxon and C.W. Miller: Magic-Tee Waveguide Junction, Wireless Engineer, 25, No. 256, pp. 138~147 (May, 1948).
- (8) G. King, L. Lewin, J. Lipinski and J.B. Setchfield: Microwave Techniques for Communication Links, Proc. I.E.E., 99, Pt. 3, No. 1292, pp. 275~288 (1952).
- (9) P.A. Loth: Recent Advances in Waveguide Hybrid Junctions, I.R.E. Transactions, MTT-4, No. 4, pp. 268~271 (Oct., 1956).
- (10) 喜連川・立川: マイクロ波回路の広帯域整合, 電気通信学会マイクロ波伝送研究専門委員会資料 (昭 32-10).
- (11) 喜連川・立川: 6 Gc 帯左右両旋円偏波分離回路, 昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集, p. 1251.
- (12) B.E. Kingdon: A Circular Waveguide Magic-Tee and its Application to High-Power Microwave Transmission, British I.R.E., 13, No. 5, pp. 275~287 (May, 1953).
- (13) G.L. Ragan: Microwave Transmission Circuits, M.I.T. Rad. Lab. Series, 9, pp. 368~369 (1948).
- (14) 河津・大橋・加藤・沼野・青木・喜連川・森川・立川: 偏波共用パラボラアンテナの特性, 昭和 34 年電気四学会連合大会講演論文集, p. 781, p. 1252.
- (15) 喜連川・立川: 11 Gc 帯直交直線偏波分離回路, 昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集.
- (16) P.D. Lomer and J.W. Crompton: A New Form of Hybrid Junction for Microwave Frequencies, Proc. I.E.E., 104, Pt. B, No. 15, pp. 261~264 (May, 1957).
- (17) J. Reed: The Multiple Branch Waveguide Coupler, I.R.E. Transactions, MTT-6, No. 4, pp. 398~403 (Oct., 1958).
- (18) H.J. Riblet: The Short-Slot Hybrid Junction, Proc. I.R.E., 40, No. 2, pp. 180~184 (Feb., 1952).
- (19) K. Tomiyasu and S.B. Cohn: The Transvar Directional Coupler, Proc. I.R.E., 41, No. 7, pp. 922~926 (July, 1953).
- (20) G.G. Macfarlane: Surface Impedance of An Infinite Parallel-Wire Grid at Oblique Angles of Incidence, Jour. I.E.E., Vol. III, Pt. IIIA, No. 10, pp. 1523~1527 (1946).

新形式のユニットサブステーション

本社 井上八郎*

A New Type Unit Substation

Head Office Hachirō INOUE

A new type unit-substation has been completed to meet particular requirements of Sony, the site and building of which are in a certain restricted condition. This is a combination of the conventional design and 20 kV outdoor cubicles. The unit substation receives power from two different sources so that either one of the circuits are to be always kept connected by changing over instantly from one to the other in case of power failure. Two circuit breakers for two different circuits are interlocked electrically, mechanically and pneumatically to avoid a simultaneous closure by mistake. Transformers are of outdoor type suited for unattended operation with proper soundproof arrangement.

1. まえがき

今般ソニー株式会社の要請と用地面積の制約と建家の関係上、従来のユニットサブステーション（以下ユニットサブという）の考え方さらに20 kV側に屋外キューピクルを採用した新しい形式のユニットサブが誕生した。図1.1はその写真で、図1.2は単線接続図である。20 kVキューピクル、主変圧器、3 kVメタルクラッドなど全密閉式のすっきりした外観で、ソニー株式会社のご好意と当社の新製品に対する熱意により最近機器の納入ならびに据付配線工事いっさいを完成したので、その概要を報告する。

この変電所機器の製作に着手当時、注文元および電力会社から要望された事項はつぎのとおりである。

(1) この変電所は東京電力(株)高輪変電所から常用線を、品川発電所から予備線として20 kV 2回線を受電している。常用線である高輪線に事故があったときは約5秒間以内に予備線である品川線に自動的に切換える。

(2) 20 kV受電回路の空気シャンク断器2台の常用、予備線がいかなる場合にも絶対に同時投入しないよう電気的、機械的、空気的の三要素によるインターロックを完備すること。

(3) 20 kVおよび3 kVの配電器具ならびに変圧器はすべて屋外配置とし無人変電所とするが、住宅およびアパートが近接しているのでとくに騒音につき考慮する。主変圧器はJEM規定の測定方法により50ホン以下であること。

(4) この変電所内の事故か、電力会社側の事故かを確実に選別できる保護方式とすること。かつ東京電力(株)の品川発電所および高輪変電所の保護方式と協調



図1.1 新形式のユニットサブ全景（ソニー株式会社納め）

Fig. 1.1 Full view of a new type unit substation.

可能な高度の保護方式とすること。

(5) 停電時間が1分以上のときは、製品の製作上多大の被害をこうむるため、できる限り停電を避けるような設備を要望された。

2. 主変圧器と負荷時電圧調整装置

2.1 主変圧器

主変圧器は受変電設備の主体をなすもので、完全密閉形変電所を形成するため、図2.1に示すように上部套管がなく、一次側、二次側ともに套管は側面に出し、一次側は20 kVキューピクル内のLC-B形負荷断路器を経て20 kVのラスダクトに連結される。20 kVキューピクルよりゴムケーブルを経て3 kVメタルクラッドに接続される。

主変圧器の定格はつぎのとおりである。

容 量	2,000 k VA
相 数	3
形 式	CR-URS
周 波 数	50 c/s
台 数	2台(将来1台増設)
一 次 電 压	R 22-F 21-F 20-F 19 k V

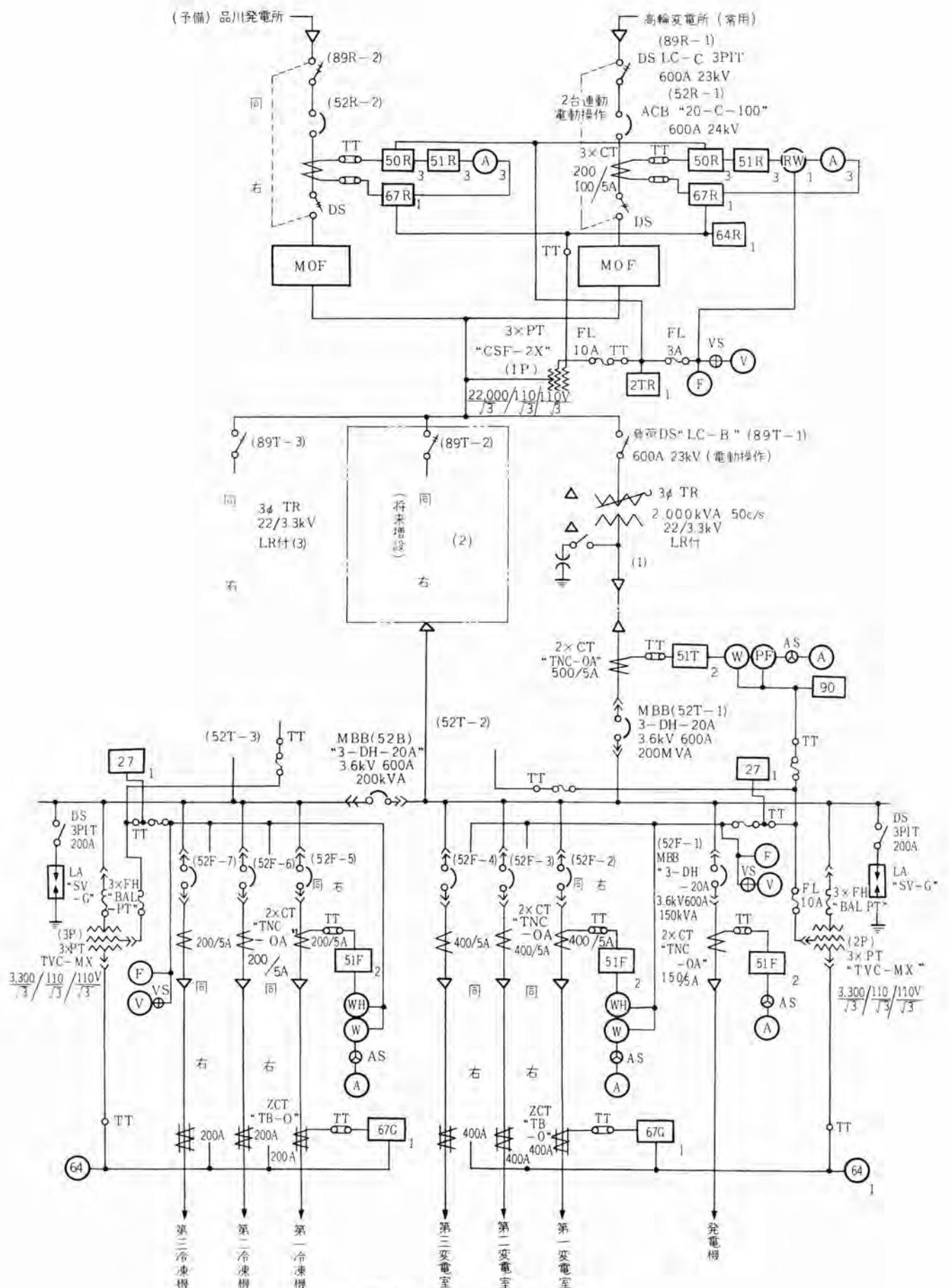


図 1.2 単線接続図
Fig. 1.2 Skelton diagram.



図 2.1 URS 形負荷時電圧調整装置付
2,000 kVA 三相変圧器

Fig. 2.1 2,000 kVA 3 phase transformer.

絶縁階級	一次	20号
	二次	3号
総重量	11,000 kg (油を除く)	
二次電圧	3,300 V	
油量	6,000 l	

この変圧器は全装可搬式で URS 形負荷時 タップ 切換器付が採用され、タップ 切換は電圧継電器による自動制御として二次電圧の安定を図っている。この自動電圧制御用器具は外箱に収納して変圧器本体に取付けてある。また本器は図 2.1 に示すように GT 形室素ガス封入装置付とし、絶縁油および油中絶縁物の劣化を防止し補修点検の回数を減少している。なお ブッホルツ 繼電器（1段および 2段動作）ダイヤル形温度計、油面低下保護装置などを付している。

変圧器の騒音については付近にアパートおよび住宅が近接しているため、磁束密度を下げかつ防音壁を設けるなどの特殊設計をして JEM-1117 の測定方法により工場試験において 50 ホン以下に押さえることに成功した。

2.2 URS 形負荷時電圧調整装置

URS 形負荷時 タップ 切換器による調整電圧は ±330 V (±10%) とし、調整 タップ は ±8 段 17 点、1.25% ステップ とする。この URS 負荷時 タップ 切換器は母線電圧を調整する方法として従来は誘導電圧調整器が使用されており、電圧変化が段階的に変更する。また接点の損耗が若干あるという欠点もあるが下記の理由により漸次使用されつつある。その理由は絶縁強度が大きく常時損失が少ない。電圧変化による力率の変動が少ない。変圧器と一体（図 2.1 参照）になっているので据付手数が多く据付面積も少ないからである。なお接点は耐弧合金を使用しその保証寿命は等価連続動作試験の結果から推定して負荷の大小により相違し、全定格で連続使用したとしても 200,000 回を保証しうるが、一般的な配電器具と異

なり運転中の動作回数は格段に大きいからこの点の保守点検に留意願いたい。

3. 屋外キューピクル

従来変電所の屋外特高受変電設備は屋外鉄構に母線その他の電気導体その支持ガシ、断路器などを立体的に取付け、シャンク、避雷器、計器用変成器類を適当に配置するため鉄構の主柱間、支柱間あるいは主柱と主柱間の径間、機器の配置、母線間隔、導線の対地距離などを適正にするため、相当の占有面積を必要としたのである。

東京都の環状線の品川駅付近のソニー株式会社の特高変電所建設にあたっても、その用地が限定され、地価もそこぶる高いので、用地面積の少なくすむ 22 kV キューピクルが考えられ、採用されたのである。22 kV 屋外キューピクルは屋内キューピクルと同様にシャンク、その他配電器具を矩形の箱の中に入れたもので、配電器具の配置やその構造はビル用屋内キューピクルの経験により合理的に設計することによりその占有面積を小さくできる。

屋外キューピクル採用による利点は用地面積が従来の鉄構式に比し約 $\frac{1}{2}$ ~ $\frac{1}{3}$ になり、かつ導電部分が完全におおわれるので人や鳥獣による被害が全然なく、また器具相互間の鎖錠装置が完全にできるので、保守上安全である。最近問題視されている塩害および煙害に対し導電部分に露出部が全然ないので、根本的な防止対策の一つであると思う。

3.1 20 kV 屋外キューピクル

屋外キューピクルの配置は図 3.1 に示すとおり 1 組 5 台が 1 列に配置され受電シャンク 2 台、PT コンプレッサキューピクル 1 台、変圧器キューピクル 2 台とブーストで構成されている。

屋外キューピクルの仕様はつきのとおりである。

受電シャンク	キューピクル	2 台
20-C-100 形三極单投空気シャンク		
24 kV 600 A 圧縮空気操作式		1 台
LC-C 形三極单投断路器		2 台



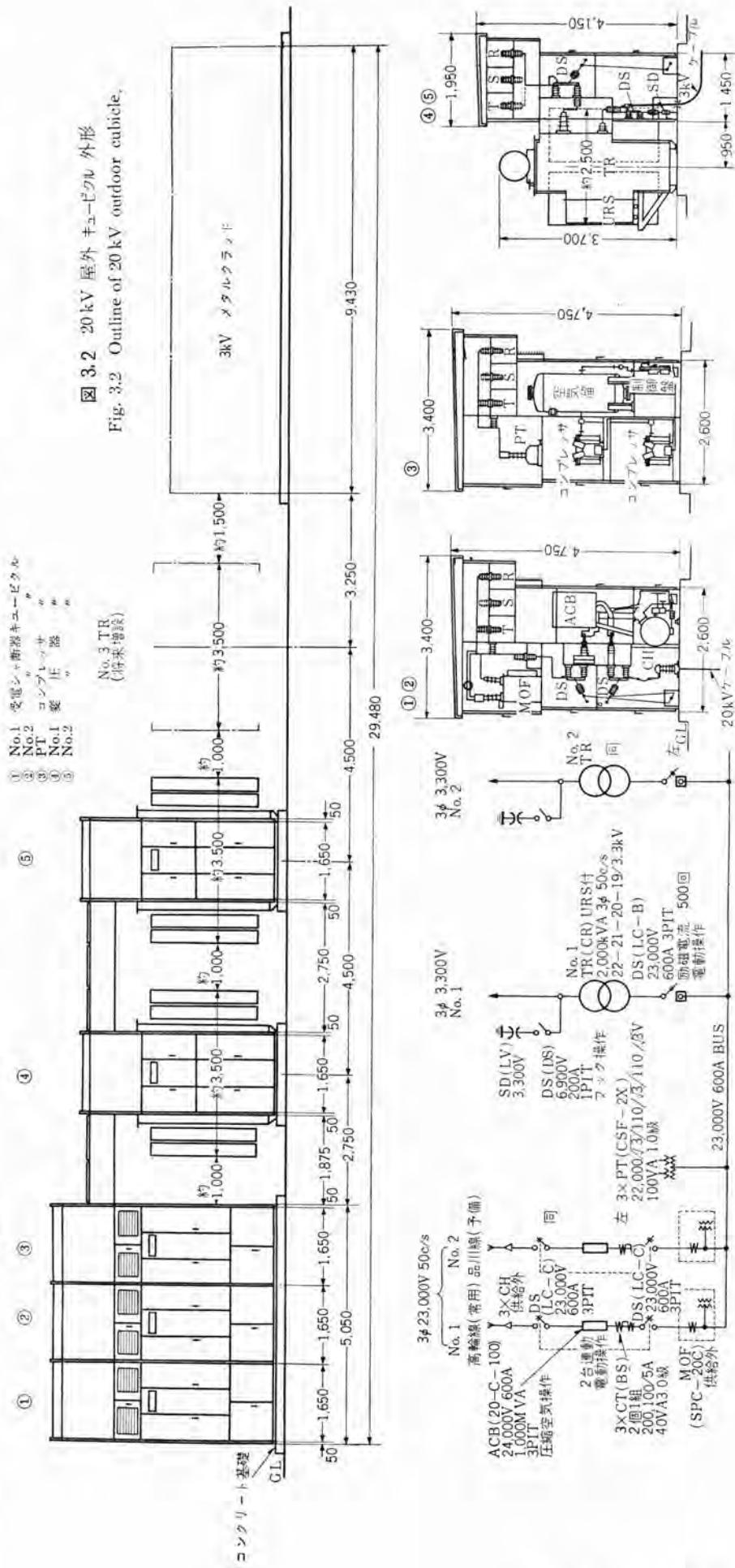
図 3.1 20 kV 屋外キューピクル 外観
Fig. 3.1 Exterior view of 20 kV outdoor cubicle.

23 kV 600 A FB	接続
2 台連動電動操作	
(DC 100 V 100 W)	
BS 形計器用変流器 (套 管形)	3 組
23 kV 100~200/5 A 40 VA 3.0 級	
取引用三相計器用変圧變 流器 (東電支給品)	
PT コンプレッサキューピクル	1 台
CSF-2X 形単相計器用変 圧器	3 個
不燃性油入、完全密封 形	
$\frac{22,000}{\sqrt{3}} / \frac{110}{\sqrt{3}} / \frac{110}{\sqrt{3}}$ V	
100 VA 1.0 級	
CV-AA 形圧縮空気発生 装置	1 組
交流複式	
変圧器 キューピクル	2 台
LC-B 形三極单投負荷断 路器	1 台
23 kV 600 A 電動操作 式	
DS 形單極单投断路器	
LV 形静電放電器	1 台
3,300 V	

キューピクル 内部の器具の配置は図3.2のように配置されている。受電シート断器 キューピクルには計量のため電力会社の取引用三相計器用変圧器が高輪線、品川線に各別個に1組ずつ取付けてある。また変圧器 キューピクルには変圧器一次側に負荷断路器を付して変圧器の励磁電流ならびに負荷電流の開閉を行なうことができる。

キューピタル 本体はシヤ断器室、
断路器室は観音開きの扉を設
け、とくに母線室、母線側断路
器室は雨露や ジンニア の侵入に

図 3.2 20 kV 屋外 $\pm 2-\tilde{\Gamma}\Delta$ 外形
Fig. 3.2 Outline of 20 kV outdoor cubicle.



よる事故を除くため、カバーおよび扉には特殊のゴムパッキンが施してあり、もちろん密閉構造となっている。母線室、断路器室、シャンク室の室間ならびに相間にはバリヤを設け、一部の故障が他室または他相に波及しないようになるとともに相間短絡を生じないようにし、バリヤは取はずし可能としてあるから内部点検は容易に行なうことができる。

空気シャンク器は操作時に圧縮空気の排気音を発生し、これが変電所の外部に騒音として漏れた場合は付近のアパートや住宅に迷惑を与えるのでシャンク器キューピクルの内面に防音装置を施し、排気音を吸収してキューピクルの外部に漏れる音響を半減させている。

受電2回線の空気シャンク器はいかなる場合にも絶対に同時投入しないよう電気的、機械的、空気的の三要素によるインターロックを要望されていたが、協議の結果、電気的インターロックを主とし機械的、空気的インターロックを従とすることに決定した。(図3.3参照)

3.2 20-C-100形空気シャンク器

20-C-100形空気シャンク器は油を全然使用しないので火災の危険はなく、また小さな容積で大きなシャンク容量が得られるのでビル用キューピクルその他に需要多く多数

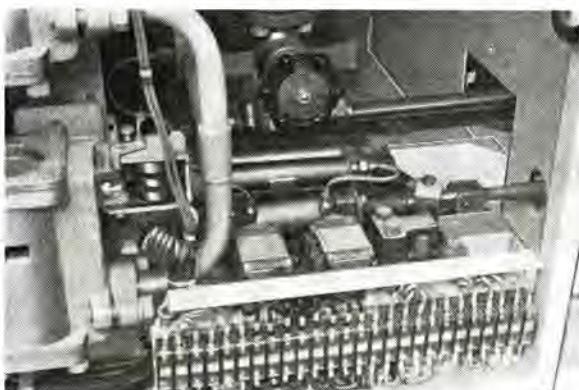
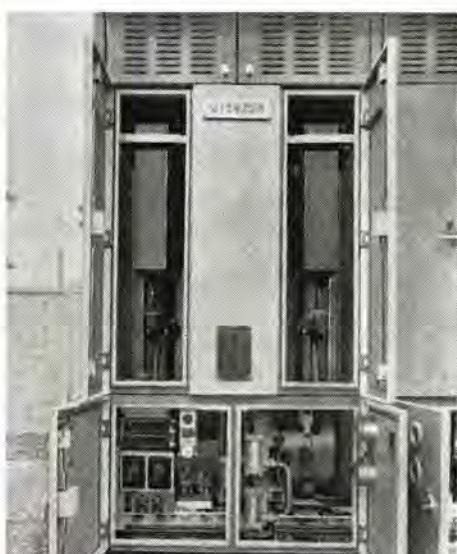


図3.3 空気シャンク器間の鎖錠装置

Fig. 3.3 Interlock between air circuit breakers.

図3.4 20-C-100形空気シャンク器

Fig. 3.4 Type 20-C-100 air circuit breaker.



納入して好評である。図3.4は空気シャンク器がキューピクルに収納された外観を示すもので補助氣そうの上部に接触部と操作機構を備え、投入シャンクとともに直流100Vの電磁弁を開いて圧縮空気により操作機構を動作させ、シャンクの際は圧縮空気を接触部に吹付け、アークを上部の消弧室内に分割押し込んで消弧する。消弧室の上部にはマフラを設け、排出ガスを冷却して完全にイオンを除去するとともに排気音を低減させる。シャンク器の操作圧力は常時10気圧で、圧力が普通8気圧以下がればシャンク器の操作をロックアウトする。10気圧からロックアウトまでの間に動作時間 CO-15秒 CO の操作を1回行なうことができ ロックアウトの解除は9気圧となっている。気そうの圧力は外部より監視することができ、接触部の点検は消弧室の下方から容易に行なうことができる。

空気シャンク器の特長を記述するところとおりである。

(1) 油を全然使用しないので火災の危険がなく、油の劣化ならびに補給の問題はない。

(2) 他力消弧であるため小電流から大電流にいたるまで広い範囲にわたって短いアーク時間で開路し、接触部の損傷もきわめてわずかである。

(3) 補助タンクの上にシャンク器本体が直接取付けてあるのでシャンク器の占有面積が非常に少なく、同じ電圧同じシャンク容量の油シャンク器の $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ である。

(4) 20-C-100形空気シャンク器は鉄板製キューピクルに収納してあるので、屋外鉄構の空間に裸で配置してある屋外油シャンク器やガイシ形シャンク器に比較すると所要面積は少なく、かつ感電の危険はない。

(5) 20-C-100形空気シャンク器の操作圧力は常時10気圧である。空気シャンク器の操作圧力としては比較的低いので空気漏れも少なく取扱いも簡単である。

3.3 LC-B形屋内用負荷断路器

従来変圧器の一次側にはシャンク器を設けるのが普通であったが、最近では変圧器の励磁電流ならびに負荷電流の切れる負荷断路器が開発され実用期にはいっているので、この新形式のユニットサブにもLC-B形負荷断路器が変圧器一次キューピクルに使用されている。(図3.5参照)

LC-B形負荷断路器はバネによる速切り機構と特殊合成樹脂板で囲まれた消弧室の消弧作用によってアークは急速にシャンクされる。この負荷断路器のシャンク定格は消弧要素により限定され、使用電圧、力率、シャンク電流によって寿命回数が異なる。すなわち50%力率でなんらの手入れすることなく500回または100回操作することができます。電圧23kVのとき100Aの負荷電流を500回操作でき、同じ23kVで600Aの電流を100回の操作



図 3.5 LC-B 形負荷断路器

Fig. 3.5 Type LC-B load disconnecting switch.

を保証することができる。

4. メタルクラッドと磁気シャンク

この変電所の屋外用メタルクラッドの外観は図4.1のとおりである。その内容は

変圧器二次用 メタルクラッド	3面
(うち1面は将来増設用)	
PT および避雷器用 メタルクラッド	2面
±電線用 メタルクラッド	6面
発電機母線連絡用 メタルクラッド	1面
母線連絡用 メタルクラッド	1面

変圧器二次用、±電線用、その他のメタルクラッド内部には3-DH-20A形三極単投磁気シャンク、乾式計器用変流器、零相変流器などを収納している。PT および避雷器用メタルクラッドにはSV-A3形三相オートバレット避雷器、乾式計器用変圧器およびBAL-PT形高圧可溶器を引出用台車とともに格納している。

4.1 屋外用 WH 形メタルクラッド

当社で製作しているメタルクラッドはNEMA規程による完全なる装甲開閉装置である。WH形メタルクラッドは



図 4.1 3 kV 屋外 メタルクラッド

Fig. 4.1 3 kV outdoor metal clad.

油を使用しない磁気吹消シャンクを収納している。メタルクラッドの構造はキューピカル形のように単に配電器具類が鉄板で被覆されているだけでなく、シャンクは水平運動により回路と接続または切離され、メタルクラッドに入出が簡単に自由にできるのでシャンクの点検に便で互換性がある。このシャンクの引出しはシャンクの端子を接触部として特殊チューリップコンタクトで行なわれる。通電中に誤って開路して故障の惹起および接触部の焼損することのないよう厳重な鎖錠装置が付してある。接触部分は銀張りまたは銀メッキを施し接触抵抗を少なくしてある。母線および接続銅帯はマイカルタなどの他の特殊絶縁物で完全に絶縁し安全第一の構造になっている。屋外用WH形メタルクラッドの表面には盤名銘板と信号灯だけを取り付け、各種計器、継電器および制御開閉器類は本館地下2階の配電盤室で監視制御を行なう。

4.2 磁気シャンク

当社で製作している磁気シャンクはメタルクラッド配電盤に最適のように開発設計されたもので、多年の要望を満足した油なしシャンクである。当社のメタルクラッドが好評であると同様に磁気シャンクもすこぶる好評で1953年製作開始してから製作台数は2,500台に達している。

図4.2は3-DH-20A形磁気シャンクがメタルクラッドに格納されている写真である。

その特長はつぎのとおりである。

(1) 絶縁油を全然使用しないので、火災発生の危険はなく消弧室は軽くて簡単に取はずしができ接触部の点検も早くかつ容易である。

(2) 消弧室は耐弧性絶縁物の特殊耐熱陶器製であるから消弧物質の劣化によるシャンク能力の低下ではなく、開閉頻度が多くても消弧室の劣化はわずかである。

(3) 主接触部は銀コンタクトで通過電流が大きく、アーケ接触子は耐弧性合金を使用しており、シャンクによる



図 4.2 3-DH-20A 形磁気シャンク

Fig. 4.2 Type 3-DH-20A magnetic blow-out.

損耗は油 シヤ断器 に比し非常に少ない。

(4) 磁気シャンクはメタルクラッドに最適の設計構造であり、シャンクの出し入れは水平運動だけで軽快にできる。

(5) シヤ断性能は実験の結果油シヤ断器に比してすぐる優秀で所要寸法も少ないので据付場所も少ない。

5. 監視制御盤

監視制御盤は当社標準の D-3 形机形配電盤とし、図 5.1 の写真に示すように盤の前面計器部には最新の広角度目盛の半埋込の各種計器 120 mm 角のものを取付け、斜面部には制御開閉器、信号灯および全変電所の系統を明示する模擬母線を体裁よく取付け、屋外变電所全体をここで中央監視制御することができる。

各種繼電器類はこの監視制御盤の裏面に系列により取付けてある。

受電盤 1面

変圧器盤 3面（うち1
面増設用）

電盤 2面

故障の表示は DA 形ドロップ式故障表示器を電圧計形漏電計とともに正面の計器部に取付け、故障個所の発見監視を一目瞭然にさせている。

6. 据付上の問題点

この変電所の屋外ならびに屋内機器の据付配線工事のいっさいを当社で施工したが図6.1は屋外機器の装置図である。従来は屋外鉄構、屋外 シヤ断器、その他の配電器具を コンクリート 基礎上に適宜配置して、鉄構に支持 パイシ を取付け母線や接続導線を結線していたのである。

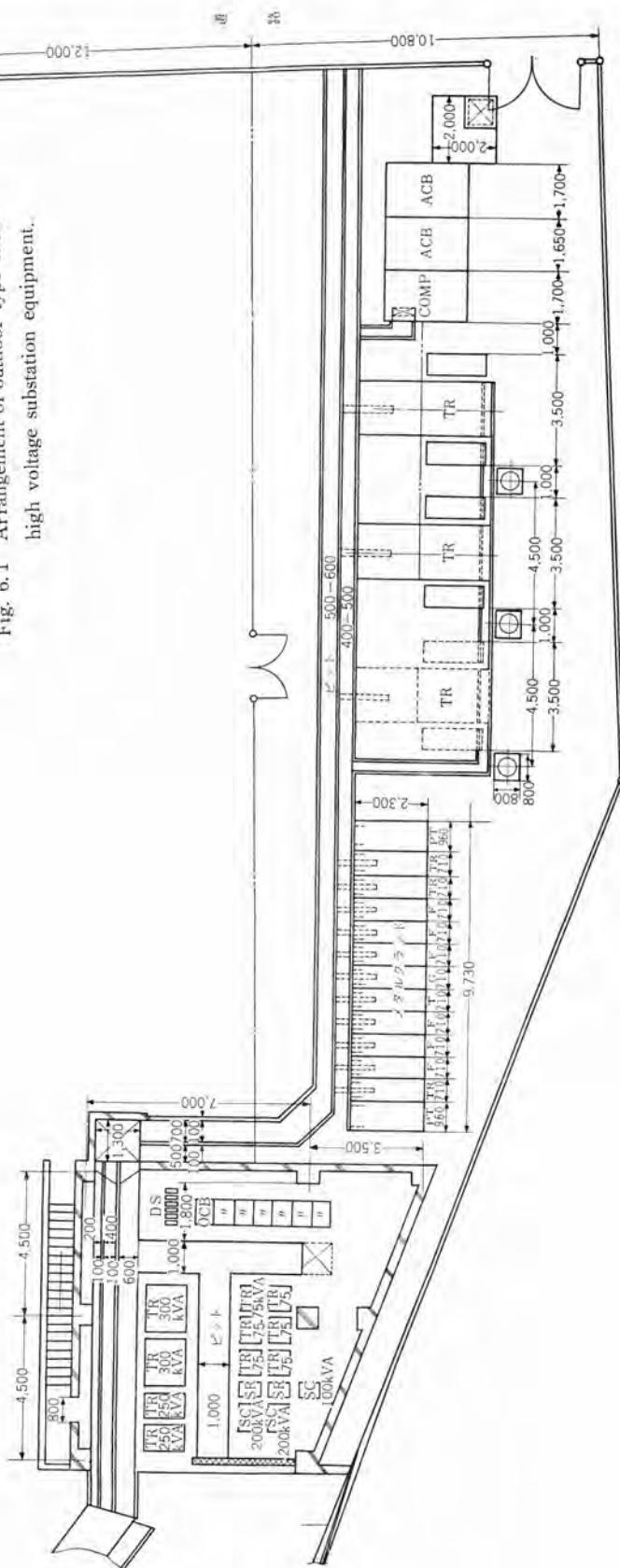
ソニー株式会社の屋外変電所の場合
は主変圧器、20 kV キューピクル、3 kV メ
タルクラッドなどは当社工場で製作組立
てられ試験されたものを工場から発送
された、そのままの姿で据付ければよ
いので従来の屋外鉄構式の変電所と比
較すれば、起こりやすい結線の誤りも
なく据付配線の工程は格段に短縮さ



図 5.1 監視制御盤

Fig. 5.1 Supervisory board.

図 6.1 屋外特高変電設備機器装置図
Fig. 6.1 Arrangement of outdoor type extra high voltage substation equipment



れる。

7. 特 長

今回 ソニ 株式会社に納入した新形式の ユニットサブ の利点は下記のとおりである。

7.1 据付面積の縮減

3 kV 屋外 メタルクラッド を採用したのは従来の ユニットサブ と同様であるが特高側に従来の屋外鉄構式の変電所とせず 20 kV 屋外 キューピクル を採用したので、変電所に必要な用地面積は従来の $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ に縮減された。地価の高い大都市の周辺地に好適の屋外変電所である。

7.2 人件費の節約

少数の監視人で本館地下 2 階の監視制御盤の付近で故障や状態監視ができる。屋外変電所は完全無人に設計されている。

7.3 高度の信頼性

20 kV 屋外 キューピクル、密封全装可搬式変圧器、3 kV 屋外 メタルクラッド、ブスタクトなどの採用により完全密閉形変電所を形成し、シヤ断器は空気シヤ断器、磁気シヤ断器などの高性能のものを使用しているので高度の信頼性がある。

7.4 操作の安全性

新形式の ユニットサブ は全密閉形であるので塩害および煙尘に対して安全性が強い。シヤ断器と断路器間、常用シヤ断器と予備シヤ断器間、その他の鎖錠装置が完備しているので、過去に惹起された断路器の誤操作による重大な故障は絶対にない。

7.5 標準化と互換性

3 kV メタルクラッド の標準化と互換性はシヤ断器の種類、

シヤ断容量、母線の形式などによりその内部構造に相違があるが、これを標準化し、互換性を与えることに成功している。20 kV 屋外 キューピクル についても図 3.1 の写真に見るように受電方式により標準化を期し、シヤ断器は 20-C-100 形空気シヤ断器に統一したいと考えている。

8. む す び

特高側屋外 キューピクル はすでに 20 kV 級は製作され実用期になっている。30 kV 級 シヤ断器 および屋外 キューピクル は前述の ソニ 株式会社納入のものと大同小異の設計で製作することができる。70 kV 級特高 キューピクル については一部開発している機器もあり、製作準備は整っているので、技術資料を提出したことしばしばある。70 kV 級特高 キューピクル が経済的に製作される機会を与えられるならば、屋外鉄構のない、すっきりした、簡素化された 70 kV 級屋外特高 キューピクル が出現することを期待してやまない。

参 考 文 献

- (1) 吉岡： 20 kV キューピクル、「三菱電機」，27, No. 6, p. 34 (昭 28).
- (2) 五十嵐・清水： W 形 メタルクラッド、「三菱電機」，27, No. 6, p. 6 (昭 28).
- (3) 新井・五十嵐・志賀： DH 形磁気遮断器、「三菱電機」，27, No. 6, p. 40 (昭 28).
- (4) 新井・樺沢・亀山・岩崎： 新高圧負荷断路器、「三菱電機」，31, No. 3, p. 25 (昭 32).
- (5) 五十嵐・簗田・米沢： 最近の C 形空気シヤ断器、「三菱電機」，33, No. 6, p. 14 (昭 34).
- (6) 樺沢・矢野・田和： 大電流大容量屋外 キューピクル 開閉装置、「三菱電機」，33, No. 10, p. 96 (昭 34).

低圧速動ヒューズ

伊丹製作所 岩崎行夫*・小林凱*・岩崎晴光**

Fast-Acting Fuses for Low Voltage Circuits

Itami Works Yukio IWASAKI・Gai KOBAYASHI・Harumitsu IWASAKI

With increase of installed capacity of circuits of voltage lower than 600 volts are often subjected to heavy short circuit to threaten the equipments. Once damage occurs, much expense and time are needed to bring it back to the normal state. Particularly it is true with those having a low overload capacity such as semi-conductor rectifiers. To guard against it type FL fast acting low voltage fuses have been developed, followed by type FT indicating fuses. They are also applicable to ordinary power circuits just by themselves or in combination with small disconnecting switches and type NF breakers.

1. まえがき

設備容量の増加にともない、電圧 600 V 以下でも短絡容量の大きい回路は故障をできるだけ小電流に限流して早急にショートしなければ、事故は拡大して、その後旧に多額の費用と時間が必要となる。とくに半導体整流器のように、過負荷耐量の低い機器は特別早くショートしなければならないので、その保護用として FL 形低圧速動ヒューズを開発した。

また、FL 形ヒューズの溶断を外部へ確実迅速に報知するため、FT 形表示ヒューズもあわせ開発した。この

FL 形、FT 形ヒューズは整流器保護用以外に、短絡容量の大きい一般低圧回路にも単独あるいは小型開閉器 NF ブレーカと併用して短絡保護機器として広く使用することができる。

図 1.1、1.2 に FL 形、FT 形ヒューズの外観写真を、図 1.3 に FL、FT 形ヒューズが整流器トレイに組込まれたところを示す。

2. FL 形、FT 形ヒューズの特長

2.1 FL 形ヒューズの特長

(1) きわめてすぐれた速動性を有し、溶断 $\int i^2 dt$ が微小である。

普通のヒューズに比べ、過電流による溶断特性が非常に速い。比較のため図 2.1 に普通ヒューズ (BA 形電力ヒューズ) と FL-13 形ヒューズの溶



図 1.1 FL 形速動ヒューズ
Fig. 1.1 Type FL fast-acting fuse.

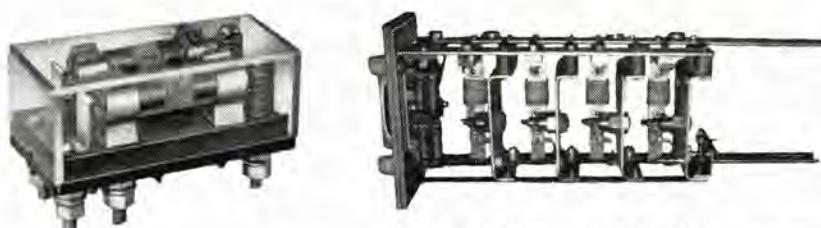


図 1.2 FT 形表示ヒューズ 250VIA
Fig. 1.2 Type FT, indicating fuse.

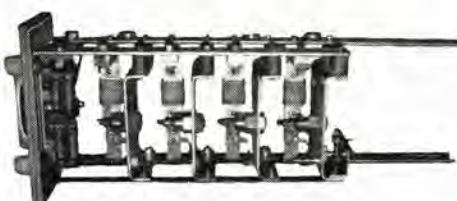


図 1.3 整流器トレイ入り FL-25×400 形ヒューズと FT 形表示ヒューズ
Fig. 1.3 Type FL-25×400 fuse and type FT fuse in a tray assembly.



図 2.1 普通ヒューズと速動ヒューズとの溶断特性比較図

Fig. 2.1 Comparison of melting time-current characteristics with fast acting fuse and ordinary fuse.

断特性をあわせ示すが FL 形ヒューズは普通ヒューズにくらべ定格電流の 300 %では $1/20$ 以下、400 %では $1/200$ 以下の微小時間で動作する。この溶断までに要する $\int i^2 dt$ (図 2.2 において $t=0$ から $t=t_m$

までの (電流)² の積分) を溶断 $\int i^2 dt^{(1)}$ と

称するが速動性がすぐれているためこの値が非常に小で、半導体整流素子のように熱容量の少ないものでも十分保護することができる。

(2) 限流作用が大きくシヤ断 $\int i^2 dt$ が微小である。

このヒューズは図 2.2 に示すように溶断後流通電流をアーチ抵抗により大きくしほり、もしヒューズがない場合回路に流れる短絡電流波高値 i_{sp} より低い電流、 i_{sp} をアーチとして時間 t_a までしか流さない。このことをヒューズの限流作用と称するのであるがこの結果、電流シヤ断までに実際に回路に流入するシヤ断 $\int i^2 dt$ (図 2.2 において $t=0$ から t_a までの(電流)² の積分) はヒューズのないときよりもいちじるしく制限される。

(3) シヤ断容量が RMS 100,000 A 以上と大きい。

FL 形ヒューズは 50 MVA の発電機と 10 MVA の大電流変圧器を有する短絡試験設備で、シヤ断容量 RMS 100,000 A が確実に検証されている。

(4) 電流シヤ断後にサージ電圧を発生しない。

限流形ヒューズは、自己のアーチ抵抗により電流をしほるためサージ電圧を発生しやすいのであるが FL 形ヒューズはエレメントの形状を研究して過渡電圧を回路電圧波高値の 120 %以下に押さえている。

(5) 温度上昇が少なく JIS 規格 C 8352 に合格する。

エレメントから発生する熱量は少なく、周囲への熱放散も良好であるため、小形、大容量の割には温度上昇は低く JIS 規格に合格する。

(6) 小形である。

定格電流シヤ断容量が大きいにもかかわらず非常に小形である。これはヒューズ取付スペースの節減をもたらし、ヒューズ取付機器の小形化、低廉化に役だつ。

(7) 機械的強度が大きい。

このヒューズは刃形ヒューズでホルダなしで直接機器にボルト締めされるものであるから、取付けの際および事故時にヒューズに機械的応力が作用する場合がある。FL 形ヒューズはそのような場合でも機械的強度が大きいから安

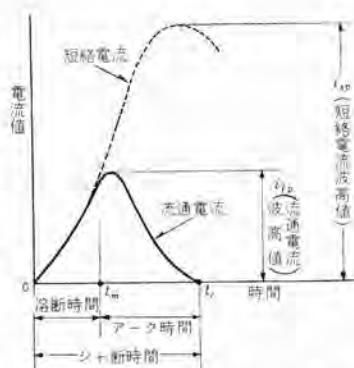


図 2.2 限流形ヒューズの限流作用
Fig. 2.2 Limiting action of current limiting fuse.

全である。

(8) 厳重な品質管理により品質が一定している。

(9) FT 形表示ヒューズを使用し FL 形ヒューズの溶断を外部へ報知することができる。

2.2 FT 形表示ヒューズの特長

(1) ヒューズと警報用接点が一体となっている。

(2) 完全密閉構造で耐食性をもつ。

(3) 外部から動作が観察できる。

(4) 小形である。

(5) 確実、迅速に表示動作をする。

(6) シヤ断容量が大きく、RMS 100,000 A 以上である。

(7) 電流シヤ断時のサージ電圧が低い。

(8) 2 極直列にすれば AC 600 V までシヤ断ができる。

3. FL 形、FT 形ヒューズの定格

3.1 適用規格

半導体整流器保護用ヒューズは、一般の回路保護用ヒューズとは用途もその特性もまったく異なるので、JIS 規格 C 8352 (一般用低圧ヒューズ通則) はそのまま適用できない。

しかし半導体保護用ヒューズ規格は現在制定されていないので、便宜上適用できる範囲で前記規格と JEC 規格 113 (電力ヒューズ) に従い設計試験を行ない、定格を称呼している。したがってこのヒューズを使用する際にはその定格について十分吟味をする必要がある。

3.2 定格電圧、定格電流

今までに開発完了し生産開始している FL 形 FT 形ヒューズの形名、定格を表 3.1 に示す。

FL 形 FT 形ヒューズの定格電圧は JIS 規格と同じく使用可能な最高回路電圧を、定格電流は JIS 規格の温度上昇限度に合格する連続通電定格とともに交流正弦波実効値で示している。

なお FL 形ヒューズの形名は定格、特性を表示するもので FL-A × B 形の A は定格電圧、B は大電流領域の溶断特性を示す。

表 3.1 定格表

形名	定格電圧 AC (V)	定格電流 (A)	シヤ断定格 (非対称実効値)(A)
FL-13×100	130	100	100,000
FL-13×200	"	200	
FL-13×400	"	400	
FL-13×600	"	600	
FL-25×200	250	200	100,000
FL-25×400	"	300	
FL-25×600	"	400	
FT 形(表示ヒューズ)	130/250	ヒューズ箇 1 A 補助接点 0.5A	100,000

たとえば、FL-13×400 形定格電圧 130V 定格電流 400 A と FL-25×400 形定格電圧 250 V 定格電流 300 A とでは、大電流の溶断特性はほぼ等しいが、JIS 規格の長時間連続通電定格は 400 A と 300 A の差異があることを示している。

3.3 シャ断容量

この FL 形ヒューズは、一般交流ヒューズの規格に従い、交流正弦波電圧にて短絡試験を行ない、その シャ断性能を検査しているので、その シャ断容量は交流正弦波 60 c/s における値である。しかし整流回路にかかる逆電圧がヒューズの定格電圧波高値をこえないよう、ヒューズ 定格電圧を選定しておけば、回復電圧特性は一般に交流正弦波の場合のほうが整流器の実回路よりもむしろ苛酷となるので、交流正弦波電圧で試験するほうが大体安全側であり、事故を起こす危険はない。

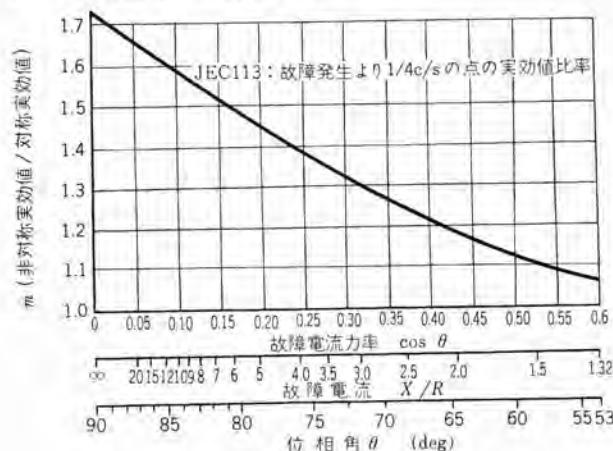


図 3.1 故障電流の非対称実効値対称実効値の比率 m と故障力率および X/R との関係曲線

Fig. 3.1 Curve showing the relation between the ratio of rms asymmetrical amperes and rms symmetrical amperes for the fault current power factors or X/R ratios.

シャ断電流値は JEC 規格 113 を摘要して、ヒューズを入れない場合の短絡電流 i_s の ヒューズ発弧時の非対称実効値 (RMS アンペア) であらわしている。非対称実効値の対称実効値に対する比率 $m^{(2)}$ は図 3.1 に示すが、短絡力率により異なってくる。このためこの ヒューズの対称シャ断容量は短絡力率に従い 10 kA の $1/m$ になる。

このことは FL 形ヒューズ応用のさい留意を要す。

4. FL 形ヒューズの構造、製作、動作

FL 形ヒューズは限流ヒューズの一種でその外観は図 1.1 に示すように、普通の低圧刃形ヒューズ筒とほとんど同一であるが、内部構造および使用材料は従来の低圧ヒューズとはまったく異なっている。

まず外側ヒューズチューブは小形で機械的強度が強く、中低圧速動ヒューズ・岩崎・小林・岩崎

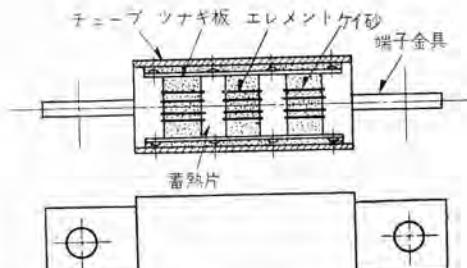


図 4.1 FL 形ヒューズ構造説明図

Fig. 4.1 Expository views of type FL fuse construction.

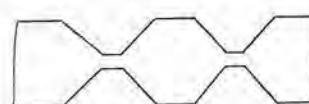


図 4.2 ヒューズエレメントの形状

Fig. 4.2 Shape of fuse element.

断容量も大きいヒューズとするため、機械的、熱的にすぐれた性能をもつ当社製ガラスメラミン管を使っている。また当社製チューブは内径精度がよいため端子金具とのハメ合部の密封構造は完ぺきで定格 シャ断容量 100,000 A をシャ断してもガス放出は皆無である。

エレメントはヒューズの速動性、限流性をたかめ、シャ断容量を増大し、かつ発弧時のサージ電圧の急とうのないものとするため、図 4.2 に示すような数個所にきわめて短く細い部分をもった特殊形状の銀板を必要枚数並列にして使っている。

エレメントの寸法精度はヒューズの動作特性だけでなく、ヒューズ自身の内部抵抗値をほとんど決定するもので、もしヒューズ内部抵抗に大きなバラツキがあればヒューズを多数並列に使用の場合、電流不平衡の問題を起こす恐れがあるため、その精度はとくに厳重に管理している。

また定格電圧、電流が大きく、エレメントの長いヒューズには熱容量の大きい金属性の蓄熱片がエレメントの温度上昇を低減するために装入されている。

エレメントの周囲には、純度が高く粒度も厳重に管理されたケイ砂 (silica sand) が空隙なく、充填されている。

このケイ砂の充填はヒューズのシャ断性能に重要な関係があるので振とう器にかけて十分充填し、かつその充填度を X 線検査している。

両端端子はヒューズを小形で温度上昇が少なく、定格電流の大きいものとするため、刃形 (ボルト締付式) としているがその平面度および寸法精度には取付を考慮して注意を払っている。図 4.3 にその外形寸法を示す。

ヒューズは事故電流が大きいときは、エレメントの細い部分から順次エレメント全体まで溶断発弧して行き、ケイ砂の冷却動作で高いアーケット抵抗を発生して、電流をしぼりつつ消弧する。

また過負荷電流のばあいは、エレメントで発生した熱量は蓄熱片および端子板に吸収され、エレメントは温度上昇

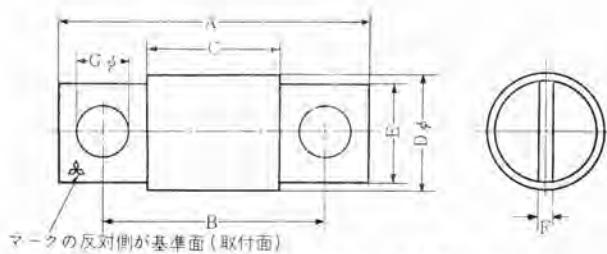


図 4.3 FL 形低圧速動ヒューズ外形図

Fig. 4.3 Outline of type FL fast-acting fuse.

図 4.3 付 表

形名	定格 電圧 (A)	格 電流 (V)	A	B	C	D	E	F	G	補付用 ボルト	相手側 B寸法 公差
FL-13×100	130	100	68	51±0.7	29 ^{+0.5} ₀	26	20.4	5	7	6	51±0.5
FL-13×200	130	200	68	51±0.7	29 ^{+0.5} ₀	26	20.4	5	9.5	8	51±0.5
FL-13×400	130	400	68	51±0.7	29 ^{+0.5} ₀	26	20.4	5.0	9.5	8	51±0.5
FL-13×600	130	600	89	61±0.7	31 ^{+0.5} ₀	40	32.4	6.5	11	W 3/8	61±0.5
FL-25×200	250	200	80	60±0.7	40 ^{+0.5} ₀	32	24.4	5.0	9.5	8	60±0.3
BL-25×400	250	300	98	70±0.7	40 ^{+0.5} ₀	40	32.4	6.5	11	W 3/8	70±0.5
FL-25×600	250	400	98	70±1.0	40 ^{+0.5} ₀	40	32.4	8	15	W 1/2	70±0.5

せず、溶断をのがれる。すなわち短時間過負荷では溶断せず、大電流では瞬時に動作し故障を高速度に切離するのである。

5. FT 形表示ヒューズの構造動作

FL 形ヒューズに並列に接続して、その溶断を報知するもので、図 5.1 の外形図に示すように 2 梱分のヒューズ筒が付属の限流抵抗器補助接点、クリップとともに、モールド製絶縁ベースに取付けられ、1 個のヒューズを形成しており、前面は防食用透明カバーでシールドされ、裏面には

定格電圧	AB 250 V 1Ω 抵抗器付 極
定格電流	1 A
過電圧力	ただし補助接点だけ 0.5 A AC 干燥 検問 1,500 V 熱アース間 3,000 V
シャン断電流	100,000 A

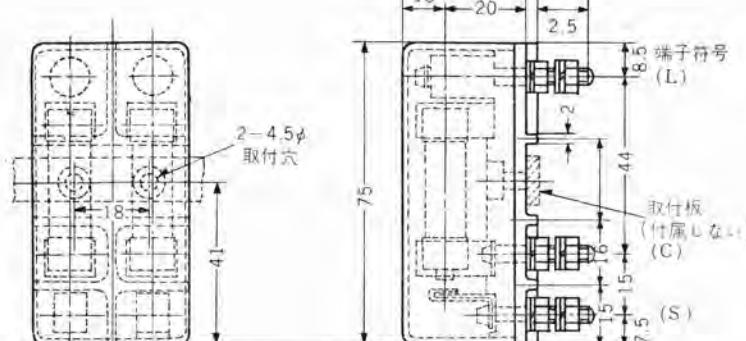
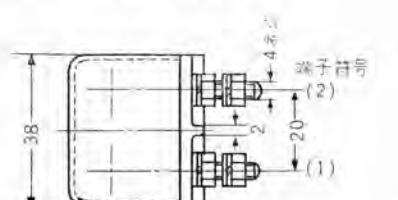


図 5.1 FT 形表示七号-2 外形図

Fig. 5.1 Outline of type FT indicating fuse

限流抵抗器から出ている電源側端子 L、ヒューズ筒下端から出され、信号電源端子を兼ねる共通端子 C、補助接点から出る信号電源端子 S の三つの端子が 2 極あて計 6 個出ている。

ヒューズ筒の内部構造は図5.2に示すが、ヒューズエレメントと可動ロッドが連結されていてスプリングを引張り可動ロッドを引込んだ状態でヒューズエレメントの一端はキャップに固定されている。ヒューズエレメントの四周には消弧剤ケイ砂が充填されている。

このヒューズは普通図5.3のような接続方法でFL形ヒューズと並列し使用する。通常時はFT形はFL形よりも抵抗値が高いのでFT形にはほとんど電流は流れないが、FL形ヒューズが溶断すると、この表示ヒューズのC-L端子間に電圧が加わり、電流が流れヒューズエレメントは溶断する。エレメントが切れると保持されていた可動ロッドはスプリングの作用で筒端から図5.2(b)に示すように突出して、補助接点のコンタクトすなわち、警報回路を閉じ外部にFL形ヒューズ溶断を報知する。カバーが透明であるから外部からもヒューズ動作は明了に観察できる。

従来この種のヒューズは化学工場などに使用されたとき腐食による断線が多いといわれていたものであるが、FT形ヒューズではとくにこの点を考慮してヒューズ部分に透明カバーをかぶせ完全密閉構造としているので誤動作は皆無となっている。

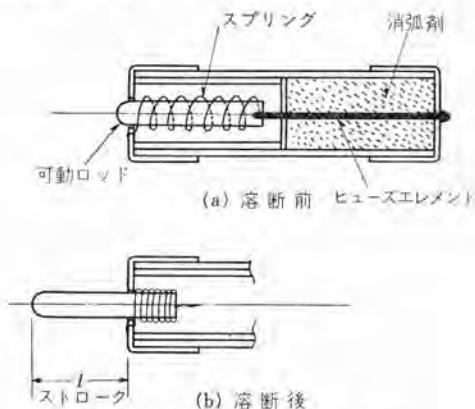


図 5.2 FT 形ヒューズ 簡構造図
Fig. 5.2 Construction of type FT fuse unit.

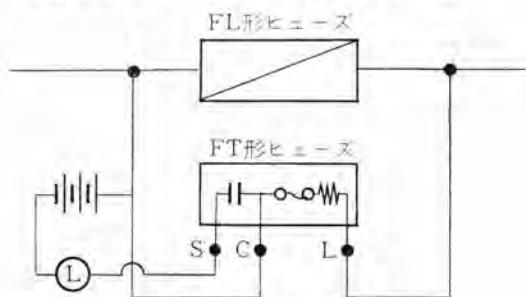


図 5.3 FT 形上昇- λ 結線図例

Fig. 5.3 Schematic diagram of type FT indicating fuse application.

この表示ヒューズは、FL形ヒューズの溶断報知だけでなく、他のヒューズあるいは機器と組合せ表示付保護装置として広く使用することができる。

6. FL形ヒューズの性能

6.1 溫度特性

このヒューズはトルクなしで直接保護装置の導体に取付けられるため実際使用時の温度上昇は、その取付導体の形状、寸法によって変わってくる。FL形ヒューズはJIS C 8532に合わせ、表6.1の寸法の導体を使用して定格電流の115%の過電流を通じたとき、ヒューズの温度上昇が

表 6.1 FL形ヒューズ 温度試験用導体寸法表

ヒューズ定格電流 (A)	接続導体寸法			長さ(m)
	厚み×幅(mm)	断面積(mm ²)	長さ(m)	
100以下	1.6×24	36		0.6
201~200	4×25	100		
201~300	4×50	200		
301~400	5×50	250		
401~600	6×50	300		1.2

表 6.2 付図

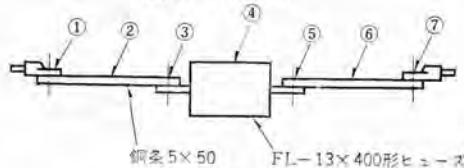


表 6.2 FL-13×400形ヒューズ 温度上昇試験結果

通電電流 アンペア 定格比	冷却風速 (m/sec)	温 度 上 升							周囲 温度
		①	②	③	④	⑤	⑥	⑦	
400	100	28	32	42	43	49	46	35	31
460	115	35.5	50	58	59	66	60	40.5	38
520	130	42	62	74	75	80	77	50.5	30
400	100	15	18	26	26.5	32	24	18	30
460	115	24	29	44	47	51	42	29	38
400	100	15	18	19	20	20.5	19	17	31
460	115	24	29	35.5	36	37	32	27	38

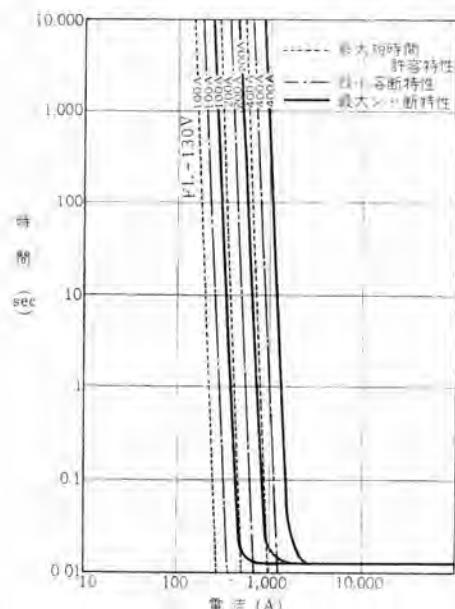


図 6.1 FL-13形速動ヒューズ 時間電流特性曲線

Fig. 6.1 Time current characteristics of type FL-13 fast-acting fuse.

低圧速動ヒューズ・岩崎・小林・岩崎

端子部で70°C以下であることを保証している。

実測例としてFL-13×400形ヒューズの温度上昇値を表6.2に示す。なお風冷整流器の場合、ヒューズにもその一部が流れ冷却されるので表6.2に風速0.5mと1.5mで風冷したときの結果をあわせ示したがかなり温度上昇は低下している。しかしこの風冷により溶断特性はあまり変化せず、過電流流通時の溶断を遅らすことは一般に期待できないので、風冷であるからといってとくに低い電流定格品を使用することはヒューズの動作協調を破り無用の溶断を多くする危険があるから一般に行なわないほうが安全である。

6.2 溶断特性

上述の表6.1の電線を使用し、周囲温度10~30°Cであらかじめ負荷をかけないで試験したときのFL-13形ヒューズの最小溶断時間電流曲線を図6.1一点鎖線で示す。その溶断特性のバラツキ範囲は試験結果では10~30°Cの周囲温度差20°Cの影響および品質のロット間変動をも含め大体10%以内にはいっているが、裕度をとって時間をベースとし最小溶断電流値の+15%以内を保証している。

周囲温度が30°C以上であると溶断は早くなり、ヒューズの通電能力は低下してくるので溶断特性は周囲温度に比例した電流値補正係数(K)で補正しなければならない。図6.2にFL形ヒューズの温度電流補正係数を示す。

ヒューズの溶断 $\int i^2 dt$ は溶断特性曲線上の各点で電流 I_m 、時間 t_m の値を求め次式より計算される。

$$\text{溶断 } \int i^2 dt = I_m^2 t_m$$

この値は電流の増加すなわち時間の減少とともに減少し

表 6.3 FL形ヒューズの溶断 $I^2 t$

ヒューズ形名	溶断 $I^2 t$ (A ² ·sec)	
	最 小	最 大
FL-13×100	1.3×10^{-4}	1.73×10^{-4}
FL-13×200	4.9×10^{-4}	6.5×10^{-4}
FL-13×400	1.56×10^{-4}	2.08×10^{-4}
FL-13×600	3×10^{-4}	4×10^{-4}

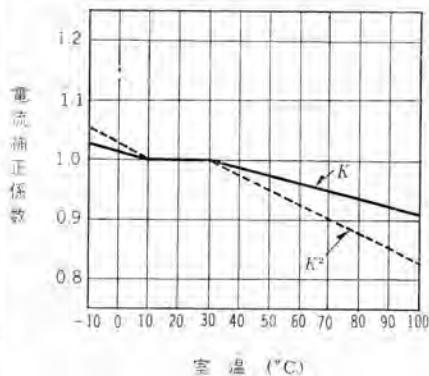


図 6.2 時間電流特性温度補正係数

Fig. 6.2 Ambient temperature adjustment factors.

ついにはある一定の値(溶断 $I^2 t$)になるのであるが、速動性ヒューズはこの一定値が少なく、しかもこの一定値になる時間が微小であることが要求される。普通の電力ヒューズは0.1秒くらいで大体一定値となるが、FL形ヒューズは1/2 c/sすなわち0.01秒以下ではじめて一定となりしかもその値は表6.3に示すように非常に少ない。

この溶断 $I^2 t$ も周囲温度が高くなると当然小さくなる。その温度補正係数は溶断特性の電流値補正係数Kの自乗すなわち K^2 である。たとえば周囲温度50°Cのときある時間tにおける溶断電流は97.5%に下がり、 $I^2 t$ は $(97.5)^2 =$

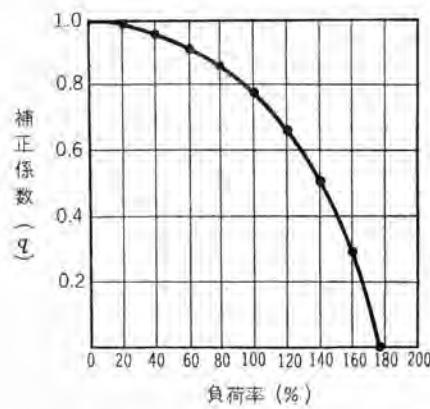


図 6.3 溶断時間電流特性負荷率補正係数

Fig. 6.3 Preloading adjustment factor.

95%に下がる。この値は案外高い数値であり使用時には注意を要す。

ヒューズを1.5m以下の風速で風冷した場合の溶断特性は定格電流近くでは確かに遅くなるが大電流域ではほとんど変化しない。しかも定格電流付近の変化も特性のバラツキ範囲内にはいる程度であり、風冷による溶断特性への影響は直接にはわざかである。ただ小さいスペースに機器をつめ込みスペース全体の温度上昇が高いときその温度(ヒューズにとっては周囲温度)を下げ溶断時間を遅らす効果は大である。

実際の使用状態のように、いくらかの負荷が前もって連続にかかるついて、故障が発生し過電流が流れる場合には当然その溶断特性は早くなる。この補正率は使用条件による変数が多数あるため一概に決定できないが参考として、FL-13×400形ヒューズについて図6.1と同じ試験条件である負荷をあらかじめ連続通電して一定温度とした後、試験したときの溶断電流補正係数qを図6.3に示す。

6.3 短時間許容時間—電流特性

前項の溶断特性は過電流が発生して溶断するまでのものであるが、ヒューズエレメントは実際には溶断するまでにある温度以上になると熱的に変質を起こし、たとえ過電流が溶断するまでにストップして温度がもとに戻っても、エレメントはもうもとの状態にはかえらず、今度過電流が流れたときには、前項の溶断特性よりも低い電流時間で溶断するようになる。

よってヒューズの動作協調をはかり、定格電流を選定する場合には、溶断特性は参考にできない。

このためある電流を流したときエレメントの温度が変質点以下にとどまりヒューズ自身なんらの損傷変化もなく安全に流しうる最大時間を求める試験を行なったが、その結果を図6.1破線で短時間許容時間電流特性曲線として示す。これによれば安心して流しうる時間は溶断時間よりも相当低くなっている。この特性曲線もまた図6.2、6.3で温度負荷率の補正をしなければならない。従来ヒューズが自然劣化し無事故時に動作することの多かったのはヒューズの電流定格を選定するさいこの短時間定格を考慮せず、溶断特性をヒューズの動作特性と考えていたため、少しの過負荷でエレメントの劣化がはじまっていたのではないかと思われる。動作協調、とくにヒューズの無用な溶断を防止するためにはかならずこの短時間許容特性を考慮しなければならない。

しかし定格電流値の5倍以上の大電流域になると、このエレメントの変質時間と溶断時間との時間差は非常に短く、この間に消費するエネルギーは、リソルが発弧するまでの全エネルギーのわずかな部分にしかあたらないので実際事故の場合には、ヒューズが切断せずに損傷することは少ない。

6.4 シャ断特性

(1) 試験方法と総括結果

RMS 100,000 A まで種々の電流値で FL 形単独の場合と、FL、FT 形並列接続の場合のおのおのについてシャ断試験を行なった。その代表的結果を表6.4、図6.4に示すがヒューズはすべて筒の破壊や火煙の吹出しあらずなくシャ断完了している。図6.5はそのシャ断試験状況写真である。

130 V 250 V ヒューズとも 150 V 300 V 過電圧で、試験を行ない、シャ断性能に相当の裕度のあることを確認している。

(2) 異常電圧発生率

発弧時のサージ電圧はエレメント形状に留意した結果回路電圧が定格電圧以下の場合でもまったく発生しておらずアーカ電圧ピークもすべて回路電圧波高値の 120 %以下

表 6.4 FL 形ヒューズ 代表的 シャ断試験結果一覧表

供 試 品	試験 番号	試験条件 (AC60 c/s)					試験結果										FT 形ヒューズ の状態	
		定格電圧 (V)	定格電流 (A)	回路電圧 (V)	回復電圧 (%)	短絡力率 (度)	短絡電流 (対称 実効値)	投入位相 (度)	電流 (非対称 実効値)	FL 形ヒューズ			通過電流 (max 波高値) (A)	溶断 時間 (c/s)	シャ断 時間 (c/s)	通過電流 (max 波高値) (A)		
										(+) シヤ断	動作時間(c/s)	$\int I^2 dt$						
FL-13×400 FT	944-67	150	100	83	7,400	107	8,300	0.10	0.21	0.31	1.4×10^4	4.26×10^4	5.7 × 10 ⁴	4,716	(※)	125	異状なし	
	#-86	150	"	"	37,000	70	55,900	0.15	0.35	0.50	*	3×10^6	3.2×10^6	7,840	0.05以下	0.39		
	#-6	150	99	85.5	85,000	115	127,000	0.05以下	0.35	0.35	*	2.1×10^6	2.1×10^6	31,000	-	0.3	165	
FL-25×600 FT	#-8	130	100	82	6,400	343	9,600	0.25	0.29	0.54	3.2×10^4	6.85×10^4	1×10^5	5,600	0.25	0.54	177	異状なし
	#-51	250	"	73	6,700	60	6,800	0.10	0.3	0.40	3.5×10^4	1.3×10^5	1.7×10^5	6,850	(※)			
	#-23	"	"	73	34,500	5	42,400	0.1	0.3	0.4	*	2.1×10^5	2.3×10^5	7,650	0.1以下	0.35	317	異状なし
	#-80	300	99	85	7,400	195	112,000	0.05以下	0.38	0.38	*	5.7×10^4	5.9×10^4	11,500	-	0.38	184	

*: オンロから算出不能のため最大 $I^2 t$ を使用する

(※): FL 形単独試験

+: シヤ断電流は JEC-113 法で算出

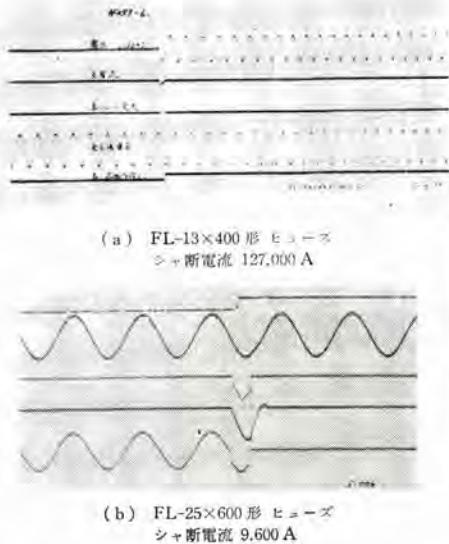


図 6.4 FL 形ヒューズの代表的
ショット試験 オシログラム
Fig. 6.4 Typical interrupting
test oscillosograms of type
FL fuse.



図 6.5 FL-13×600形 ヒューズショット試験状況

Fig. 6.5 Type FL-13×600 fuse under
interrupting test.

におさまっている。図 6.4 に FL 形ヒューズショット試験時の代表的 ブラウン管オシロを示す。

(3) 限流特性 (流通電流波高値)

ヒューズショット時の流通電流は、短絡電流、回路電圧、短絡力率および投入位相により大きく影響され、その関係は複雑である。⁽³⁾ 一例として FL-13×400 形について投入位相は問わず試験結果から得られた最大流通電流波高値を回路電圧別に非対称電流実効値に対しプロットして図 6.6 に示す。なお参考までに最大短絡電流波高値を図中に記入し、限流比(流通電流波高値/短絡電流波高値)が直視できるようにした。

その結果は図示のとおり短絡電流波高値からいちじるしく限流されており、その限流比はショット電流が大きくなると急激に大きくなりまた回路電圧が高くなると減ってくる。とくに定格電圧以下の電圧で試験した場合は、いちじるしく限流される。

この結果は短絡力率 0.1 から 0.3 で行なったものであり、これよりも短絡力率のよい場合は当然限流特性はさらによくなる。

投入位相については一般には電圧波高値近くで投入し短絡電流非対称実効値の小さいときのほうが、電圧 0 近くで投入し非対称電流値の大きいときよりも流通電流波高値は高い傾向をもっている。

(4) アーク時間とショット時間

アーク時間は小電流域では投入位相により 1 c/s 近くま

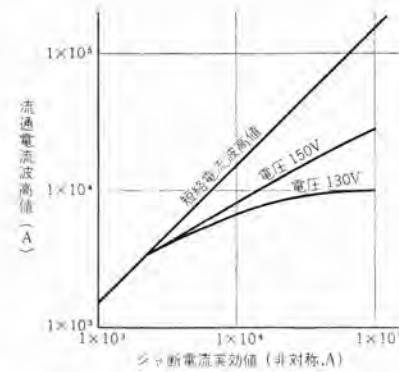


図 6.6 FL-13×400形ヒューズ
限流特性曲線

(短絡力率 0.1~0.3 の場合)
Fig. 6.6 Maximum peak let-thru
current characteristics at 150
V and 130 V of type FL-13×
400 fuse.

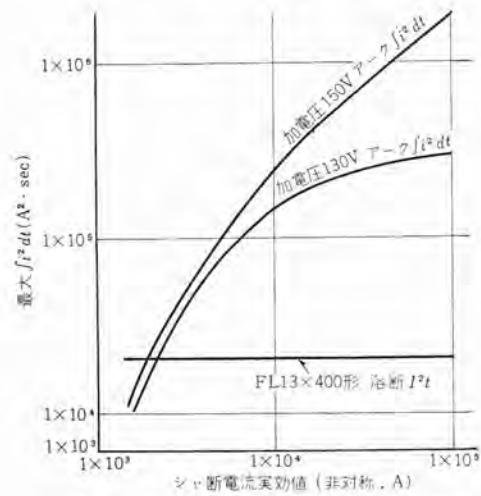


図 6.7 FL-13×400形ヒューズ $\int i^2 dt$ 特性
曲線
(短絡力率 0.1~0.3 の場合)

Fig. 6.7 Max clearing $\int i^2 dt$ charac-
teristics of type FL-13×400.

でのびる場合もあるが回路電圧 150 V 以下では定格電流の 5 倍以上回路電圧 250 V 以上では定格電流の 10 倍以上の大電流になるとすべて $1/2$ c/s 以内で消弧している。このアーカ時間と溶断時間とを加え合わせたものがショット時間で、図 6.1 の実線で示す。アーカ時間は回路電圧により多少影響を受けるが、その差異がわずかなので回路電圧は問わず電流値に対する最大値を作図した。

(5) アーカ時間とショット時間

アーカ時間中に回路に流入するアーカ $\int i^2 dt$ は短絡位相により大きく変動するので、簡便法として投入位相は問わず各試験結果から得られた値の非対称ショット電流実効値に対する最大値を FL-13×400 形について作図し、図 6.7 に示したがアーカ $\int i^2 dt$ は大電流域では回路電圧によりいちじるしく影響をうける。

この最大アーカ $\int i^2 dt$ と最大溶断 $I^2 t$ との和がショット

$\int i^2 dt$ であるから、図 6.7 はショット $\int i^2 dt$ が早見でき るよう最大溶断 $I^2 t$ をあわせ記載した。

7. FT 形表示ヒューズの性能

7.1 絶縁特性

図 5.1 の外形図に指示されている取付板を金属アース板として試験した結果を記する。

- | | | |
|--------------|--------|------------|
| (1) AC 乾燥耐圧値 | 極間 | 1,500 V・1分 |
| | 極アース間 | 3,000 V・1分 |
| (2) AC 乾燥絶縁値 | 極間 | 6,500 V |
| | 極アース間 | 6,500 V |
| | CS 端子間 | 4,000 V |

7.2 温度上昇限度

2 mm² の電線で接続し周囲温度 10~30°C で定格電流 × 115% = 1.15 A を連続通電した場合の各部の温度上昇は 20°C 以下である。

7.3 電流時間特性

(1) 短時間特性

図 7.1 曲線 (I) 以下の時間電流域では、ヒューズエレメントは永久に変質、溶断しない。

(2) 最小溶断特性

図 7.1 曲線 (II) 以下の時間電流域ではヒューズエレメントは溶断しないが変質する恐れがある。よってこの範囲内の過電流がヒューズに流通しないよう留意しなければならない。

(3) 最小危険特性

このヒューズは特殊ヒューズで図 7.1 曲線 (II') 以上の電流・時間域の過電流が流れると、発熱損傷する危険がある。よって、この範囲内では、ヒューズは使用しないようになることが必要である。

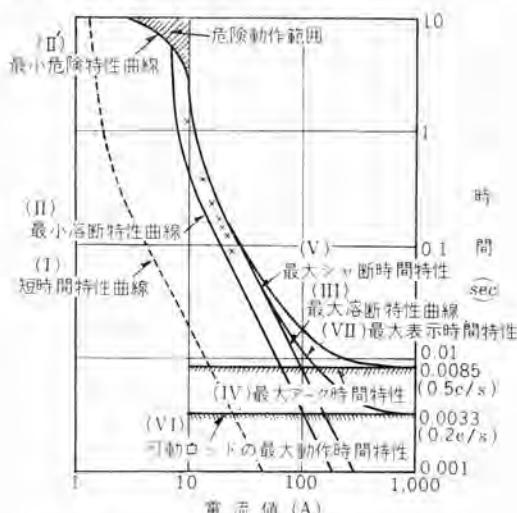


図 7.1 FT 形表示ヒューズ時間電流特性曲線

Fig. 7.1 Time current characteristic of type FT indicating fuse.

(4) 最大溶断特性

図 7.1 曲線 (III) 以下の電流時間で、ヒューズはかならず溶断する。

(5) 最大ショット時間特性

図 7.1 曲線 (V) で示すが、これは曲線 (III) に曲線 (IV) の最大アーケ時間特性を加えたもので被検知ヒューズの溶断より、表示ヒューズがショット完了する最大時間電流値を示している。

(6) 最大表示時間特性

図 7.1 曲線 (VII) で示すもので、曲線 (III) に曲線 (VI) のエレメント溶断より、可動ロッドが接点を開じるまでの可動ロッドのデットタイムを加えたもので、被検知ヒューズの溶断より、表示ヒューズ警報を発するまでの、最大電流時間特性を表わしている。この曲線が示すように表示時間はショット時間より短いこともある。

8. FL 形ヒューズによる半導体整流器の保護

8.1 FL 形ヒューズの使用目的

シリコンを主とする半導体整流素子は、小形のため電流密度が高く従来のセレン整流素子に比して 1,000 倍にも達しているとともに P-N 接合部の熱容量が小であるため温度上昇が早く、半導体整流器の動作限界はその接合部温度により与えられ、シリコンで 190°C、ガルマニウムで 85°C をこえると整流特性が低下しつゝには整流素子の破壊を招く。事故により急激な過負荷が加わった場合には接合部温度は数 ms で上昇する危険を有するから従来の電気機器とは異なった保護を考えなければならない。

半導体整流器の過電流事故を考える場合大別して内部短絡と外部短絡(過負荷)に分けられる。内部短絡は整流素子その他の事故により生じるものであつて最近の整流素子自体の信頼性は高くなっているが冷却系統の事故あるいは強大なサージ電圧の侵入などにより素子が破壊されたときには他の健全相の整流素子を通して整流器用変圧器の二次側短絡が形成される。これを放置すれば他の整流素子にも事故を波及するからすみやかに除去されなければならないが、同時に大容量の半導体整流器では多数の整流素子が並列に接続されており、素子が故障を生じたとしてもごく一部であるので故障素子だけを切りはなせばそのまま通電しうる場合が多い。これは化学工業など他のプロセスに直接むすびついているときにとくに重要なことであつて別に整流器のサービス階級としてしばしば論議されているところである。この目的に速動ヒューズが使用されるのであるが、大容量整流器ではその事故電流も大きくなるから十分なショット容量を有

すること、事故が他に波及しないうちにすばやく切ることと同時に事故電流を適当な値にまで制限することが必要である。

外部短絡（過負荷）に対する保護はシャンタ断器で行なわれるが、シャンタ断器ではカバーできない短時間が問題になる短絡事故から整流素子を保護するためにもヒューズが使用される。保護ヒューズは使用時にしばしば生じる過負荷で溶断することは实际上好ましくないことが多いからヒューズの特性としてはある値以上の電流値では急速に溶断しそれ以下では切れないきわめて立った特性曲線が要求されてくる。1サイクル程度が問題となる短時間では整流素子は i^2t で示される過負荷特性を有することが示されている⁽⁴⁾がこれを短絡から保護するときにはヒューズのシャンタ $\int i^2 dt$ の値がこれを下まわったものを選ばなければならない。

FL 形速動ヒューズは以上の目的のために開発されたもので 1959 年以来三菱電機で製作される 半導体整流器にひろく使用されている。

8.2 FT 形ヒューズの使用目的

FL 形ヒューズの動作により故障整流素子の除去に成功しても、そのまま長く放置しておくと残存整流素子が過負荷の状態にあり危険である。

できる限り早急に発見して故障素子を健全素子ととりかえる必要がある。しかし整流器には多数のヒューズが

使用されており、事故のさいにはその一部しか動作しないので発見困難な場合が多い。このように多数個使用中のヒューズの動作をもっとも簡単確実に、外部へ報知するためFT形ヒューズを開発した。当社製整流器にはFL形ヒューズと組合せ使用されている。

8.3 FL 形ヒューズの定格選定法

(1) 整流器定格との対応

FL ヒューズの定格は交流正弦波実効値で示されているから正弦波でない電圧、電流のかかる整流回路に使用するときにはその回路責務が定格値以内にはいっていることが必要である。整流回路にかかる逆電圧は、回路やヒューズ挿入位置により種々の異なる値をとるが、これがヒューズの定格尖頭電圧をこえないことが必要で、安全率を考えてこの条件を示せば、式(8.1)となる。

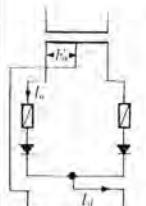
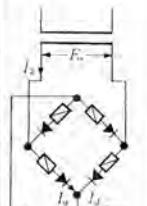
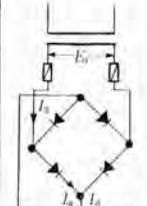
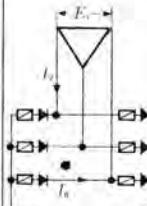
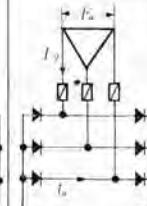
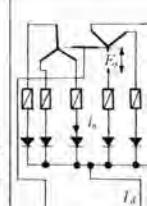
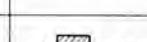
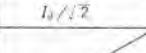
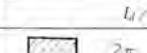
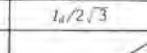
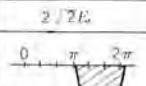
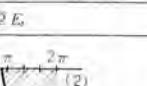
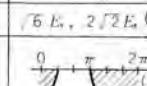
a : FL 形 ヒューズ 定格電圧

K : 安全率（一般用途では FL ヒューズ定格の余裕分で大体カバーできる）

E_{pi} : 回路の逆電圧、尖頭値 (表 8.1 に代表的回路の値を示す)

また整流回路を流れる電流は正弦波と大幅に異なる波形を有しております。整流素子の定格を示すさいにはこの電流波形を1サイクルにわたって平均した値で呼ぶ場合が多いのでヒューズに流れる電流の実効値を求めこれがヒューズ

表 8.1 代表的整流回路

回路	番号	1	2	3	4	5	6
	名称	単相ヒュースタップ	単相全波	三相全波	六相二重星形		
整流回路 電流 (I_d)	結線 (x)						
整流回路 電流 (I_d)	波形						
整流回路 電流 (I_d)	平均値	$I_d/2$	$I_d/2$	$I_d/3$	$I_d/6$		
整流回路 電流 (I_d)	実効値	$I_d/\sqrt{2}$	$I_d/\sqrt{2}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/2\sqrt{3}$		
二極管電流 (I_v)	波形						
二極管電流 (I_v)	実効値		I_d	$\sqrt{2}/\sqrt{3}I_d$			
直流通電圧 (E_{dc})		$0.9E_s$	$0.9E_s$	$1.35E_s$	$1.17E_s$		
逆電圧尖頭値		$2\sqrt{2}E_s$	$\sqrt{2}E_s$	$\sqrt{2}E_s$	$\sqrt{6}E_s, 2\sqrt{2}E_s (3)$		
逆電圧波形							
備考		(1) 単相の電流波形はかなり大きな脈動を有することが多い		(2) 整流回路にリアクタンス分があるときは逆電圧波形が若干変化し飛躍逆電圧を生じる		(3) 無負荷または臨界電流値以下の場合 $I_d = 1.35E_s$	

の定格電流以下であることが必要である。

整流回路電流の平均値および実効値は式(8.2)(8.3)で与えられる。

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_d}{m \cdot \sqrt{p} \cdot n} \cdot \sqrt{1 - p} \cdot \phi(u) = \sqrt{p} I_{mean} \quad (8.3)$$

$$\text{因此, } \phi(u) = \frac{\sin u (2 + \cos u) - u(1 + 2\cos u)}{2\pi (1 - \cos u)^2} \quad \dots \dots \dots (8.4)$$

ここに I_a : 直流出力電流, m : 転流群の数, p : 相数, n : 1相当たりの並列数, u : 整流回路の転流重なり角である.

一般にヒューズが過渡的な過電流で動作することは好ましくないので、整流素子や他の保護装置との協調が許される限りヒューズ電流定格は大きく選ぶべきで、実際使用時にはヒューズに連続して流れる電流に対しヒューズの電流定格は150%程度にとられることがのぞましい。

またヒューズの定格電流は室温10°Cから30°Cにおいて所定の接続導体を使用したときのものであり使用条件がこれと異なる場合は低下することも考慮に入れておかなければならぬ。

なお整流素子およびヒューズが多数並列に使用される回路では必ずわざかなりとも電流の不平衡があるから、電流値は大きいほうの値に対してとられなければならぬ。

(2) 整流素子の保護と選択 シャン断（内部短絡の場合）

ヒューズによる整流素子の過電流保護を設計する場合、整流素子接合部の温度上昇を規制する i^2t の短時間領域における値をヒューズの最大切断 i^2dt と比較して

$$\text{最大 シト断} \int i^2 dt \text{ (ヒューズ)} < i^2 t \text{ (素子)} \dots \dots (8.5)$$

となるヒューズ電流定格を選定し整流素子の短絡保護を行なわなければならない。

ただしヒューズの最大遮断 $\int i^2 dt$ は短絡電流値により異なるので回路短絡電流値をあらかじめ調査しておく必要がある。

小形の整流器で変圧器一次側にヒューズを挿入して保護装置を簡略化している場合には

$$\text{[中間]} \int i^2 dt < \left(\frac{E_s}{E_p}\right)^2 i^2 t \text{ (素子)} \dots \dots \dots (8.6)$$

E_p, E_s : 変圧器の一次、二次電圧
としなければならないが変圧器の投入時過渡電流が数百%にも達することがあるからこれでヒューズが溶断しないように注意しなければならない。

2 個以上の 整流素子が並列に 1 個の ヒューズに接続されているときには電流の不均衡を考慮する。整流素子 n 個 1 組の フラップ内における不均衡率を S とすれば、 $S =$

このについての β_1 は式 (8.7) で与えられる.

$$i^2t \text{ (スクエア)} = \{n(1-S) + S\}^2 i^2t \text{ (素数)} \cdots \cdots (8.7)$$

ただ、スタック内の電流平衡が十分によく行なわれております。これが大きな電流に対しても有効なものであれば $S = 0$ として支障ない。

つぎに n 個もの素子が並列に接続されている整流回路で一部に故障が生じたときにも、すみやかに故障部分だけを切りはなせば連続した運転を行なうことができる。この目的のためには必ずしも先に述べた $i-t$ の関係は成立する必要はなく事故電流を供給する他相分のヒューズが損傷せず、また整流素子が事故電流で破壊されなければよいのであるから

$$\text{シ+断} \int i^2 dt (\text{ヒューブ}) < \{n(1-S) + S\}^2 i^2 t (\text{素子})$$

が成立すればよい。ただしこの場合、図6.3の負荷率補正をした短時間 I^{st} を使用しなければならない。

(3) シヤ断器 その他の保護装置との動作協調 (外部短絡あるいは過負荷の場合)

整流装置全体としての保護を考えた場合には過負荷あるいは外部短絡に対しても負荷の種類に応じてヒューズと適當な保護装置の組合せにより十分な保護をしなければならない。

普通の シャ断器 による保護動作は瞬時動作の 繼電器 を 使用しても 5 サイクル 程度を要するからこれより短い時間 内において整流素子や ヒューズ を損傷させないよう保護 協調を考える必要がある。その方法としては(1) 系統の リアクタンス を大にして、故障電流を押さえる。(2) 高速度 シャ断器 の使用または(3) 短絡器の使用などが考えられ るが、後 2 者の場合事故電流の大きさ、継続時間が整流 素子および ヒューズ に損傷を与えないことを確かめる必 要がある。一般に外部短絡の場合は、とくに大電流用装 置では短絡回路の インピーダンス のために完全短絡時 のよ うに大きな値に達しないので、その電流値によって 2 ~ 3 サイクル 動作の気中 シャ断器 (DB, DR など) または一 般の交流 シャ断器 による保護で十分 カバー できる場合が 多い。たとえば 40,000 A 定格の シリコン 整流器で 300 % 過負荷は 120,000 A となるが、この値の事故電流を流し うる短絡回路は実際にはなかなか形成されない。

しかし他の保護方法では整流素子の保護ができないときはヒューズで保護しなければならない。この場合には整流素子とヒューズの特性は(2)に説明したものと若干異なってくる。整流素子に流れる電流はとくにリアクタンス分の大きい装置を除き三相全波や六相二重星形結線では通電角は120度近くである。またこの電流は各サイクルごとに必ず零点をある時間維持するからヒューズが溶断

した場合そのときの通電期間を終了すれば必ずヒューズはショットキを完了する。整流素子が健全であればその高い逆方向抵抗にたすけられてさらに容易となる。したがって溶断までに数サイクルを要しても全ショットキ時間はこれに0.33c/sだけ追加すればよい。すなわちこの場合のヒューズの全ショットキ特性曲線は各電流定格に対して与えられている最大溶断特性曲線に0.33c/sのアーチ時間を加えたものとなり、この曲線と整流素子負荷特性曲線とを比較検討して整流素子を保護できるヒューズ電流定格を選定すればよろしい。

このようにしてヒューズにより、整流器を過負荷あるいは短絡から保護することができるが、その領域はまれにしか生じない短絡事故の場合で、しかもショットキでカバーできない短時間領域に限定されるべきであって、先に述べた高速度保護装置が併用されたときもそのBackupとして考えられるものである。事故電流を検討してショットキで保護しうる値にとどまる回路であればヒューズの定格はむしろ過負荷では溶断しないとともに整流素子保護のための選択ショットキが確実に行なわれることを目的として決定されるべきである。

FL形ヒューズの特性上、これを継続する過負荷に対し

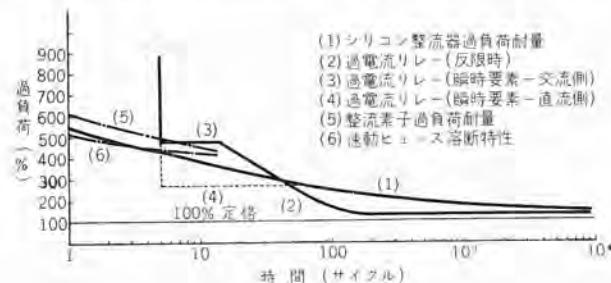


図8.1 シリコン整流器の保護協調曲線

Fig. 8.1 Protective coordination for a silicon rectifier.

て動作するように設計することはそれにつながる整流素子の定格を落して使用する結果となるから低い電流定格のヒューズを使用することはこのことからも得策ではない。図8.1は化学用に設計されたシリコン整流器の保護がFLヒューズとショットキによって行なわれている一例を示している。

9. 一般電力回路への応用

9.1 FL形ヒューズの最適使用法

このヒューズは速動ヒューズであるから、過負荷保護に使用すると、変圧器の投入電流、電動機の起動電流などの過渡的電流で不必要に動作する恐れがあり得策でない。主として短絡保護だけに使用すべきである。とくに

小形開閉器 NFブレーカなど通常電流および過負荷電流程度が開閉できるものと組合せ短絡保護はこのFL形ヒューズで行なうようにすれば、小形で安価な大ショットキ容量をもつ保護装置ができ上がる所以最適である。

9.2 定格電流の選定法⁽²⁾⁽⁵⁾

(1) 通常電流による方法

過負荷や過渡電流でヒューズが損傷、動作しないよう十分大きな定格電流を使用しなければならない。以下に述べる他のものとの動作協調が許すかぎりできるだけ大きい定格とし、一般には最低、通常電流最大値の3倍以上の電流定格の採用が好ましい。

(2) 保護機器の過電流強度との協調

保護機器の過電流強度以内にFL形ヒューズのショットキ特性がはいるような電流定格のヒューズを選ばなければならない。

(3) 組合せスイッチとの動作協調

これは前に整流器保護として8.3(3)で述べたとまったく同じで、組合せスイッチのショットキ容量以内の電流ではスイッチがヒューズの短時間許容電流特性以内に先に働きヒューズは無用の動作をしないようヒューズ電流定格を選定しなければならない。

10. むすび

以上現在までに開発完了したFL形130V 100~600A、250V 200~400AおよびFT形ヒューズを紹介しその応用について略述したが、半導体整流器の進歩発達に伴いさらに高圧のヒューズが、一般用ではNFブレーカとの完全な動作協調をとるためにさらに大電流ヒューズがそれぞれ要求されているので、日下高圧大電流ヒューズの開発に鋭意努力中であり近々発表できる予定である。

参考文献

- (1) F. W. Gutzwiller: The current limiting fuse as fault Protection for semiconductor rectifiers, AIEE, Transaction paper No. 58-928.
- (2) 岩崎: DXM形開放ドロップアウトカットアウト、「三菱電機」32, 1739(昭33).
- (3) E. M. Fitzgerald, V. N. Stewart: High capacity current limiting fuses today, AIEE Transactions Paper No. 58-1188.
- (4) F. E. Gentry: Forward current Surge Failure in Semiconductor rectifier, AIEE Trans. paper No. 58-927.
- (5) 新井他: 三菱硼酸電力ヒューズ、「三菱電機」, 28, No. 5(昭29).

発電機絶縁の耐コロナ性

研究所 原 仁 吾*・平林 庄司*

Corona Resistance of Generator Insulations

Research Laboratory Jingo HARA・Shōji HIRABAYASHI

Deterioration of generator insulations by corona has been a matter of great concern, but no quantitative information has been made available so far as to the degree of corona that is injurious. With a view to giving light to it, the writers have made study of corona resistant characteristics on the main construction of generator insulation, mica splittings and adhesive impregnation materials, Diaresin and compounds. As a result it has been revealed that mica has excellent characteristics and the following equation holds good between the quantity of corona Q_a and the life of insulation t , $t = kQ_a^{-\alpha}$.

1. まえがき

発電機絶縁の劣化におよぼすコロナの影響については最近とくに関心がもたれ、どの程度の放電電荷量をもったコロナが発生すると絶縁に有害であるかが問題になっているが、これに関する定量的なデータはほとんどない。一方絶縁物の耐コロナ特性を評価するための試験法については多くの方法が提案されているが、まだ統一された試験法は確立されていない。筆者らは絶縁物の耐コロナ特性を定量的に評価するため、各種の試験法を試みた結果から標準試験法を決め、(1) この方法によって発電機絶縁の主絶縁構成材料であるはがしマイカと、接着含浸材料であるダイアレジン(2)およびコンパウンドの耐コロナ特性を調べた。コロナによる絶縁物の侵食機構については、まだ不明の点が多いので今後研究すべき問題点は多いが、この試験によって現用発電機絶縁の耐コロナ特性の概要を明らかにすることができた。

2. 試験方法

定量的なコロナの測定法および試験用電極については、文献(1)に詳細に報告したのでその概要を述べる。いま図2.1の回路で試料 C_x にコロナ放電が起り、その放電電荷量を Q_a とすると、検出抵抗両端には

$$V_a(t) = \frac{1}{C_x + C_a + C_x \frac{C_a}{C_0}} \cdot Q_a \cdot e^{-at} \quad (2.1)$$

ただし

$$1/\alpha = R_d \left(C_a + \frac{C_x \cdot C_a}{C_x + C_0} \right) \dots \dots \dots \quad (2.2)$$

なる電圧が表われるので、この大きさを測定し、測定回路系の感度校正を行なえば、コロナの放電電荷量 Q_a を求めることができる。絶縁物の耐コロナ性を定量的に評価するには、試料に発生するコロナの放電電荷量と、発生数を測定し、これらの値と絶縁物が破壊するまでの寿命との関係を求めるのが合理的であるので(1)、図2.1の測定回路により、発生コロナの頻度分布を測定した後、同じ試験電圧で寿命試験を行なって、試料が破壊するまでの時間を測定した。また試験用電極としては、発生するコロナの大きさが良くそろって分散が少なく、コロナ放電が長時間にわたって安定で、さらに再現性のあることがとくに重要である。各種の電極による試験をこころみた結果、図2.2のように上部電極と試料表面の空隙にコロナを発生させ、また上部電極の形状は図示したような形状がもっとも適当であったので(1)、試験はすべてこの電極配置で行なった。この電極配置では試料と上部電極との間の間隙長を変えるとコロナの放電電荷量が変わり、印加電圧を変えるとコロナ発生数が変化する。すなわち間隙長と印加電圧を変えることによって、放電電荷量と発生数を変えられるので、試験は間隙長0.15~0.5 mm、印加電圧2.5~4 kVの範囲で行なった。間隙長と印加電圧を一定にしなかったのは、各試料の耐コロナ性を比較する目的のほかに、放電電荷量やコロナ発生数を変化して、これ

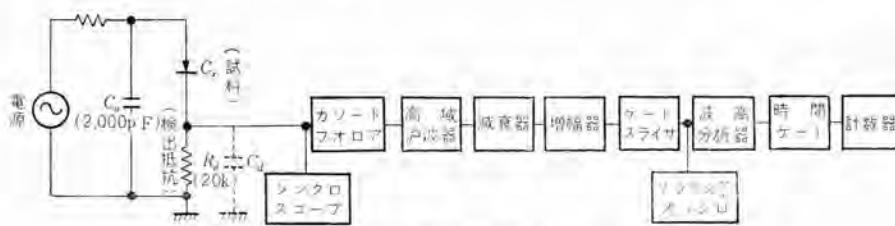


図 2.1 測定回路のブロック図

Fig. 2.1 Circuit diagram for corona measurements.

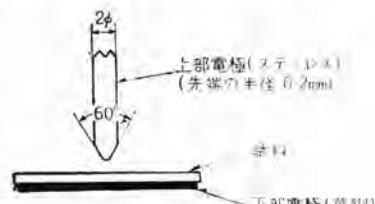


図 2.2 試験電極

Fig. 2.2 Test electrode arrangement.

表 3.1 試験結果の概要 40°C, 30%RH

試料	はがしマイカ	ダイヤレジン	コンパウンド	備考
試料枚数	23	27	19	
試料厚さ (mm)	0.03および 0.02×2	0.055～0.072	0.045～0.07	試験電源 は 600～ 800c/s
間隔長さ (mm)	0.15～0.5	0.3～0.6	0.3～0.7	
コロナ開始電圧 (kV)	1.0～2.5	1.6～2.6	1.9～3.4	
試験電圧 (kV)	2.8～4.0	2.5～4.0	4.0～5.0	
コロナ発生数 (個/サイクル)	1.5～5.4	1.2～2.5	1.4～4.7	
放電電荷量 ($\times 10^{-8}$ C)	0.6～4.0	0.3～2.65	0.92～2.3	
破壊までのコロナパルス総数 (個)	2.3×10^7 ～ 2.5×10^8 以上	3.6×10^6 ～ 3.6×10^7	3.2×10^5 ～ 4.1×10^6	
破壊までの時間 (h, 60c/s ベース)	69～3,700以上	8.3～67.2	0.8～4.8	

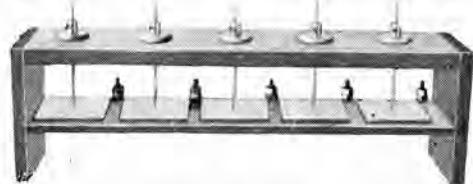


図 2.3 電極配置

Fig. 2.3 Electrode assembly.

らの値と寿命との関係を見出すことが目的の一つであったからである。

試験に用いたはがしマイカは、大きさが約 50×40 mm で、厚さが 0.03mm のものと、厚さが 0.02mm のものを 2 枚重ね合せた 2 種類である。ダイヤレジンは厚さ約 0.06～0.07 mm、大きさ約 50×50 mm の薄板を試料とし、またコンパウンドは 50×50 mm の銅板の片面に、厚さ約 0.05～0.07 mm にコンパウンドを塗布したものである。これらの試料を図 2.3 の電極にセットした後、温度 40°C、湿度約 30% RH の炉中におき、各試料ごとにコロナの放電電荷量と発生数の頻度分布を測定し、その後電源周波数 600～800 c/s で寿命試験を行ない試料が破壊するまでの時間を測定した。電源に高周波を用いたのは、コロナ発生数が電源周波数に比例し、コロナによる絶縁物の侵食は電源周波数に比例するので⁽³⁾、試験時間を短縮しうるからである。

3. 試験結果

コロナの放電電荷量と発生数は、印加電圧、電極間隙、試料の厚さおよび誘電率などによってことなるが、厚さ 0.03mm のはがしマイカを試料とし、電極間隙 0.2 mm、印加電圧 2.8kV におけるコロナの発生度数分布曲線の一例を図 3.1 に示す。図では放電電荷量が $0.4 \sim 2.0 \times 10^{-8}$ クーロンの間にあるが、平均値は

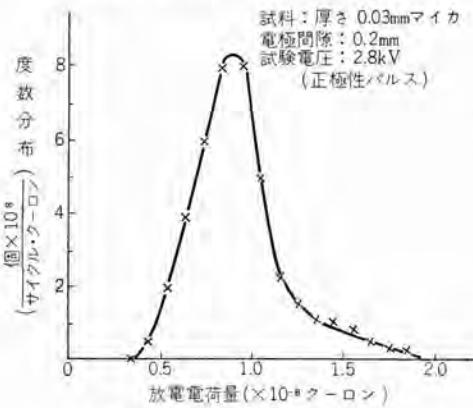


図 3.1 コロナパルス分布の一例

Fig. 3.1 Example of distribution curve of corona pulse obtained on mica splitting.

0.9×10^{-8} クーロンで相当狭い範囲に集中しているので、この試料のはがしマイカの放電電荷量は 0.9×10^{-8} クーロンであるとして取扱った。各試料についてこのような放電電荷量およびコロナ発生数を測定した後、破壊までの時間を調べた結果の概要は表 3.1 のとおりで、放電電荷量は $3 \times 10^{-9} \sim 4 \times 10^{-8}$ クーロン、コロナ発生数は 1.2～5.4 個/サイクルの範囲で試験した。寿命時間は、はがしマイカでは約 70 時間ないし 3,700 時間以上で、ダイヤレジンは約 8～67 時間、コンパウンドでは 1～5 時間であったが（寿命時間は 60c/s ベースに換算した値である）、試料の厚さおよび印加電圧が一定でないので、これらの結果から直ちに各試料の耐コロナ性を比較することはできない。

試料厚さの影響を補正する方法については、現在までのところまだ定説はないが、1 回のコロナ放電によって試料は一定の深さだけ穿孔され、これが累積されて試料厚さが次第に薄くなり、印加電圧に耐えうる最小残留厚さにまでなったときに破壊が生ずるという説⁽³⁾⁽⁴⁾に従って、厚さ 0.01mm の試料を侵食するに要する寿命時間を求めて耐コロナ特性を比較した。すなわち用いた試料の

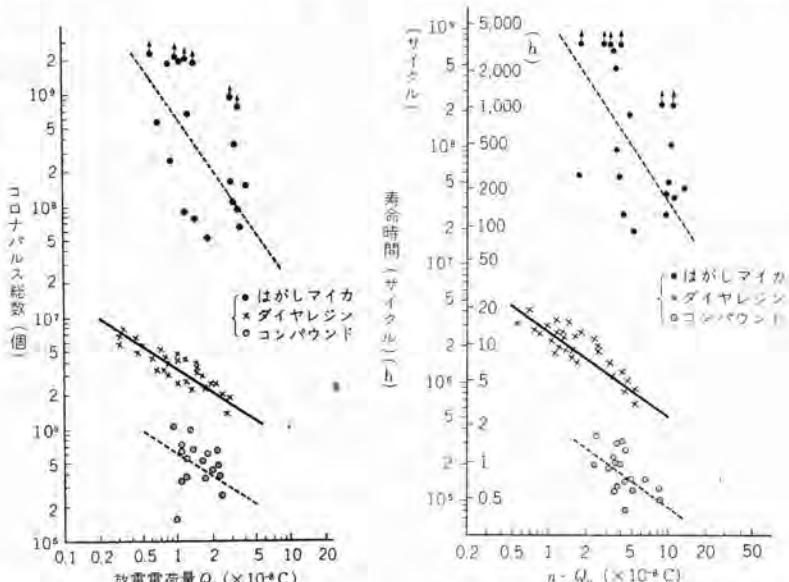


図 3.2 放電電荷量と厚さ 0.01 mm を侵食するに要するコロナパルス総数との関係

Fig. 3.2 Relation curves of corona coulombs vs. total number of pulses required to erode a thickness of 0.01 mm.

図 3.3 (放電電荷量) × (1 サイクル中の発生数) と厚さ 0.01 mm を侵食する寿命時間との関係

Fig. 3.3 Relation curves of quantity of corona vs. life required to erode a thickness of 0.01 mm.

絶縁破壊強度は、実測の結果いずれも 140~160 kV/mm であったので、いずれのばあいも破壊強度を 150 kV/mm として、たとえば試験電圧が 3 kV のばあいには、試料の残留厚さが 0.02mm になったら破壊が生ずることになるので、かりに 0.05mm の厚さの試料が破壊までに要した寿命時間は、試料を 0.03mm だけ侵食するに要した時間となる。侵食速度を一定であると仮定し、このような方法で厚さ 0.01mm を侵食するに要する寿命時間を求めて曲線にしたもののが図 3.2 および図 3.3 に示す。図 3.2 は 1 発のコロナの放電電荷量と 0.01mm の厚さを侵食するに要するコロナパルスの総数との関係を示すもので、図 3.3 は放電電荷量とコロナ発生数の積と寿命時間との関係を示すものである。

4. 結果に対する考察

この試験は発電機の絶縁構成材料の耐性を定量的に比較すること、およびコロナの放電電荷量の大きさと寿命との関係を見つけることを主目的としたが、試験結果のバラツキが相当に大きく、とくにはがしマイカではバラツキが大きい。これはマイカをはがすときに弱点が生じやすいことが大きな原因であると考えられ、試料を数枚重ね合せることによってこのバラツキを少なくしうることが期待され、実験結果でも厚さ0.03mmのもの1枚よりも、0.02mmのものを2枚重ねたものがバラツキが少なかった。このほかに用いた試料はいずれも同一厚さのものを製作することが困難であったため、前節に述べたような方法で試料厚さの影響を補正したが、このような補正方法が正しいかどうかか、今後検討の余地があり、バラツキの原因になっていることも考えられる。このように得られたデータのバラツキがかなり大きいので、より多くの試料についての試験が必要であるが、得られた結果について簡単に考察してみる。

4.1 耐コロナ性の比較

図3.2および図3.3の平均的な寿命時間から、試験した材料の耐コロナ特性を比較すると、1発のコロナの放電電荷量が約 10^{-8} クーロンのとき、マイカの寿命はダイヤレジンの約200~300倍で、マイカは有機絶縁材料にくらべて、その耐コロナ性は非常に大きく、発電機絶縁においてマイカの占める機能はきわめて大きいことがわかる。ダイヤレジンはコンパウンドの約7~8倍程度の耐コロナ強度を有し、耐コロナ性においても、コンパウンドよりも非常にすぐれている。

発電機絶縁においてどの程度の大きさのコロナが発生しておれば、実用上有害であるかは大きな関心事で、 10^{-10} クーロン以上のコロナが問題であるとか、 10^{-9} クーロン以

上のコロナが問題であるとかいわれているが、まだ結論はでていない。この試験は、発電機絶縁の構成材料单独で行なったものであるから、これらの材料が組合された絶縁組織についての耐コロナ特性を、この試験結果からただちに結論づけることはできないが、 10^{-8} クーロンのコロナが 0.01mm のマイカを侵食するのに、約 5,000 時間を要しているので、仮りに 1 mm のマイカ厚さがあれば、これを侵食するのに約 60 年を要することになる。運転中の発電機コイルのコロナは、この値よりかなり小さいのが普通で、放電電荷量がこの値より小さくなれば、後に述べるように寿命は急激に増加するので、現在のところ発電機絶縁に対するコロナの影響は、実用上過大に評価され過ぎている感がある。

4.2 放電電荷量と寿命との関係

放電電荷量と寿命との関係については、今までに発表されたデータがなく、またコロナによる絶縁物の侵食機構が明らかにされていないので、放電電荷量と寿命との関係をどのような関係式で表わすことができるかは不明である。したがって得られたデータを、2, 3 の予想される関係式に従った曲線上にプロットしてみた。

寿命を t , 放電電荷量を Q_a で表わし, Q_a の増加とともに寿命が直線的に減少するすれば

が成立するはずである。また寿命が τ による侵食の大きさに逆比例すると仮定し、侵食の大きさが Q_n の n 乗に比例するものと考えれば

となり、また Q_a の増大とともに侵食の大きさが指数関数的に増大するとすれば

となる。

さらに絶縁物の寿命は、一般に化学反応速度に逆比例し、反応速度は $\exp(-\beta/T)$ に比例することはよく知られていることである。⁽⁵⁾ (T は絶対温度、 β は常数)、したがってコロナ放電による試料の局部的な絶対温度が、コロナの放電電荷量に比例するならば、

が成立するはずである.

得られたデータをこれらの関係式に従ってプロットすると、式(4.1)のような直線関係はまったく成立しない。図3.2および図3.3に示した曲線は、式(4.2)の関係でプロットしたもので、式(4.3)および式(4.4)の関係でプロットすると、それぞれ図4.1および図4.2のとおりとなる。

これらの曲線からわかつるとおり、マイカおよびコンパウン

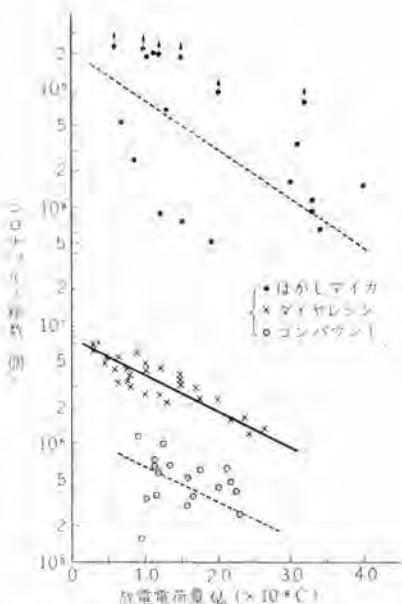


図 4.1 放電電荷量と厚さ 0.01 mm を侵食するに要するコロナパルス総数との関係

Fig. 4.1 Relation curves of corona coulombs vs. total number of pulses required to erode a thickness of 0.01 mm.

F はバラツキが大きいので、放電電荷量と寿命との関係が、式(4.2)～式(4.4)のうち、どれにいちばん良く合うかを定めるのは困難であるが、比較的バラツキの少ないダイヤレジンについて判断すると、放電電荷量と寿命との関係は、式(4.2)および式(4.3)の関係に比較的よく一致している。しかし式(4.3)の関係では、放電電荷量が零、すなわちコロナ放電が起こっていないときの寿命が、比較的短い有限の値となり実情に即さないので、コロナの放電電荷量と寿命との関係は、式(4.2)の関係で表わすのがもっとも適当であると考える。式(4.2)の n の値は、マイカおよびコンパウンドではバラツキが大きくて求めにくいか、ダイヤレジンでは約 0.7 である。

図 4.2 で放電電荷量と寿命の関係が直線にならないこと、すなわち式(4.4)の関係が成立しないことは、コロナによる絶縁物の損傷には、コロナ放電にともなう熱作用にもとづく要素よりも、電子やイオン衝撃などの電気的劣化の要素のほうが大きいことを表わしているものと推察される。

また放電電荷量と寿命との関係が、図 3.2 のように対数関係で表わされることから、コロナの放電電荷量が小さくなると寿命は急激に伸びることがわかる。

5. むすび

(1) 発電機絶縁の構成材料であるマイカ、ダイヤレジン

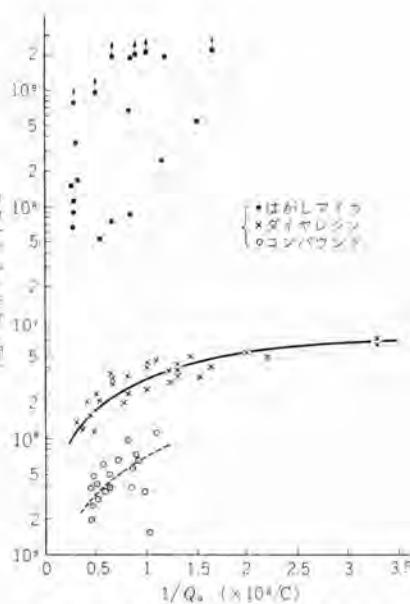


図 4.2 放電電荷量の逆数と厚さ 0.01 mm を侵食するに要するコロナパルス総数との関係

Fig. 4.2 Relation curves of reciprocal of corona coulombs vs. total number of pulses required to erode a thickness of 0.01 mm.

およびコンパウンドの耐コロナ性を定量的に比較検討した。

(2) マイカの耐コロナ性は非常に大きく、現在のところ、発電機絶縁の寿命におよぼすコロナの影響は、実用上過大に評価され過ぎている感がある。

(3) ダイヤレジンの耐コロナ性は、コンパウンドよりも非常にすぐれている。

(4) コロナ損傷による絶縁物の寿命 t とコロナの放電電荷量 Q_a との間には、 $t = kQ_a^{-n}$ なる関係が成立する。

以上実験結果の概要を報告したが、コロナによる絶縁物の劣化機構については不明の点が多く、今後研究すべき問題点が多い。とくに発電機絶縁のような複合絶縁物ではその劣化機構はさらに複雑となり、材料単独についての試験結果から直ちにこれらの材料が組合された絶縁組織についての耐コロナ

性を結論づけることは無理で、さらに絶縁組織についての試験を計画中であるが、今回の試験によって、従来定量的にはまったく不明であった発電機絶縁の耐コロナ性に関して、多くの足がかりを得ることができたものと考えている。

終わりにこの試験に際しいろいろご指導をいただいた当所化学第一研究室石黒室長、電気第一研究室安藤室長に深謝し、あわせて試料を製作していただいた化学第一研究室穴山研究員に感謝する。

(35-7-25 受付)

参考文献

- 原・平林：絶縁材料の耐コロナ試験法、「三菱電機」, 34, No. 7, p. 890 (1960).
- 石黒・伊佐山：ダイヤラスチック絶縁「三菱電機」, 30, No. 5, p. 329 (1956).
- 堀井：高周波電圧による絶縁材料の耐コロナ性試験、電学誌, 80 卷, 856 号, p. 59 Jan. (1960).
- 岡本・池田：ポリエチレンのコロナ破壊について、電学連大予稿, 78 (昭 34).
- たとえば W. H. Horton : A Statistical Method for Predicting Insulation Life from Experimental Data Power Apparatusd System, p. 405, June (1956).

直列インバータ総論(3)

—基本形の抵抗負荷時の過渡動作—

研究所 河合 正*

General Aspect of Series Inverters (Part 3)

—Transient Behavior of Prototype with Resistive Load—

Research Laboratory Tadashi KAWAI

Following the previous issue on the caption are discussed theoretically herein transient behavior of the prototype of series inverters with resistive load. First processes in the starting are analysed; time constants of these processes are derived analytically together with the equivalent circuit of the inverter, being followed by the calculation thereof. Problems of automatic voltage control can be dealt with theoretically from the foregoing results. Moreover, calculation is made on the transient variation of output voltage, stability of commutation in abrupt change of load, and recovery processes after forward-fire or mis-fire.

4. 基本形の抵抗負荷時の過渡特性

前報告⁽¹²⁾で基本形の抵抗負荷時の定常特性を論じたから、この報告ではひきつづきその過渡特性について論議することとする。

過渡特性として問題となるのは、インバータ起動時、負荷変動時、直流電源電圧変動時の現象、すなわち運転状態の変化の際の現象—と、放電管の通弧時、失弧時の現象—すなわち事故時の現象—である。自動制御（インバータ出力電圧の定値制御）は通常直流電源電圧の制御によって行なわれるから、この制御の際の過渡応答の問題は前記第三の問題に包含される。

これらの過渡的な過程を支配するものは、放電管点弧時の転流コンデンサの電荷なし電圧と、転流リクトルの磁束なし電流の値であるが、数式的取扱いを容易にするため、後者を考えなくてもよい臨界域、自然転流域について主として論議することとする。

4.1 起動時の現象および直流戻波器の過渡現象

前々報告⁽¹⁰⁾の図2.1で直流電源が一定電圧 E を発生している状態において、インバータ放電管格子に信号が印加され、 T_1 から放電しはじめたとしよう。この際、転流コンデンサは回路の漏洩などにより最初電圧値 $v_{1,n}^{-0}$ に充電されていたとする。ここで、 $v_{r,n}^{-0}$ の肩符 -0 は各半サイクルの起点（各放電管の点弧時刻）での初期値であることを示し、また脚字 n は起動後の経過サイクル数、脚字 r は $r=1$ が T_1 放電時、 $r=2$ が T_2 放電時の回路状態—すなわち第1、第2回路状態—の量であることを表わしている。起動時のリクトル電流の初期値 $i_{1,n}^{-0}$ はもちろん零である。

回路常数が臨界域なし自然転流域に属するとき、各半サイクルの起点でのリクトル電流すなわち放電管電流の

初期値 $i_{r,n}^{-0}$ はつねに零であって、一方コンデンサ電圧の初期値 $v_{r,n}^{-0}$ の表式⁽⁶⁾は無次元回路パラメータを用いると

$$\frac{v_{1,n}^{-0}}{E} = \frac{\epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} + \epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}(2n-1)}} \left\{ v_{1,1}^{-0} + \frac{\epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}}{1 - \epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} \right\}}{1 - \epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} \quad (4.1)$$

$$\frac{v_{2,n}^{-0}}{E} = \frac{1}{1 - \epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} \epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}(2n-1)}} \left\{ v_{1,1}^{-0} + \frac{\epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}}{1 - \epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} \right\} \quad (4.2)$$

と表わされる。どちらも第2項が過渡項で n に関係し、第1項が定常項である。これらの値は λ だけの関数で μ に無関係であることに注意されたい。

放電管 T_1, T_2 の電流波形は、おのおのの点弧時刻を時間 t の原点にとって

$$\frac{i_{1,n}}{I} = \frac{2 \left(1 - \frac{v_{1,n}^{-0}}{E} \right)}{\sqrt{1-\lambda^2}} \epsilon^{\frac{-\lambda\pi z}{\mu}} \sin \left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu} z \right) \quad (4.3)$$

$$\frac{i_{2,n}}{I} = \frac{2v_{2,n}^{-0}}{E \sqrt{1-\lambda^2}} \epsilon^{\frac{-\lambda\pi z}{\mu}} \sin \left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu} z \right) \quad (4.4)$$

と表わされる。ここで

$$\begin{aligned} z &\equiv t / (2\tau_0) \\ I &\equiv E / 2\sqrt{L/C} \end{aligned} \quad (4.5)$$

また臨界域では $\mu = \sqrt{1-\lambda^2}$ として上式を μ または λ だけの関数として表わすことができる。コンデンサ電圧の各半サイクルの表式 $v_{r,n}$ やその他の回路現象は、 $i_{r,n}$ と同様に初期値 $v_{r,n}^{-0}$ を用いて表示することができる。このように臨界域、自然転流域の回路現象の過渡的な推移はコンデンサ電圧初期値の推移によって支配される。そしてこの初期値の変化速度は式(4.1)、(4.2)の過渡項中の

$$\epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}(2n-1)}} \text{ ないし } \epsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}(2n-1)}}$$

が、起動後のサイクル数 n の増大に伴って変化する速度

である。起動後の経過時間を t' (今まで使用してきた時間 t と同じ尺度で示す。ただし t は経過サイクル数 n が変わり、また放電管の動作が交替するたびに、その都度時間原点が変わる短期間の時間量であるのに対し、 t' は $n=1 \sim \infty$ の間に通用する長期間の時間量である) とすると

$$n=1 \text{ の始点で } t'=0$$

また、 $(n-1)$ が 1 だけ増加すれば、 t' は出力周波数の 1 周期 $2\tau_0$ だけ増すから

$$t' \approx 2\tau_0(n-1) \quad [\text{ただし } \approx \text{は等価的な関係を示す等号}]$$

.....(4.6)

と考えてよい。 n は discrete な量、 t' は連続量だから式 (4.6) は厳密な数学的等式ではない。したがって、上記の過渡項中の指數関数は等価的に

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}(n-1)} &= \varepsilon^{-\frac{2\pi\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cdot \frac{1}{2\tau_0} \cdot t'} \\ \varepsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}(2n-1)} &= \varepsilon^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} \varepsilon^{-\frac{2\pi\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cdot \frac{1}{2\tau_0} \cdot t'}} \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

となる。したがって

$$\frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{2\pi\lambda} \cdot 2\tau_0$$

が、 $v_{1,n}^{-0}$, $v_{2,n}^{-0}$ したがってまた回路全体の過渡変化の時定数に相当する。この時定数 [単位は秒] のかわりに、これを $2\tau_0$ に関して無次元化したもの

$$\frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{2\pi\lambda}$$

を採用してもよい。この無次元化時定数がたとえば 2 であるということは、時定数が 2 サイクルであるということである。この時定数は μ に関係せず λ だけで定まる。図 4.1 はこの値を示すグラフである。 λ が小さいほど時定数は大きいが、後に述べるように転流リクトル、同コンデンサ、放電管の責務からいって λ がきわめて小さい領域たとえば $\lambda < 0.1$ はめったに使用されないので、実用上時定数は高々 2~3 サイクル程度である。インバータのこのような速応性は実用上多くの相反する利害得失を生む。このことはこの報告でおいおい明らかになることであるから今はこれをさておき、起動時の現象の一例として臨界域の常数 ($\mu=0.6$, $\lambda=0.8$) の際のオシロ (計算機で求めた波形) を図 4.2 にかかげておく。これは起動時のコンデンサ電圧初期値 $v_{1,1}^{-0}$ が零であるばあいの波形であるが、起動直後と 1 サイクル後とでは波形はほとんど変わらない。図 4.1 でわかるとおり、 λ が大きいため時定数がきわめて小さく、したがって過渡変化がほとんどないといってよいのも当然であるといえるが、もし $v_{1,1}^{-0}$ を定常状態における T_1 放電時 (第 1 回路状態) の初期値 $\lim_{n \rightarrow \infty} v_{1,n}^{-0} (= v_{1,1}^{-0,\infty})$ に等しく選んでいたならば過渡変化を全然伴わずにいきなり定常状態にはいることができた

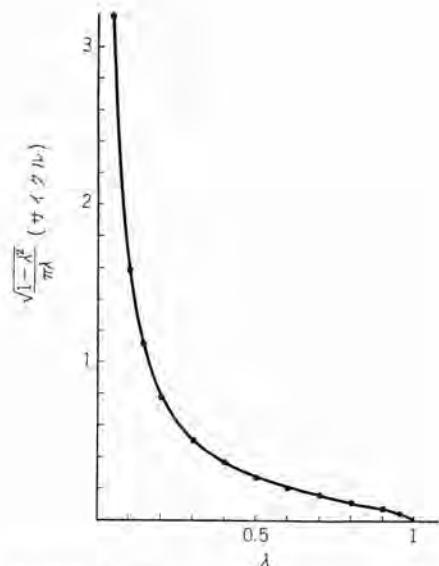


図 4.1 インバータ主回路の

$$\text{時定数} \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\pi\lambda}$$

(出力周波数のサイクル数であらわす) [臨界域, 自然転流域]
Fig. 4.1 Time constant of inverter circuit $\frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\pi\lambda}$ (cycles).

はずである。実際にこのオシロの回路定数のばあい、 $v_{1,1}^{-0}/E = -0.0153$ であって実質上 $v_{1,1}^{-0} \approx v_{1,1}^{-0}$ である。過渡変化を伴わないこのような起動法は林、吉住氏によつてすでに指摘されている。⁽⁶⁾

上記は臨界域、自然転流域での起動過程の問題であったが、強制転流域での現象はコンデンサ電圧初期値 $v_{1,n}^{-0}$ だけでなく、リクトル電流初期値 $i_{r,n}^{-0}$ も関係するゆえ、起動過程の解析はきわめてめんどうであつて式 (4.1), (4.2) のような簡単な解はとうてい得られない。電子計算機で回路方程式を直接数値解法でとくと起動過程の一例 ($\mu=1$, $\lambda=0.2$ のばあい) は図 4.3 のようになる。このオシロはかなり緩慢な過渡変化を示しており定常状

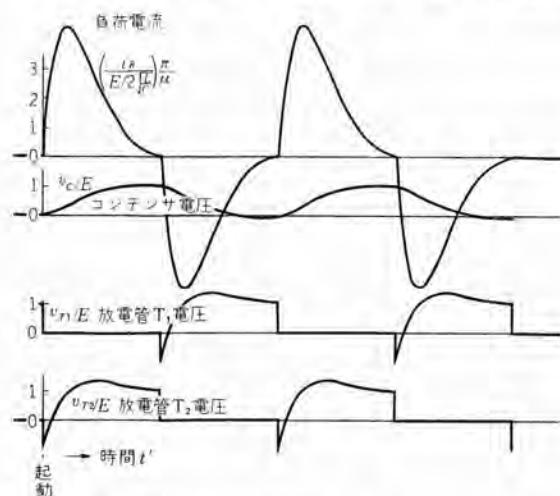


図 4.2 $\mu=0.6$, $\lambda=0.8$ (臨界域) のときの起動現象
(Bendix 計算機による)

Fig. 4.2 Oscillogram showing start process of a inverter the circuit parameters of which are $\mu=0.6$, $\lambda=0.8$ [calculated by electronic computer].

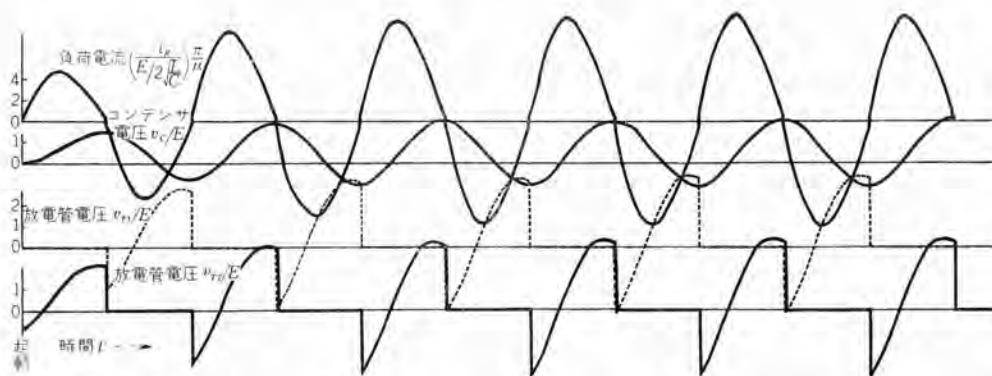


図 4.3 起動時のオシロ ($\mu=1.0, \lambda=0.2$)

Fig. 4.3 Oscillogram showing start process of an inverter the circuit parameters of which are $\mu=1.0, \lambda=0.2$ [calculated by electronic computer].

態にはいるまでに大体 4~5 サイクルはかかる。他の例については計算波形をいちいち示すのもめんどうなことであるから、初期値 $i_{r,n}^{-0}$, $v_{r,n}^{-0}$ と余裕角の推移だけをグラフにして図 4.4 に示しておいた。 λ が大きくなると確かに過渡変化の時定数は小さくなるが、過渡期間のはじめに $i_{r,n}^{-0}$ が非常に大きくなる、つまりかなり無理な強制転流を行なうサイクルがあることに注意しなければならない。この際に余裕角の過渡的な減少の度合はとくに目だつほどのものではないが、放電管の電流初期値

$i_{r,n}^{-0}$ したがってまた他方の放電管の消弧直前の電流値が大きくなっている。後者の放電管の解消がおくれるという残留イオン意味で警戒を要するわけである。 λ が小さいとき、 $i_{r,n}^{-0}$ が過渡期間中一時的に増大するおそれはないが、余裕角の過渡期間中の減少がかなり目だつ。

第 1 回路状態では $v_{l,n}^{-0}$ ができるだけ大きくマイナス側に振れ、第 2 回路状態では $v_{l,n}^{-0}$ がプラス側に大きく振れていれば、負荷電流は威勢よく流れリクトルに大きな電圧を発生したがって休止放電管には大きな逆電圧が長期間かかるため余裕角が大きくなって安全であるが、起動時にはこれと逆の現象が起こるのである。回路の設計に当たっては、このような過渡期間中の安全度を十分に見こんでおかなければならぬ。

上記のような過程を見てもわかるとおり、一定の直流電源電圧を印加してインバータを起動しても、出力電圧電流したがってまた直流電源電流の build up には若干の時間を要する。これは転流コントローラの電圧がしつづく充放電によって大きな振幅に達するまでの所要時間であるとほぼ考えられることはすでに述べたが、実用器のばあい直流母線に済戸器を入れる⁽¹⁾ため済戸器による電力注入上の遅れがこれに加算されることになる。この影響を考え入れるために、直流電源から見たインバータ自身の等価インピーダンスを求めることが必要である。インバータのとる直流電流は第 1 報図 2.3 で説明したようなきわめて脈動の多い波形であって単純な組成のインピーダンスへ流入する電流とは趣きを異にしているが、脈動分を全然無視してなめらかな過渡変化をするものと近似的に考えれば上記等価インピーダンスを求めることができる。このためにはまず図 4.5 に示すように過渡変化を行ないつつある直流電流波形について各サイクルで区切ってその 1 サイクル内における平均値（点線）を求める。いいかえれば直流電流を点線のような階段的波形であると近似する。つぎにこの階段的変化がどのような時定数で起こるかを数式的に調べ、これを同じ時定数で起こるなめらかな変化波形に置きかえて考えるのである。このような置きかえはきわめて乱暴なやり方のようであるが、インバータがたとえば三相出力のものであるばあい、第 1 報の図 2.6 ないし図 2.7 に示したように直流電流の脈動はきわめて少ない

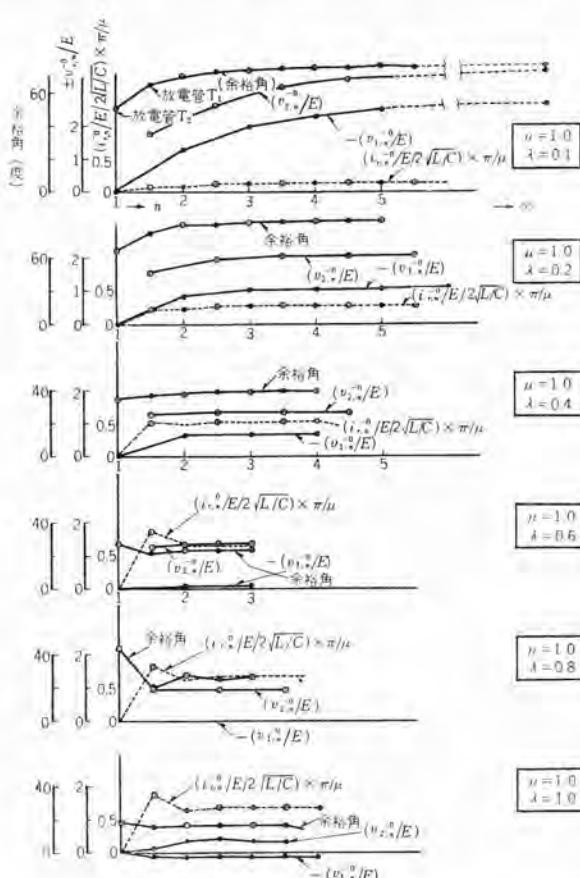


図 4.4 起動時における電圧、電流初期値および余裕角の推移〔強制転流域〕

Fig. 4.4 Transient variations of initial values of condenser voltage and reactor current at start process.

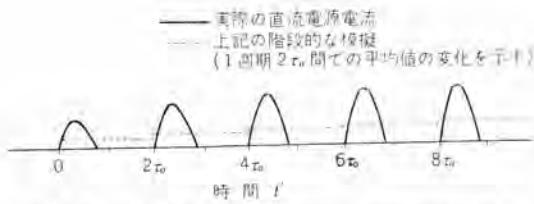


図 4.5 直流電源電流の build up の等価的な置換

Fig. 4.5 Equivalent treatment of building-up process of DC supply current.

からかなり正確な近似だといってさしつかえない。そこでまず起動後第 n サイクル目における直流電流の 1 サイクル間平均値 $\bar{i}_{d,n}$ を求めて見よう。基本形では直流電流は第 1 回路状態の間しか流れないと、この電流の積分値によってコンデンサが第 1 回路状態初期値 $v_{1,n}^{-0}$ から同終末値すなわち第 2 回路状態初期値 $v_{2,n}^{-0}$ まで充電されることに着目し、この電荷量の差を 1 周期 $2\tau_0$ で除して

$$\bar{i}_{d,n} = [C(v_{2,n}^{-0} - v_{1,n}^{-0})]/2\tau_0 \quad \dots \dots \dots (4.8)$$

を得る。いま簡単のため、臨界域、自然転流域だけを考えると、式 (4.1)、(4.2) から

$$\begin{aligned} \bar{i}_{d,n} &= \frac{CE}{2\tau_0} \cdot \frac{1 + \varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}}}{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \left[(\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} - 1) + 1 - \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}(n-1)} \right] \cdot \\ &\quad \left. \frac{Cv_{1,n}^{-0}(1 + \varepsilon)^{\frac{\alpha\pi}{\beta}}}{2\tau_0} \right\} \quad (4.9) \end{aligned}$$

$$1 + \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}} \cdot \frac{CE}{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1}$$

[α, β は式 (3.6) で与えられる]

となる。この表式の形は図 4.6 の電流 i が

$$i = \frac{E}{R_{1e}} \left\{ \frac{R_{1e}}{R_{2e}} + 1 - \varepsilon^{-\frac{R_{1e}t'}{L_e}} \left(1 - \frac{i_{1e}^{-0}}{E/R_{1e}} \right) \right\} \quad (4.10)$$

で示されるのときわめてよく似ている。ここで t' はスイッチ SW の投入後の経過時間、 i_{1e}^{-0} はリアクトル L_e の電流のスイッチ投入時の初期値(ここに書かれてない回路から与えられるもの)である。式 (4.9) は式 (4.10) と並って n が整数として増してゆくにつれ階段的変化をする量であるが、前の式 (4.6) で扱ったような連続的変化への置きかえにより、式中の時間に関係する唯一の変化項について次の等価的関係式

$$\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}(n-1)} = \varepsilon^{-\frac{\alpha\omega_0 t'}{\beta}} \quad \dots \dots \dots (4.11)$$

を想定すれば、図 4.6 はインバータの直流電流に関する等価回路を与えるものということができる。ただし、この等価性がなりたつためには、

$$R_{1e} = \frac{2\tau_0}{C} \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1}{\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \quad (4.12)$$

$$R_{2e} = \frac{2\tau_0}{C} \cdot \frac{1}{\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \quad (4.13)$$

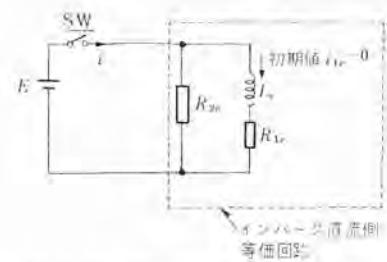


図 4.6 インバータの直流電源 E の側から見た等価回路

Fig. 4.6 Equivalent circuit of inverter circuit viewing from DC power supply.

$$I_{1e} = \frac{2\tau_0^2}{\pi C} \cdot \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} - 1}{\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \quad (4.14)$$

$$i_{1e}^{-0} = (1 + \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}) \frac{Cv_{1,1}^{-0}}{2\tau_0} - \frac{v_{1,1}^{-0}}{R_{1e}} \quad (4.15)$$

であることが必要である。これらの必要条件を無次元化して書きなおすと、

$$\frac{R_{1e}}{2\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{\pi}{\mu} \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{1-\lambda^2}} - 1}{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{1-\lambda^2}} + 1} \quad (4.16)$$

$$\frac{R_{2e}}{2\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{\pi}{\mu} \cdot \frac{1}{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{1-\lambda^2}} + 1} \quad (4.17)$$

$$\frac{\omega_0 L_e}{2\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{\pi}{\mu} \cdot \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\lambda} \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{1-\lambda^2}} - 1}{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{1-\lambda^2}} + 1} \quad (4.18)$$

$$\frac{i_{1e}^{-0}}{E/2\sqrt{L/C}} = \left(\frac{v_{1,1}^{-0}}{E} \right) / (R_{1e}/2\sqrt{L/C}) \quad (4.19)$$

$$\frac{\omega_0 L_e}{R_{1e}} = \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\lambda} \quad (4.20)$$

となる。図 4.7 に R_{2e}/R_{1e} 、 $(\omega_0 L_e)/R_{1e}$ 、図 4.8 に式 (4.16)～式 (4.18) の計算値を示す。これらの図から、重負荷時すなわち λ が小さいとき、等価回路では L_e と R_{1e} の枝路の電流が支配的でその時定数が大きく、また軽負荷時すなわち λ が大きいとき、 R_{2e} の電流が支配的で L_e と R_{1e} の枝路の電流やその時定数は小さいことがわかる。インバータのような断続回路の等価インピーダンスをこのように簡単な形で示すことのできることははなはだ興味深い。

この等価回路を用いれば図 4.9 (a) の直流戻波器付のばあいに対しても、同図 (b) のような等価回路図を直ちに描くことができ、これから直流回路の過渡現象を簡単に求めることができる。もっともこのような取扱いは

(1) インバータに流入する直流電流 (同図の i_{1e}) の脈動の周期に近いか、ないしはこれより短いような時間で起こる早い過渡現象を論ずることはできな

(2) 今まで述べて来たようなインバータの正常な動作

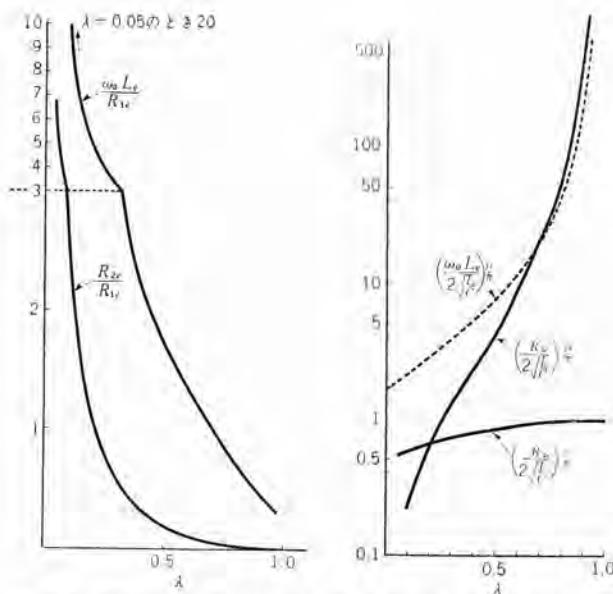


図 4.7 インバータ 直流側等価回路(図 4.6)の各素子定数の比

Fig. 4.7 Ratios of circuit constants of equivalent circuit shown in Fig. 4.6.

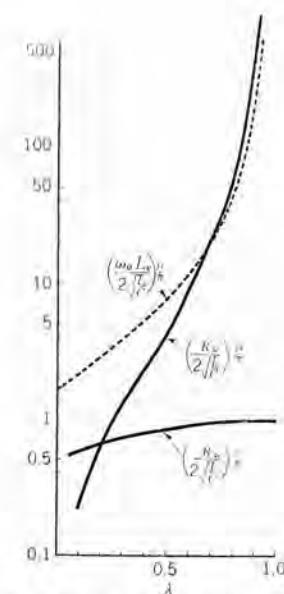


図 4.8 インバータ 直流側等価回路の各素子定数

Fig. 4.8 Circuit constants of equivalent circuit shown in Fig. 4.6.

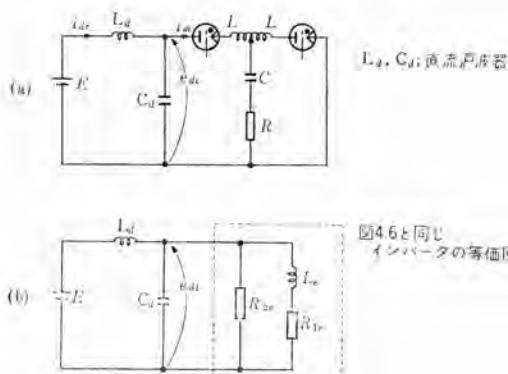


図 4.9 直流戻波器を有するインバータの等価回路の導出

Fig. 4.9 Derivation of equivalent circuit of an inverter with filter in DC bus.

を阻害するような直流戻波器が用いられたばあい(たとえば図 4.9 (a) で C_0 がないばあい、 T_1 放電時の電流通路には直流リアクトル L_0 が余分のリアクタンスとしてはいることとなり、 T_2 放電時の電流通路とインピーダンスがいちじるしく違ってしまう。)には適用できない。

(3) インバータ 回路常数が臨界域、自然転流域に属するばあいにだけ適用され、強制域 ($\mu > \sqrt{1-\lambda^2}$ または $\lambda > 1$) のときには適用できない。

といった制限をうけることはいうまでもない。しかし、多相インバータのばあい、 i_{ar} はかなりなめらかな波形であり脈動の周期が小さいから上記の近似的取扱いはかなり高い周波数域まで成立つ。また直流戻波器は、本来 インバータ の正常な動作を阻害しないようなもの—たとえば前報告 3.5 節 (3) で示したもの—を採用するのが当然で

あるので、上記 (2) の制限は実用上あまり問題にならない。

なお、上記の等価回路は直観的考察の便のために導入したもので、直接数学的に取扱いたいときには Laplace 変換によって $i_{ar,n}$ の裏関数 $I_{ar,n}$ として

$$I_{ar,n} = \frac{E}{2\sqrt{C}} \cdot \frac{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} + 1}{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} - 1} \left[\frac{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} - p}{p + \frac{\lambda\omega_0}{\sqrt{1-\lambda^2}}} \left\{ 1 + \frac{(\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} - 1) v_{L1,1}^{-0}}{E} \right\} \right] \quad (4.21)$$

を採用すればよい。図 4.9 のばあい、式 (4.21) から求めたインバータの等価アドミタンスと戻波器のアドミタンスを合成したものが直流電源から見たアドミタンスであって、これから i_{ar} は求められる。

4.2 自動制御の問題

インバータ 出力電圧を一定に保つためには、直流電源電圧を自動制御するのが普通である。直流電源としては通常整流器が用いられるのでこの自動制御は非常に速応性があるが、前節で指摘したようにインバータ主回路現象の時定数が小さいことなどの原因によって実施上種々な問題が生じないわけではない。⁽¹³⁾

出力電圧の定値制御は、交流電源としてのインバータの本来の使命からいえば出力電圧の「実効値」を一定に保つことであろうが、実際の装置では出力電圧を整流した際の「平均値」を一定に保つようにすることが多い。出力電圧に高調波が存在するばあい両者は原理上一致しない。しかし、高調波含有量がかなり大きても、相当高い精度の定値制御を望まないかぎりこの差をそれほど気にする必要はない。したがって、ここでは数学的取扱いを簡単にするために整流平均値の定値制御を考えよう。

外乱として直流電源電圧の単位関数的な変動を考え、変動後第 n サイクル目 の 1 サイクル間における出力電圧の整流平均値を $\bar{e}_{0,n}$ とする。ただし、変動後の回路常数は図 2.1 とまったく同じで直流電源電圧も E なる一定値に保たれるものとする。したがって、この自動制御の問題は前節の起動の問題と同じ取扱いが可能で、外乱のはいる直前の コンデンサ電圧 E 、リアクトルないし放電管の電流の終末値を初期値として解析に使用すれば事足りる。出力電圧整流平均値は

$$\bar{e}_{0,n} = R \left[\int_0^{\pi/\beta} i_{0,n} dt + \int_0^{\pi/\beta} \bar{i}_{0,n} dt \right] \quad (4.22)$$

で、いま問題を臨界域、自然転流域に限定すれば、式 (4.3)、(4.4) により

$$\bar{e}_{0,n} = \frac{\mu\lambda}{\mu} \left(\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} - \frac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \right) [E + v_{L1,1}^{-0} - v_{L1,0}^{-0}] \quad (4.23)$$

となる。ここで式(4.8)から $i_{d,n}$ との関係を求める

$$e_{0,n} = \frac{\mu\lambda}{\pi} \left(\varepsilon^{\frac{-\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} - \varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} \right) \left[1 + \frac{\pi}{\mu} \left(\frac{i_{d,n}}{I} \right) \right] \quad (4.24)$$

〔ここで $I \equiv E/2\sqrt{L/C}$ 〕

となる。したがって $e_{0,n}$ の裏関数 $\mathbf{E}_{0,n}$ も式(4.21)を式(4.24)に代入することにより簡単な λ の一次関数として表わすことができる。

上記は直流戻波器がないばあいの取扱いであるが、戻波器のあるばあいには、式(4.24)中の E は直流戻波器の出力端電圧（インバータ側直流電圧、たとえば図4.9の v_{oi} ）でおきかえなければならない。したがって、このばあいの伝達関数を求めるためには、まず図4.9(b)に示した等価回路で e_{oi} を求め、これを式(4.24)中の E の代わりに代入する必要がある。この具体的な数値例はここでは与えないが、伝達関数がかなり高次の関数であって乱調防止に相当高度の技術がいることは推測できるであろう。したがって、実用器のばあい、 $\mathbf{E}_{0,n}$ だけではなく、乱調防止用の要素の伝達関数も問題となる。われわれの開発した装置では直流電源電流をこの要素として用いたが、これは図4.9(b)のような等価回路からたやすく伝達関数を求められるので、けっこうこのばあい全制御系について相当適確な理論的取扱いができることになる。

今まで論じたのは負荷が一定の状態での自動制御の問題であったが、外乱が負荷変動である際の問題についても後の5.3節の説明からわかるとおり負荷変動後の回路状態は一定負荷時の起動や直流電源電圧変動の現象と本質的に異なる点はない。

4.3 負荷突発変動時の現象

同期発電機では、過渡リアクタンスは定態リアクタンスより非常に小さい。ところが一般に自励式インバータでは、主回路の中を流通しないしはこの中に蓄えられているエネルギーの量はたかがしれているため、負荷の消費電力が急変すると出力電圧が相当なじょう乱をうけるのはやむを得ないことである。しかしその反面じょう乱の回復する時間は非常に短い。

この問題を理論的に取扱うため、回路常数を臨界域、自然転流域のばあいに限定する。いま、 T_1 の点弧位相において、これらの回路常数のうち、負荷 R だけが R_1 から R_2 に突然変化したものとする。ここで

$$\lambda_1 \equiv R_1/2\sqrt{L/C}, \quad \lambda_2 \equiv R_2/2\sqrt{L/C}$$

とし、負荷以外の回路常数は図2.1に示された従来どおりの記号で示されるものとすると、上記の変化は図3.1の (μ, λ) 平面上では (μ, λ_1) 点から (μ, λ_2) 点への直列インバータ総論(3)・河合

突發的な移動に相当する。ただしこの2点はいずれも円の円周上ないし円内にある。また、変化の始ったサイクルを第1サイクルすなわち $n=1$ とし、負荷変化前にインバータは (μ, λ_1) なる状態で定常状態に達していたものとする。

負荷変化後第 n サイクルにおける回路電流の表式は、式(4.3)、(4.4)で $\lambda=\lambda_2$ とおくことにより各半サイクルについて

$$\frac{i_{d,n}}{I} = \frac{2\left(1 - \frac{v_{1,n}^{-0}}{E}\right)}{\sqrt{1-\lambda_2^2}} \varepsilon^{-\frac{2\lambda_2\pi}{\mu}} \sin\left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda_2^2}}{\mu}z\right) \quad (4.25)$$

$$\frac{i_{q,n}}{I} = \frac{2v_{2,n}^{-0}}{\sqrt{1-\lambda_2^2}} \varepsilon^{-\frac{2\lambda_2\pi}{\mu}} \sin\left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda_2^2}}{\mu}z\right) \quad (4.26)$$

で表わされる。これらの式中の各半サイクル開始時の初期値は式(4.1)、(4.2)から

$$v_{1,n}^{-0}(\mu, \lambda_2) = -\frac{\varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} - \varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}(2n-1)} \left\{ v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2) \right. \\ \left. - \frac{\varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} \right\} \quad (4.27)$$

$$v_{2,n}^{-0}(\mu, \lambda_2) = -\frac{\varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} - \varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}(2n-1)} \left\{ v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2) \right. \\ \left. + \frac{\varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} \right\} \quad (4.28)$$

である。この初期値のうち、変化直後の初期値 $v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2)$ は、変化前の (μ, λ_1) なる定常状態における第2回路状態の終末値すなわち第1回路状態の初期値 $v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_1)$ に等しい。これは式(4.1)で $\lambda=\lambda_1, n \rightarrow \infty$ として得られるから

$$\frac{v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2)}{E} = \frac{v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_1)}{E} = -\varepsilon^{\frac{-\lambda_1\pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}} \quad (4.29)$$

となる。

上の式の考察から

(1) 負荷減少時、すなわち $\lambda_1 < \lambda_2$ のとき

変化後、出力電流したがって電圧は、はじめは相当大きな値にはねあがり、以後次第に単調に減少して定常状態におちつく。変化前の電圧定常値は変化後の電圧定常値に比して小さい。

(2) 負荷増大時、すなわち $\lambda_1 > \lambda_2$ のとき

上記とまったく反対の過程が起こる。

ということがわかる。図4.10はこのような変化の一例を示す。

変化直後の電圧は変化後の定常状態の電圧と波形が相

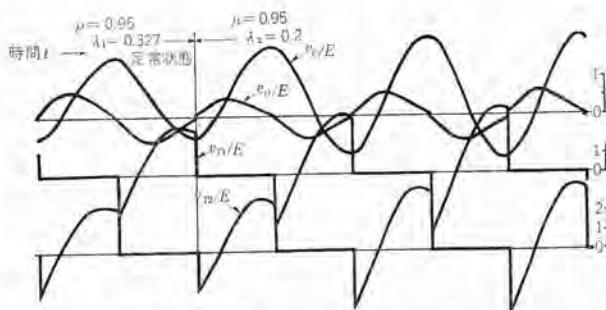


図 4.10 負荷変化の一例 $(\mu=0.95, \lambda_1=0.327)$
の定常状態から $(\mu=0.95, \lambda_2=0.2)$ へ変化]

Fig. 4.10 Oscillogram of abrupt load change process [circuit condition varies from a steady state ($\mu=0.95, \lambda_1=0.327$) to another state ($\mu=0.95, \lambda_2=0.2$)].

似である〔式(4.25), (4.26) 参照〕から、これらの表式の比をとって

$$\frac{R_2 i_{1,1}(\mu, \lambda_2)}{R_2 i_{1,\infty}(\mu, \lambda_2)} = \frac{1 - e^{-\frac{\lambda_2 \pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - e^{-\frac{\lambda_1 \pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}}} \quad (4.30)$$

を導き、これを電圧変動の大きさを示す目安とする。この比は波高値ないし半サイクル内の電圧自乗平均値から求めた実効値の比に相当する。この比が μ に無関係で λ だけの関数となっていることにとくに注意されたい。ただし、この式は $\mu \leq \sqrt{1-\lambda_1^2}$ および $\mu \leq \sqrt{1-\lambda_2^2}$ であるかぎり成立つものである。

図 4.11 はこの計算値を示す。たとえば $\lambda_1=0.2$ の状態から負荷が倍増（すなわち $\lambda_2=0.1$ の状態に変化）したとすると、出力電圧は最終到達値の 57.3%まで瞬間に降下し、また負荷が半減（すなわち $\lambda_2=0.4$ の状態に変化）したとすると約 1.6 倍まで瞬間に上昇する。このような変化の割合は λ_1 が小さいほど大きい。

ただし上記の比は負荷変動後の変化の大きさを示すだけであるから、負荷変動前後を通じての変化の大きさを示す量として、上記の比に、変化後の出力電圧定常値 $E_0(\mu, \lambda_2)$ と変化前の出力電圧定常値 $E_0(\mu, \lambda_1)$ [両者ともに実効値で示す] の比をかけたもの、すなわち

$$\frac{R_2 i_{1,1}(\mu, \lambda_2)}{R_2 i_{1,\infty}(\mu, \lambda_2)} \cdot \frac{E_0(\mu, \lambda_2)}{E_0(\mu, \lambda_1)} = \sqrt{\frac{(1 - e^{-\frac{\lambda_2 \pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}) \cdot (1 + e^{-\frac{\lambda_2 \pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}) \cdot \lambda_2}{(1 - e^{-\frac{\lambda_1 \pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}}) \cdot (1 + e^{-\frac{\lambda_1 \pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}}) \cdot \lambda_1}} \quad (4.31)$$

を採用する。これは、負荷変動直後の半サイクル間の出力電圧実効値と負荷変動前の同実効値との比に相当する。

この比もまた μ に無関係であることは非常に興味のある事実である。図 4.12 にこの計算結果を示す。このグラフは図 4.11 と数値的にそれほど大きな差はない。したがって、 λ_1 が小さいほど、負荷変動直後の電圧変化分は変化前や変化後の定常値にくらべて大きいことがわかる。

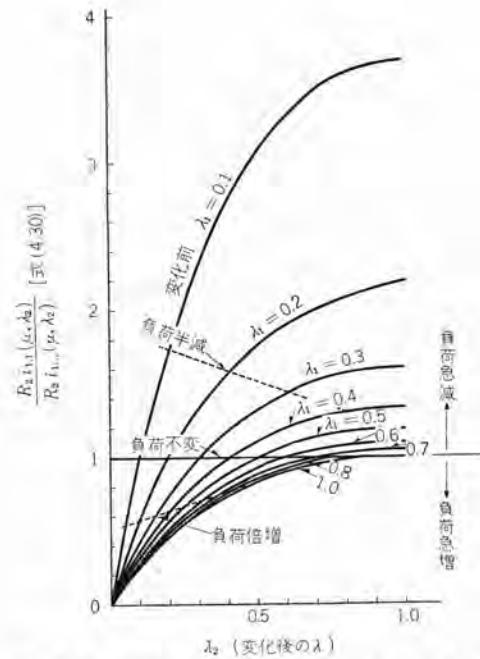


図 4.11 負荷変化の際の出力電圧の瞬時変化率
〔変化後の定常値を基準として与える〕
(μ, λ_1) の定常状態から放電管 T_1 の点弧位相で (μ, λ_2) に突発変化〔臨界域、自然転流域〕

Fig. 4.11 Diagram showing (inverter output voltage at first half cycle after load change)/(output voltage at steady state after load change).

[circuit condition varies abruptly from a steady state ($\mu; \lambda_1$) to another state (μ, λ_2) at firing phase of tube T_1].

たとえば、先にあげた $\lambda_1=0.2$ から $\lambda_2=0.1$ への変化の際、変化直後の電圧は変化前定常値にくらべて 56.7%，変化後定常値（最終到達値）にくらべて 57.3% 程度であり、したがって電圧は変化前を 100% とすれば $100 \rightarrow 56.7 \rightarrow 98.3\%$ と変化する。これに反し、同じ負荷倍増のばあいでも $\lambda_1=0.4$ から $\lambda_2=0.2$ への変化の際には、 $100 \rightarrow 62 \rightarrow 98\%$ と変化し、 $\lambda_1=0.8$ から $\lambda_2=0.4$ への変化の際には $100 \rightarrow 68.5 \rightarrow 90\%$ と変化する。したがって λ_1 が小さいほど、電圧の過渡的変化は大きいがその代わり動搖が静まった後の電圧は変化前電圧とそれほど差がない。この回復過程の時定数は図 4.1 で $\lambda=\lambda_2$ とすれば求められ、上記の 3 例に対し 1.6, 0.78, 0.38 サイクルで非常に早く動搖が静まることがわかる。

負荷変動の際に問題となるもう一つの重要なことがらは余裕角の変動である。同じ 自励式インバータでも並列インバータではこの問題は非常に深刻でわずかな負荷増加によってたやすく転流失敗事故をひきおこす。⁽⁹⁾ 直列インバータについてこのようなおそれがないかをここでしらべて見よう。いま、余裕角 θ_d を後の図 4.15 に示すように二つの成分、すなわち休止角 θ_r と $(\theta_d - \theta_r) = \theta'_d$ とに分けて考えると、負荷変動直後の放電管 T_2 の θ'_d がいちばん小さくこれより後両放電管の θ'_d は次第に増大する、各放電管、各サイクルの余裕角や θ'_d を区別するため

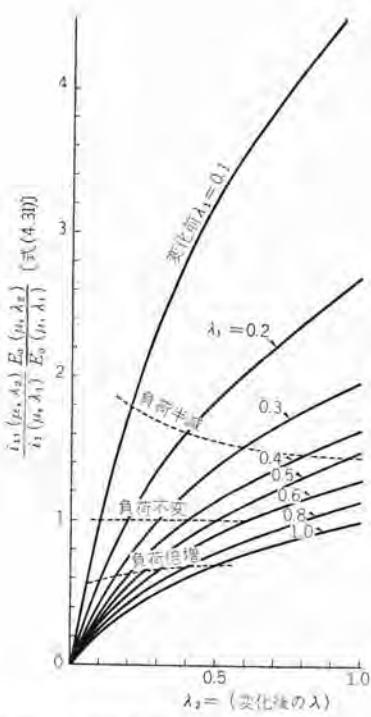


図 4.12 負荷変化の際の出力電圧の瞬時変化率
〔変化前の定常値を基準として示す〕
(μ, λ_1) の定常状態から T_1 点弧位相で
(μ, λ_2) へ突発変化〔臨界域、自然転流域〕

Fig. 4.12 Diagram showing (inverter output voltage at first half cycle after load change)/(output voltage at steady state before load change).
[circuit condition varies abruptly from a steady state (μ, λ_1) to another state (μ, λ_2) at firing phase of tube T_1 .]

にこれらに $i_{r,n}$ などと同じように脚字 r, n をつけることとする。たとえば負荷変化直後—第 1 サイクル目 ($n=1$) のときの放電管 T_2 の θ'_n は $\theta_{d2,1}'$ で表わされ、つきの式

$$E - 2L \frac{d}{dt} (i_{r,1}) = 0 \quad \dots \dots \dots (4.32)$$

を満足する時間 $\tau_{d2,1}'$ を電気角で表わしたものに相当する。この式の左辺は第 1 サイクル目の T_2 の管電圧であって、この式から $\tau_{d2,1}'$ は

$$\begin{aligned} & 2 \left(1 - v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2) \right) E^{-\frac{2\lambda_2 \pi}{\mu} \left(\frac{\tau_{d2,1}'}{2\pi_0} \right)} \\ & \sqrt{1 - \lambda_2^2} \cos \left[\frac{2\pi \sqrt{1 - \lambda_2^2}}{\mu} \left(\frac{\tau_{d2,1}'}{2\pi_0} \right) + \phi_2 \right] \\ & = 1 \dots \dots \dots (4.33) \quad [\text{ここで } \sin \phi_2 = \lambda_2] \end{aligned}$$

として与えられる。 $v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2)/E$ として式 (4.29) を用いて $\theta_{d2,1}'$ を求めた結果を図 4.13 に示してある。これに休止角を足したものすなわち実際の余裕角 $\theta_{d2,1}$ は図 4.14 に示されている。これから、たとえば負荷増大の一例として $\mu=0.8, \lambda_1=0.4$ の定常状態から $\mu=0.8, \lambda_2=0.2$ の状態に変化した際の状況を調べてみると
変化前定常状態: $\theta_d=57$ 度 [前報告図 3.22]

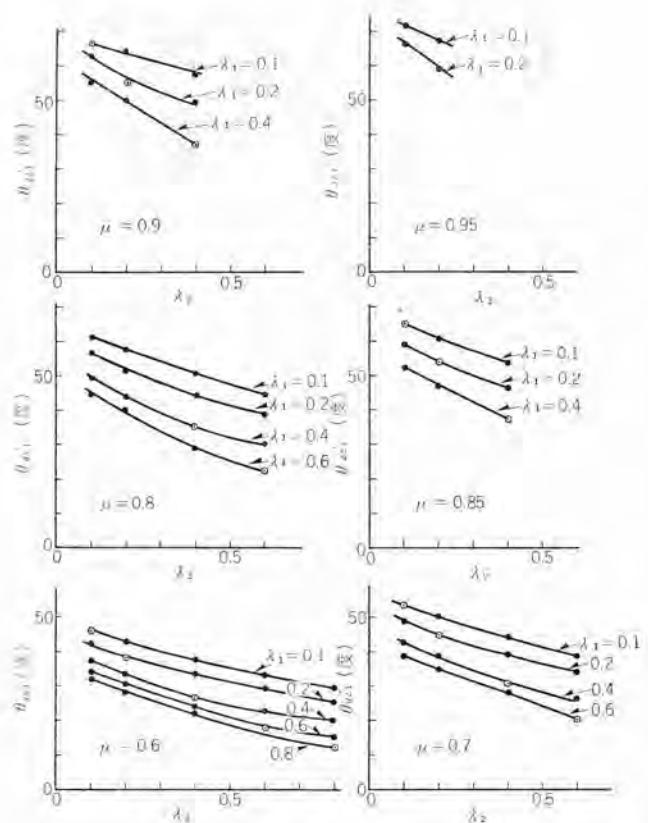


図 4.13 負荷変化直後の θ_d' [臨界域、自然転流域]
Fig. 4.13 Diagram showing θ_d' at first half cycle after load change [θ_d' is illustrated in Fig. 4.15].

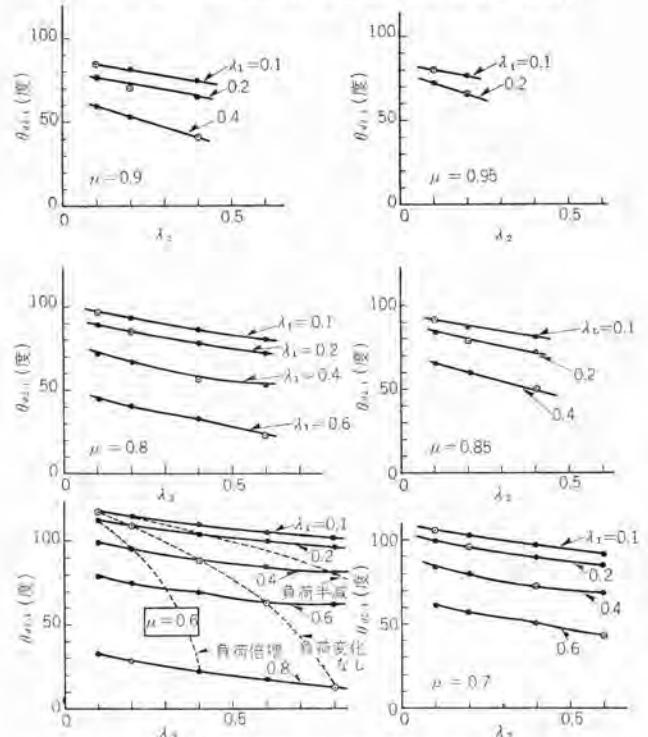


図 4.14 負荷変化直後の余裕角 θ_d
〔ただし臨界域、自然転流域〕
Fig. 4.14 Diagram showing margin angle θ_d at first half cycle after load change.

変化後第 1 サイクル:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{放電管 } T_2 \text{ の } \theta_d'=44 \text{ 度 [図 4.13]} \\ " \quad \theta_r=22 \text{ 度 [変化前の休止角]} \\ " \quad \theta_d=\theta_r+\theta_d'=66 \text{ 度 [図 4.14]} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{放電管 } T_1 \text{ の } \theta_d' > 44 \text{ 度} \\ " \quad \theta_r = 33 \text{ 度} [\text{変化後の休止角}] \\ " \quad \theta_d > 77 \text{ 度} \end{array} \right.$$

……以下次第に θ_d は増大

変化後定常状態: $\theta_d = 84$ 度 [図 3.22]

といった経過をたどることがわかる。

また、負荷減少の例として $\mu=0.8, \lambda_1=0.2$ の定常状態から $\mu=0.8, \lambda_2=0.4$ の状態に変化したばあいを調べると

変化前定常状態: $\theta_d = 84$ 度 [図 3.22]

変化後第 1 サイクル:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{放電管 } T_2 \text{ の } \theta_d' = 44 \text{ 度} \\ " \quad \theta_r = 33 \text{ 度} [\text{変化前の休止角}] \\ " \quad \theta_d = 77 \text{ 度} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{放電管 } T_1 \text{ の } \theta_d' < 44 \text{ 度} \\ " \quad \theta_r = 22 \text{ 度} [\text{変化後の休止角}] \\ " \quad \theta_d < 66 \text{ 度} \end{array} \right.$$

……以後次第に θ_d は減少……

変化後定常状態: $\theta_d = 57$ 度 [図 3.22]

といった経過になる。

このように負荷が増加または減少すると、 θ_d は変化前の値から単調に増大または減少して定常値に落ちつく。

この経過の時定数は上記の 2 例についてはそれぞれ約 0.8, 0.4 サイクルで非常に早く過渡変化が静まる。ただし、上記の理論的取扱いは臨界域、自然転流域の範囲内での変化について適用されるもので、変化範囲が強制域にまたがるばあいには起動現象の際に見られたような転流安定度の過渡的な低下がいくぶんか起こることは避けられない。しかし、以上の計算により、このインバータが負荷変動に対してかなり十分な過渡安定度を持っていることは立証できたといえる。

4.4 放電管通弧時の現象

放電管の消イオン特性の劣化、放電管格子回路の動作不良などによって、放電管が不正規の位相で点弧(通弧)すれば、回路に異常な動搖が起り、他励式インバータではほとんど確実に転流失敗事故(直流電源の短絡事故)にまで発展する。この直列インバータでも、一方の放電管の通電中に他方の放電管が突然不正規の位相で通電すれば、この瞬間直流電源は転流リクトルを通じて両放電管で短絡された形となるから当然上記のような事故に発展する可能性がある。ところが、幸いなことに転流リクトルによる強制シヤ断によって、正常な放電管が消弧し、以後不正動作をした放電管だけが流れづけ、このため短絡事故が未然に防止されるばあいもありうる。このことは、われわれの実験によって初めて明らかとなった。⁽⁹⁾

ここではこのような動搖の自然回復の可能性を理論によって数値的に明らかにして見よう。もちろん、通弧が何サイクルも続ければ、たとえ事故に発展しなくとも出力電圧がひずんだ非対称波形となって負荷に悪影響を与えるから、わずかな サイクル数 の間の通弧だけが許されるにとどまる。理論的取扱いの便宜上、放電管 T_1 が 1 サイクルだけ通弧したとし、この際に上記の 強制シヤ断 が可能となるかどうかの限界をまず求めることにしよう。

T_1 が通弧し T_2 が強制シヤ断されれば、 T_1 にはその後ある期間逆電圧がかかるが、この期間(余裕角)がちょうど零となるばあいが上記の限界に相当するわけである。いま、インバータが臨界域または自然転流域に相当する (μ, λ) の回路状態で定常運転をつづけている最中、 T_2 が通電開始後 τ_f なる時間がたったとき T_1 が突然通弧したものとし、この通弧時刻を時間の原点($t=0$ の点)にとるものとする。この際の T_1 の電流波形 $i_{1,x}$ は

$$i_{1,x} = \left\{ (E - v_{1,x}^{-0}) \frac{\sin \beta t}{L\beta} + i_{1,x}^{-0} \left(\cos \beta t - \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta t \right) \right\} e^{-\alpha t} \quad (4.34)$$

となる。通弧瞬時のコンデンサ電圧およびリクトル電流の初期値 $v_{1,x}^{-0}, i_{1,x}^{-0}$ の脚字 X は $i_{1,x}$ のそれと同じく異常運転時の量であることを示す。これらの初期値は定常運転時の第 2 回路状態の表式[たとえば電流について式 (4.4) で $n \rightarrow \infty$ としたもの]で $t=\tau_f$ とおいて

$$v_{1,x}^{-0} = \frac{E}{1-e^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \left(\cos \beta \tau_f + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta \tau_f \right) \quad (4.35)$$

$$i_{1,x}^{-0} = \frac{E}{1-e^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \cdot \frac{1}{L\beta} e^{-\alpha \tau_f} \sin \beta \tau_f \quad (4.36)$$

となる。したがってリクトル端子電圧には

$$2L \frac{di_{1,x}}{dt} = \frac{2E}{\cos \phi} e^{-\alpha t} \left\{ \cos(\beta t + \phi) \left[1 - \frac{2\alpha}{\beta} \sin \beta \tau_f \frac{e^{-\alpha \tau_f}}{1-e^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \right] - \cos(\beta t + \phi - \beta \tau_f) \frac{e^{-\alpha \tau_f}}{1-e^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \right\} \quad (4.37)$$

ここで

$$\sin \phi = \lambda = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}, \quad \frac{\alpha}{\beta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}}, \quad \alpha \tau_f = \frac{\lambda}{\mu} \pi, \\ \beta \tau_f = \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\mu} \pi$$

で示される。放電管 T_2 は T_1 の通弧瞬時に強制的に消弧させられ、これにかかる電圧 $[E - 2L \frac{d}{dt}(i_{1,x})]$ は余裕角に相当する時間 $\tau_d = \frac{\theta_d}{180} \tau_f$ の間は負でありそれ以後は正となるから

$$[E - 2L \frac{d}{dt}(i_{1,x})]_{t=\tau_d} = 0 \quad (4.38)$$

したがって、 τ_d を与える式は

$$\begin{aligned} & \frac{2}{\cos \phi} e^{-\alpha \tau_n} \left\{ \cos(\beta \tau_n + \phi) \left[1 - \frac{2\alpha}{\beta} \sin(\beta \tau_n) \frac{e^{-\alpha \tau_n}}{1 - e^{-\frac{\alpha \pi}{\beta}}} \right] \right. \\ & \left. - \cos(\beta \tau_n + \phi - \beta \tau_f) \frac{e^{-\alpha \tau_f}}{1 - e^{-\frac{\alpha \pi}{\beta}}} \right\} = 1 \quad \cdots (4.39) \end{aligned}$$

となる。短絡事故にならずに自然回復する限界では、 $\tau_n = 0$ となるから、この限界での τ_f を τ_{rl} とするとこれは、

$$\frac{2e^{-\alpha \tau_{rl}}}{1 - e^{-\frac{\alpha \pi}{\beta}}} \left[\frac{2\alpha \cos \phi}{\beta} \sin(\beta \tau_{rl}) + \cos(\beta \tau_{rl} - \phi) \right] = \cos \phi \quad \cdots \cdots \cdots (4.40)$$

で与えられることになる。無次元回路パラメータを用いれば、この式 (4.40) は

$$\frac{2e^{-\frac{\lambda \pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}}{1 - e^{-\frac{\lambda \pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} [2\lambda \sin(\beta \tau_{rl}) + \cos(\beta \tau_{rl} - \phi)] = \sqrt{1-\lambda^2} \quad \cdots \cdots \cdots (4.41)$$

ここで

$$\sin \phi = \lambda, \quad \beta \tau_{rl} = \frac{2\pi \sqrt{1-\lambda^2}}{\mu} \left(\frac{\tau_{rl}}{2\tau_0} \right)$$

とかきかえられる。この τ_{rl} を電気角で示したもの θ_{rl} は図 4.15 (a) のようになる。この位相より遅れた位相で通弧が起これば一応自然回復の可能性があるわけである。この θ_{rl} は、同図下に示した放電管 T_1 の正常な管電圧波形でいえば団の点から測った位相差であるが、他の放電管の消弧位相 θ_1 から測った位相差 ($\theta_{rl} + \theta_1$) を同図の点線に、また順電圧のかかりはじめる位相 λ (これにより前では通弧は起り得ない) から測った位相差

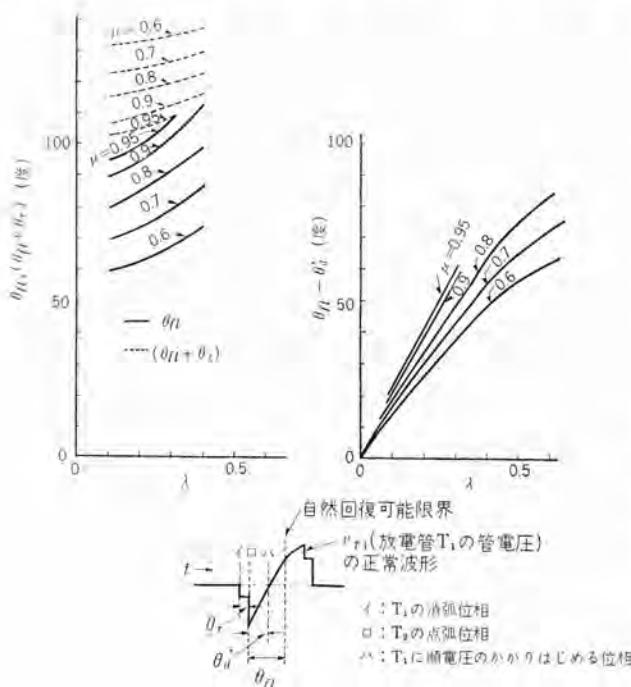


図 4.15 通弧の際の自然回復可能限界

Fig. 4.15 Diagram showing critical phase beyond which arc-through occurs due to forward-fire.

($\theta_{rl} - \theta_d'$) を同図 (b) に示した。 λ が小さいほどすなわち重負荷になるほど、自然回復限界の位相は順電圧のかかりはじめる位相に近くなることがわかる。 λ が大きくなると当然この逆となり、相当遅れた位相したがって高い順電圧の所で通弧が起こらないかぎり自然回復の見込みはない。この限界位相の順電圧がどうなるかを前報告図 3.2 の臨界域の波形について調べて見ると、たとえば ($\mu=0.95, \lambda=0.327$), ($\mu=0.8, \lambda=0.6$) のときそれぞれ $2.1E, 1.45E$ となり、正常運転状態での順電圧尖頭値 $2.4E, 1.5E$ とほとんど差がない。放電管の劣化による通弧はもっと進んだ低い順電圧の位相で生ずる可能性があるけれども、そのような際には自然回復の見込みがない。

通弧による事故の確率を減らすために、自然回復の条件をもう一度考えなおして見よう。もし T_1 の通弧によって、 T_2 が強制切断されたとすると、この瞬間の T_2 の管電圧は $E - 2L \frac{d}{dt}(i_{l,x})|_{t=0}$ であるが、これを書き直すと

(強制切断時 T_2 の管電圧)

$$= E + 2(v_{l,x} - R i_{l,x}) \quad \cdots \cdots \cdots (4.42)$$

となる。強制切断が安全に行なわれるためには、上記の管電圧 $|$ 飛躍逆電圧 $|$ ができるだけ大きい逆電圧であることが必要である。 $R i_{l,x}$ はつねに正であり、またいま問題にしている自然回復限界の近傍では $v_{l,x}$ もまた正であるから、けっきょく $v_{l,x}$ と $R i_{l,x}$ がともに小さいことが必要となる。自然回復限界より前の位相の通弧では、図 3.2 からわかるとおり、 $v_{l,x}$ も $R i_{l,x}$ もともに大きいので T_2 には飛躍逆電圧がかからず、したがって強制切断がきないことになるのである。 θ_{rl} が小さいことを望めば望むほど $v_{l,x}$ が大きくなることは避けられないから、残る逃れ道は $R i_{l,x}$ を減らすことである。この電圧 $R i_{l,x}$ は後の図 4.17 のオシロを見てもわかるとおり、 $i_{l,x}$ の大きさを持つ単位関数的な突入電流が負荷 R に生ずる電圧降下であるから、もし負荷 R と並列になにかしらのコンデンサがつながれていればこのような電圧降下は非常に少なく、 T_2 には大きな飛躍逆電圧がかかって確実な強制切断が行なわれることになるであろう。事実このことはわれわれの開発した改良形直列インバータの実験で立証されている。⁽⁹⁾ 上記の議論にはもう少し立入った説明が必要であると思われるが紙面のつごう上ここでは省略する。

なお、同じ λ の値を有する臨界域と自然転流域、たとえば ($\mu=0.95, \lambda=0.327$) と ($\mu=0.6, \lambda=0.327$) とでは θ_{rl} には差があるが、この位相の管電圧は等しい。これは前報告図 3.4 で説明したような両領域の関連性から出てくる当然の結果である。

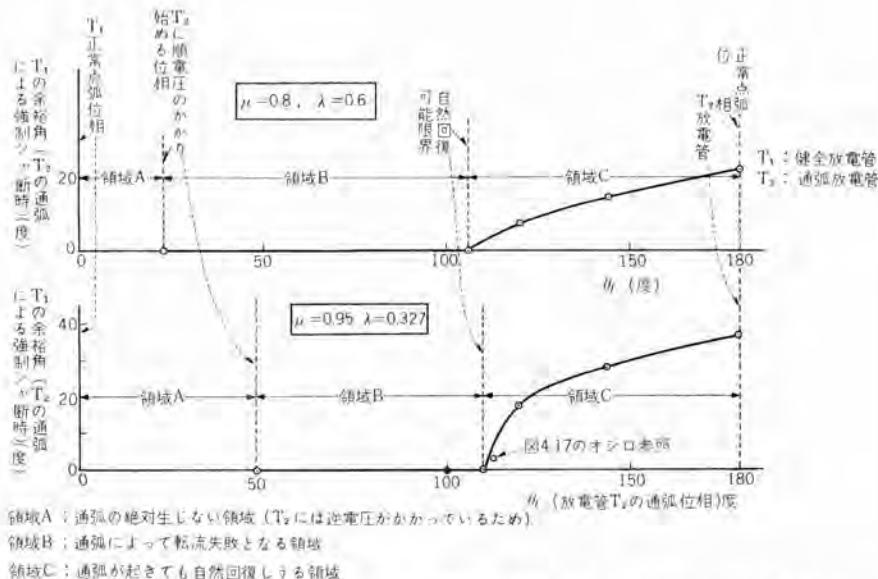


図 4.16 相手放電管の通弧によって強制シヤ断された健全放電管の余裕角*

*たとえば健全放電管を T_1 、通弧を起こした放電管を T_2 とした図 4.17 の経過図において余裕角 = 3 度と記入してある数字がこれに該当する

Fig. 4.16 Diagram showing margin angle of a tube which is interrupted due to forward-fire of another tube as a function of forward fire phase θ_f [$\theta_{d9,1}$: margin angle of the former tube at the instant of forced interruption].

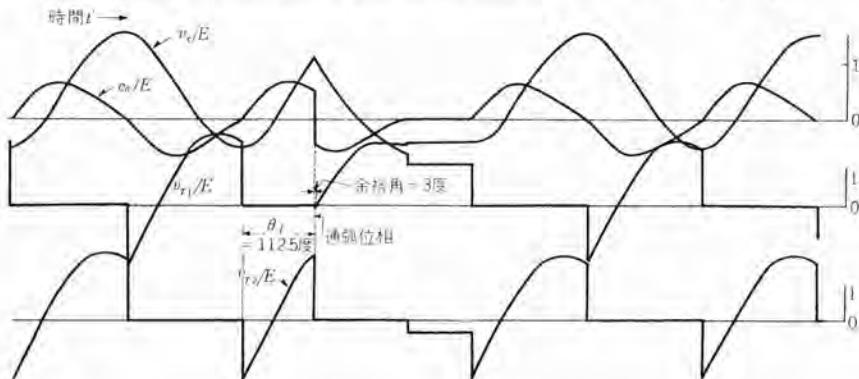


図 4.17 通弧の際の自動回復のオシロ [$\mu=0.950, \lambda=0.3270$ の定常状態において $\theta_f=112.5$ 度の位相で 1 サイクル通弧]

Fig. 4.17 Oscilloscope showing recovering process after forward-fire [$\mu=0.95, \lambda=0.327, \theta_f=112.5$ 度]

今までの説明は自然回復の理論的限界を示しただけであるが、実際に放電管の消イオン時間を考えるとこの限界はもっと遅れた位相になる。このことの検討の一例として図 4.16 に自然回復に成功したばあいの強制シ

単純な回路状態ではこの現象の取扱いはきわめて簡単である。

たとえば、無次元回路パラメータが μ, λ であるような回路常数で定常状態に達していた際に、たまたま T_1 が失弧したとする。するとコンデンサ電圧は、この半サイクル間 $v_{1,\infty}^{-0}$ [式 (4.1) で $n \rightarrow \infty$ したもの] の値に保たれたままでいることになる。この $v_{1,\infty}^{-0}$ は前報のいろいろなオシロ波形を見てもわかるとおり、ほとんどすべてのばあい負であるから、半サイクル後 T_2 が放電しようとしても電流は流れ得ないことがある。いいかえれば T_1 が点弧能力を失っているかぎり健全な T_2 もこれにひきずられて失弧をつけ回路は完全に休止してしまうのである。図 4.18 はこのような現象を示す計

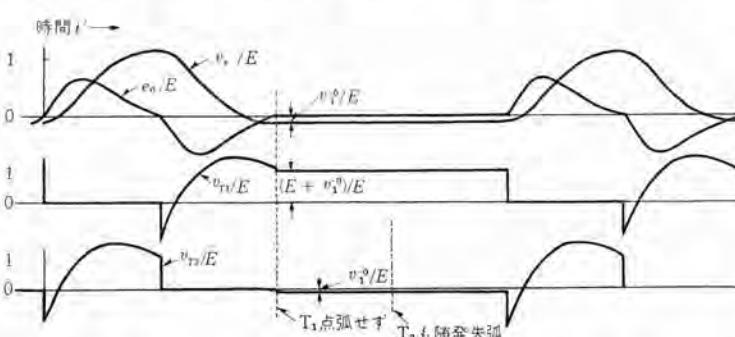


図 4.18 失弧のオシロ [$\mu=0.8, \lambda=0.6$ 、放電管 T_1 失弧、このため T_2 も隨発失弧、失弧前にインバータは定常状態]

Fig. 4.18 Oscilloscope showing recovering process after miss-fire.

断された放電管の余裕角を 2 例だけあげておいた。たとえば $\mu=0.95$ のとき、限界位相 θ_n より 15 度程度しか遅れていない位相で通弧しても上記余裕角は 20 度程度あり一応自然回復に成功できるだけの安全度を持っている。

また、図 4.17 は通弧の際の自然回復の過程を示すオシロ [計算機による計算波形] であって、通弧時に出力電圧 e_0 したがってまた出力電流 i_0 は瞬時に極性が反転し、またコンデンサ電圧にも激しい動搖が見られるが、1 サイクル後にはほぼ常態に回復している。ただし、これは θ_n のごく近くの通弧であるので強制シヤ断された放電管（この図では T_1 ）のシヤ断時の余裕角はわずか 3 度しかない。

4.5 放電管失弧時の現象

並列インバータでは、放電管がたとえ 1 サイクルでも失弧すれば確実に直流側短絡事故に発展し、これがこの形の致命的な欠点となっている。直列インバータにこのような欠点のないことは、すでにわれわれの指摘している所であって、⁽⁹⁾ この報告のような

算波形であって、 T_1 が 1 回失弧したために T_2 もひきつづいて失弧し、つぎのサイクルで T_1 がふたたび健全な動作を開始すると回路はただちに正常な動作に復帰している。健全管まで失弧すれば負荷電力の供給がその分だけ怠られたことになるからこれは好ましくない現象のように考えられるかも知れないが実際はかならずしもそうではない。もし T_1 が数サイクル間失弧したにもかかわらず、 T_2 のほうが通電を続けていたとすれば、負荷やインバータ出力変圧器には単極性の電圧がかかり、直流励磁による電流増大など負荷やインバータにとってかえって好ましくない現象が起こるであろう。

λ がとくに大きいような特別のばあい [たとえば図 3.7 の ($\mu=1, \lambda=1$) のばあい] には、上記の $v_{1,0}^{(0)}$ は少し正となるから、 T_1 が失弧してもその次に T_2 は一応通電できる。しかしこの通電によってコンデンサ電圧は極性が反転するか、またはほとんど零に近くなってしまうので、 T_1 がその後も失弧をつづければ T_2 もこれにともなって失弧するようになる。

したがって、いずれのばあいにせよ、放電管の失弧は回路動作の休止を招くだけで、隨発的な事故を全然伴わず、これがやめば回路はすみやかに常態に復帰する。こ

れは並列インバータのばあいとくらべると、いちじるしい長所としてとりあげてよいことである。

この第 3 報告は説明のつごう上かなり数式が多くなり解説的な色彩が薄くなったくらいはあるが、今までの報告で全然とりあげられることのない自動制御や負荷変動さらにまた放電管の事故時の現象などを明確にすることができた。この総論は、誘導負荷時の特性、出力母線に並列コンデンサを有するばあいの特性、さらにわれわれの開発した改良形の特性や運転実績など、今後執筆しなければならない数多くの問題を残していくまだ巻半ばにも達していないといつてもよいが、体系的に叙述をすすめる関係上ここでしばらく間をおいて後残部を連載する予定である。なおこの第 3 報告中の過渡現象波形の計算について本研究所吉江技師の御尽力をわざわざしたことを付記し謝意を表する次第である。 (35-9-7 受付)

参考文献

- (12) 河合：直列インバータ総論（2），「三菱電機」34, No. 10, p. 1306 (昭 35).
- (13) 河合・杉本：昭 33 連大予 399.

==== 最近における当社の社外講演一覧 ====

講演年月日	主催および開催場所	題名	講演者	所属場所
35-8-10, 12, 17 〃-8-15, 20	関西経営管理協会 規格協会	作業の標準化と改善のための分析手法 部課長のための QC セミナー	川奈敏雄 小島井繁	本社 本社
〃-8-18 〃	三菱造船広島精機製作所 三菱造船広島精機製作所	設計にあたって デザインをいかに考慮すべきか 工業意匠について	若林弘章 若林弘章	本社 本社
〃-8-19, 24 〃-8-23	関西経営管理協会 日本建鉄	IE 技術者養成講座 Engineering Economy の考え方	久保博司 堀直昌	伊丹 本社
〃-8-26 〃	北海道大学 北海道大学	位相同期復調方式 広帯域半月形 アンテナの特性	小林信三 河村孝	無線機 無線機
〃	北海道大学	反射空洞を有する平板形ラジアントアンテナ	田原清一	無線機
〃	北海道大学	自動追尾レーダ制御系の設計と実験結果	遠藤義昭	無線機
〃	北海道大学	偏平な導波管曲りでの不要姿態測定	三宅隆	無線機

火力発電所における通信設備

1. まえがき

電力網が膨大、複雑化するにつれて、これを能率よく運転するためにその神経系統として働くべき通信設備に対し、高度の信頼性と情報交換の高速化が要求される。通信設備として取扱うべき情報の種類には、一般に電信電話など視覚、聴覚を通じて人間の意志を直接相手の人に伝えるものと、遠方監視制御のように遠隔地の物理量を通信設備を通じて再現し、これにより機器の制御を行なう場合のように、対象が人間でなく直接機器である場合がある。

火力発電所に必要な通信設備としては、その発電所をめぐる種々の条件、すなわち本社からの距離などの地理的条件、発電容量、自動化の程度、給電司令所との間の連絡の必要度などにより設備すべき通信施設の種類、容量が決まってくる。まず狭義の通信として電信、電話が考えられるが、この施設として有線と無線の両方式がある。有線にも電電公社の施設する電話線と、電力会社などが単独で施設する専用電話線がある。また通信線、送電線などの既設の線路を活用して搬送通信装置により電信、電話回線を構成し、設備の効果的な使用を図ることができる。有線通信の線路として通信線と送電線を比較した場合、コロナ放電による雜音障害や電力機器の発生する雜音障害があるにしても、機構上から送電線のほうがはるかに信頼のにおける線路といふことができる。無線通信方式としては周波数帯から分類して、超短波(VHF, UHF)無線通信装置と極超短波(SHF)無線通信装置とが使用される。VHF帯を使用する通信機は、單一回線またはまれに多重回線として固定地点間、および固定地点と車両、船舶などの移動物体の間の通話連絡に使用する。VHF帯の通信は近時急速な発展をとげたので、周波数割当が非常に窮屈になり、だんだん UHF 帯に移行しつつある。また UHF 帯では單一回線だけでなく、簡易多重通信装置として 12~24 チャネル 容量のものが比較的簡単に製作しうるので、この傾向に拍車をかけている状態である。SHF 帯の通信機は、本格的な多重通信装置として固定地点間で使用される。無線通信方式の最大の長所は、有線通信装置が使用不能となる非常災害時において通信連絡を保ちうることである。実際に火力発電所で使用されている電信電話装置としては、有線として電電公社のものと、会社の専用通信線およびこの専用通信線や送電線を利用する搬送通信設備、無線としてはおもに SHF による多重通信装置であり、UHF の多重通信装置も漸時使用される傾向にある。

このほか、火力発電所で通信設備を必要とするものにテレメータがある。電力会社の給電司令所は電力系統の安定と電力需要者に対するサービス、他の電力会社との間の電力の融通などに責任をもっており、火力発電所としては、絶えず発電状況を自動的に給電司令所に通報しなければならない。この諸種の計測量を電気量に変換するのがテレメータ装置であり、これを遠隔地に伝送し受信するのに通信設備を必要とする。この装置として火

力発電所で実際に使われているのは、通信線または電力線搬送通信装置あるいは超短波、極超短波の多重通信装置である。

最近全国的な趨勢として、諸所で大規模なビルや工場建設が行なわれ家庭電化も推進されているので、莫大な電力需要増加をきたしていると想像される。これに対して発電所の建設も急ピッチでなされ、大体需給のバランスはとれていると思われるが、今後電力会社としては需要家に対するサービスを考えなければならない。サービスとしては良質の電力を供給することも大切であるが、第一に無停電送電を実施しなければならない。この観点から、電力線搬送保護装置が重大な意義をもってクローズアップされる。この装置は保護すべき送電線の両端に設置しなければならないので、火力発電所には当然端末装置として設備されることとなる。この装置は送電線に事故が発生すると、保護装置がこれをピックアップし搬送装置を駆動して信号の授受を行なうものであって、搬送装置としては一般に送電線を伝送路として利用する搬送通信装置が使用されるが、台風などの災害時の線路障害を考えれば、SHF 多重通信装置による無線回線のほうが信頼度が高いとも考えられるので、漸次この装置の利用も考慮されるようになって来た。

火力発電所に設置すべき通信設備は大略前述のようなものであるが、日進月歩の技術革新の波に乗り火力発電所は高能率化され、できるだけ自動化されようとしているので、通信設備を利用して伝送すべき信号量がますます多くなることが予想される。たとえば写真やテレビの伝送、データ処理装置からのデータ伝送などが考えられるが、こうなってくると火力発電所における通信設備の占めるウエイトは、ますます高く評価されるようになるだろう。以下代表的な通信設備について項を改めて詳述しよう。

2. 極超短波(SHF)多重無線通信装置

2.1 SHF 多重通信装置の特長

一般的な特長を列挙するとおよそ次のとおりである。

(1) 台風などの災害に直接影響されることが少ない。

非常用発電設備を備え、また空中線鉄塔、反射板基礎などを十分な風圧に耐えるよう設備しておけば、直接に災害で障害となることが少なく、むしろ非常の場合に威力を發揮する。

(2) 通信の質が良く、また安定である。

SHF の伝播特性には フェージング がつきものであるが、回線設計と機器設計によって十分これを補うことができるから、非常に安定でしかも人工雜音、空電などの妨害もほとんど絶無であるため良質の通信が確保できる。

(3) 広帯域伝送ができる。

無線周波数が高く、また十分な伝送周波数帯域幅をもつてゐるから、電話回線を 60~120 通話路程度多重伝送することが容易に行なえる。また電話回線 1 通話路をさらに分割して、テレメータ、テレコントロール、電信などの多重伝送に使用することもでき

るし、また電話回線2通話路以上を割当てて高速度写真伝送、低速度テレビ伝送などを行なうこともできる。

(4) 少ない送信電力でよく、空中線反射板利得が大きい。

尖鋭な指向性をもった空中線によって送信電力を目的方向に集中することができるので、VHF～UHF帯に比較して非常に少ない送信電力で遠方まで到達させることができる。また電波が限られた方向だけから伝播しないので他回線との妨害が少ない。このことは電波の局地性として有利な点であるが、その反面建物、山岳などでシャッターハイされる地点には電波が到達しないという不利がある。しかしこのような場合には反射板を用いて電波の通路を屈折させることにより、比較的容易に解決できる。

2.2 多重通信方式

現在種々の多重通信方式が考案され実用されているが、もっとも良く知られている方式の2、3を掲げると次のようである。

(1) SS-FM方式

周波数分割方式に属する方式の一つで現在もっとも実績が多い。通話路収容能力が大きく通話の品質もすぐれている。また搬送回線との搬送波中継が経済的に行なえるという利点がある。しかしSS端局装置は一般に大容量の公共通信用を目的として定められたCCITT(国際電信電話諮詢委員会)規格に準拠して作られるために、とくに少数通話路数の構成には不経済であるという欠点がある。

(2) PAM-FM方式、PPM-AM方式

いずれも時間分割方式に属する、いわゆるパルス方式であってSHF多重通信の実用初期にはかなり使用されたが、通話路容量が実用上最大24チャネル程度に制限されるため最近は施設されることが少なくなった。無線送受信機内の準漏話の発生が少なくS/N改善度も大であるが、保守にパルス技術とパルス関係の測定器を要することおよび、いわゆる搬送通信系との接続に不利なことが欠点である。

(3) AM-FM方式

先のSS方式が単側帶波だけを適当な周波数間隔で配列するに対して、この方式は振幅変調波をそのまま配列する方式である。したがって通話路の収容能力が減ずるという欠点があるが、回路構成が簡単で各通話路ごとに回路を独立して構成することができるので、非常に経済的で保守に便利な端局装置ということができよう。

前記の各種の方式はそれぞれ固有の長所、欠点を有し、いずれの方式あるいは機器を採用すべきかはその使用目的や使用条件によって左右されるもので、一概に優劣を論することは困難である。通信方式の決定に当たって考慮すべき問題はきわめて多く、またいすれに重点をおくかは個々の場合によって異なるが、一般にSHF多重通信回線の計画に当たって考慮すべき問題は下記のようであろう。

- 通話路数および通信量
- 全区間距離と中継数および中継方式
- 通話品質および通信の内容
- 要求される信頼度
- 回線分岐に対する要求
- 他回線との接続条件
- 建設費
- 保守上の問題
- 将来計画

2.3 周波数帯

現在割当てられているSHFを大別すると2kMc帯、7kMc帯および12Gc帯となる。12Gc帯はまだ最近実用に供されるようになったばかりであるが、雨の減衰によるフェージングが大きいために長距離区間の構成が困難であり、空中線、反射板の面積にも技術的、経済的な限界があるようと思われるから、比較的近距離のローカル回線に利用しようという機運が強い。7kMc帯は主として長距離の幹線系あるいは無中継の多い回線に、2kMc帯は主としてローカル回線にという方針で電波割当がなされているようである。一般的にいえば7kMc帯は無中継の必要な回線の場合に有利であり機器の構成も比較的簡単であるが、フェージングが少ないとマイクロ管が低廉であることなどの特長を生かせば2kMc帯、とくに2.5kMc帯をより有効に使用できるであろう。

2.4 無線装置

つぎに三菱電機の標準機種を2、3紹介する。

(1) ME-1形無線送受信機

2～2.5kMc帯でMX-1T形端局装置と組合せて30通話路を構成することができるが、保守マージンの大きいことが第一の特長である。主要諸元つきのとおり。

a. 周波数帯	1.7～2.75kMc
b. 変調方式	FM
c. 変調周波数	0.3～3kc, 300～600kc
d. 送信出力	2kMcで2.5W
e. 周波数安定度	±0.05%以下
f. 受信機スレッショールド	-85 dbm
g. 中継方式	ヘテロダイン中継またはビデオ中継

(2) ME-4形無線送受信機

2～2.5kMc帯でMX-3T形端局装置と組合せて60通話路を収容することができる。立体回路がきわめて小形に構成され保守が容易となっている。

a. 周波数帯	1.7～2.75kMc
b. 変調方式	FM
c. 変調周波数	0.3～350kc
d. 送信出力	2kMcで2.5W
e. 周波数安定度	±0.05%以下

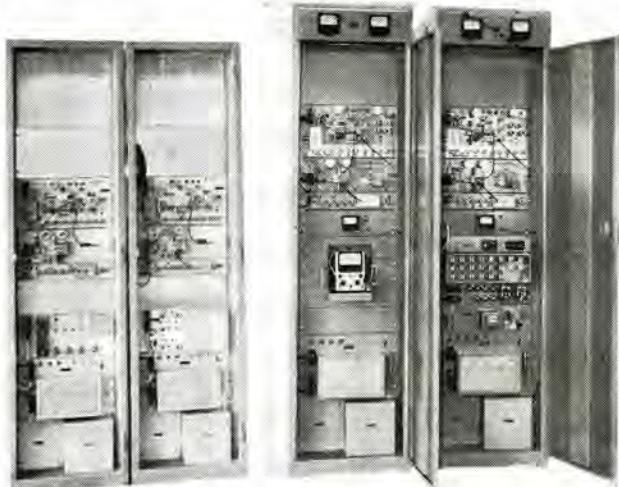


図2.1 ME-1形
無線送受信機

図2.2 ME-4形無線送受信機

技術解説

- f. 受信機 スレッショールド -85dbm
 g. 中継方式 ヘテロダイン中継 または ビデオ中継
 (3) ME-3 A 形無線送受信機
 7 kMc 帯で MX-3T 形端局装置と組合せて 60 通話路を構成することができる。受信部に周波数負帰還を施して雑音とヒズミを改善しているのが第一の特長である。
- | | |
|-----------------|-----------------|
| a. 周波数帯 | 6.5~8.1 kMc |
| b. 变調方式 | FM |
| c. 变调周波数 | 0.3~316 kc |
| d. 送信出力 | 定格 1W |
| e. 周波数安定度 | $\pm 0.05\%$ |
| f. 受信機 スレッショールド | -86dbm |

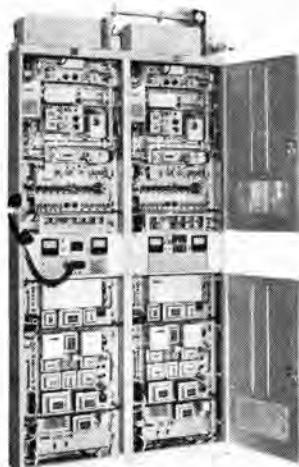


図 2.3 ME-3 A 形無線送受信機

- g. 中継方式 ビデオ中継
 2.5 空中線
 三菱電機の標準 パラボラ空中線の主要諸元を表に示す。

2.6 多重端局装置
 三菱電機の標準機種の概要を紹介する。
 (1) MX-1 T 形端局装置
 ME-1 形無線送受信機と組合せて 30 通話路を構成する両側帶波伝送方式のトランジスタ化端局装置である。回路構成

表 2.1 2 kMc 帯空中線

直 段 (m)	1.2	1.8	3.0
開 口 角 (度)	130	130	130
利 得 (db)	24.7	28.2	32.6
ビ ー ム 幅 (度)	9.8	6.5	3.9
入力インピーダンス (Ω)	50	50	50
入 力 VSWR	1.2 以下	1.2 以下	1.2 以下
重 量 (kg)	40	80	100*

*直径 3m のものは反射鏡に黄銅製金網、その他はアルミ版

表 2.2 7 kMc 帯空中線

直 段 (m)	1.2	1.8	3.0
開 口 角 (度)	130	130	130
利 得 (db)	35.5	39.1	43.5
ビ ー ム 幅 (度)	2.7	1.8	1.1
入 力 VSWR	1.1 以下	1.1 以下	1.1 以下
重 量 (kg)	40	80	270

が簡単で取扱い保守が容易であり、また各通話路ごとに回路を独立して構成することができるので、小容量の回線あるいは分岐の多い複雑な回線を構成するのに適した装置である。

- a. 伝送方式 AM
 - b. 信号方式 搬送波 レベル 差断続方式あるいは搬送波周波数偏移方式
 - c. 伝送周波数帯域 305~595 kc, 10 kc 間隔
 - d. 通話路容量 最大 30 チャネル
 - e. 音声周波数帯域 300~3,000 c/s 偏差 3db 以下
 - f. 通話路ヒズミ減衰量 30db 以上
 - g. 電源 AC 100/200V, または DC 24V
- (2) MX-3 T 形端局装置
 CCITT の勧告する多重搬送電話回線に関する諸規格を基準



図 2.4 MX-1 T 形端局装置



図 2.5 MX-3 T 形端局装置

とし、国際回線と同等の性能を有するように設計されたトランジスタ化搬送端局装置である。

- a. 伝送方式 SSB
- b. 通話路数 最大 60 チャネル
- c. 伝送周波数帯域 0.3~316 kc (打合せ電話回線を含む)
- d. 音声周波数帯域 0.3~3.4 kc, 総合偏差 CCITT 規格の 2/5 以内
- e. 信号方式 音声帯域外 3,850 c/s 相当周波数の 1 周波方式

- f. 搬送電流漏洩 各通話路とも相対 レベル 以下 30db
- g. 通話路ヒズミ減衰量 30db 以上
- h. 電源 AC 100/200V, または DC 24 V

2.7 SHF 多重通信の今後の問題

SHF 多重通信は今後ますます発展するであろうが、より経済的で便利な通信設備とするためには次のような事がさらに努力を払わなければならないと思う。

- (1) 信頼度の向上
 回線設計を注意して行なえば、回線の信頼度は主として機器の障害できる。最近電子機器の信頼度に関する研究が内外で活発に進められているが、機器の障害率は部品の障害に支配されるところが大きい。とくに部品のうち高価でしかも消耗のはなはだしいのはやはり SHF 管であるから、その寿命をのばすとともににより経済的なものとすることが望まれる。

- (2) 端局装置の経済化
 通信距離が増大すればするほど、両端に設置される端局装置の施設費ならびに維持費の総経費に対して占める比率が増大することは当然であり、端局装置の価額を安くしなければコストの軽減は望まれない。このためには現在使用されている方式の端局装置の改良を行なってコストの低減を図るとともに、さらにより経済的な通信方式の研究が必要であろう。

- (3) 高感度受信方式
 SHF 受信機の高感度受信方式についてはパラメトリック 増幅その他の方式がすでに実用の域にはいりつつあるが、これらをさらに発展させることによって無線回線の構成をより経済的に実現しうるものと思われる。

3. 電力線搬送電話装置

3.1 電力線搬送電話装置の特長

(1) 送電線は発変電所間を結んでおり、給電用としてまた保線用として通信回線を構成するのに有利である。

(2) 通信回線構成のために線路を架設する必要がなく、通信ケーブルや裸線路より風水害や氷雪に対し信頼性がある。

(3) 50~450kc の使用周波数帯域における伝送損失が少ない。

3.2 電力線搬送電話装置の欠点

(1) 装置を 60~270kV の送電線路に結合するのに大きな耐電圧の結合装置を必要とする。

(2) コロ放電による雑音や電力機器からの雑音が通信情報に妨害を与える。

3.3 電力線搬送電話装置の構成

電力線搬送電話装置は以下に述べる機器により構成されておりその配置は図 3.1 のとおりである。

(1) 結合装置

送電線路に搬送電流を能率よく結合するのに用いられ 60~270kV の耐電圧を有する 0.001~0.003 μF の油入紙絶縁結合蓄電器とそれを含む結合渦波器により構成され、発変電所構内の送電線路の下に据付けられている。一般には 1 線と大地間に結合する大地帰路方式を採用しているが、ときには 2 線間に結合する金属回路方式も用いられている。後者は前者に比し良好な伝送特性が得られるが、高耐電圧の結合コンデンサ 2 個を必要として経済的に不利である。またアンテナにより結合することもあるが結合損失が大きい(6~7db くらい)のであまり利用さ

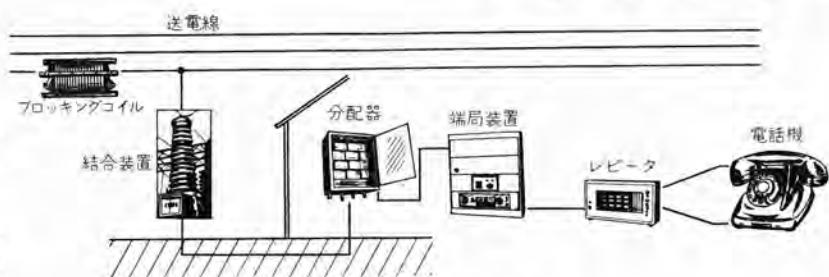


図 3.1 電力線搬送電話装置の構成

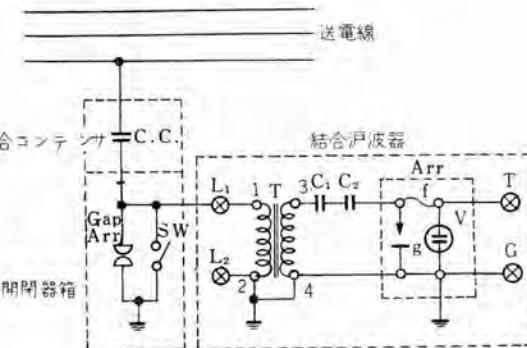
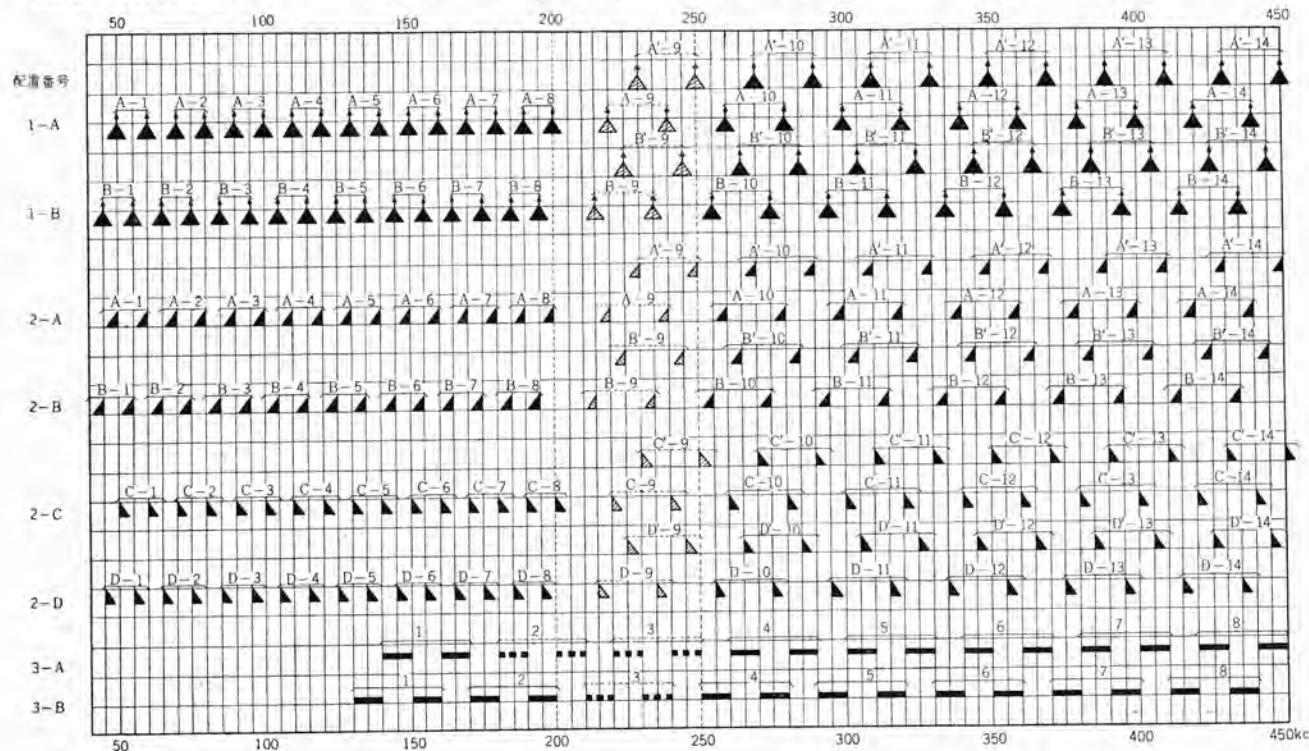
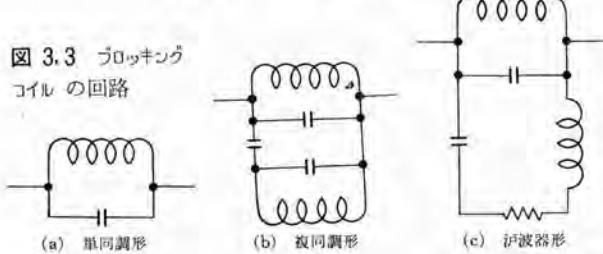


図 3.2 結合装置の接続図

図 3.3 ブロッキング
コイルの回路



備考 1. AM 方式による同時送受話の 1 通話路電話
FM または AM による単調波方式の 1 通話路 (プレストーク
VODAS) SSB 共同搬送同時送受話方式

2. SSB 方式による同時送受話の 1 通話路電話
3. SSB 方式による同時送受話の 1 通話路電話

図 3.4 電力線搬送周波数配置
(周波数 kc)

(注) 周波数は一例を示す。

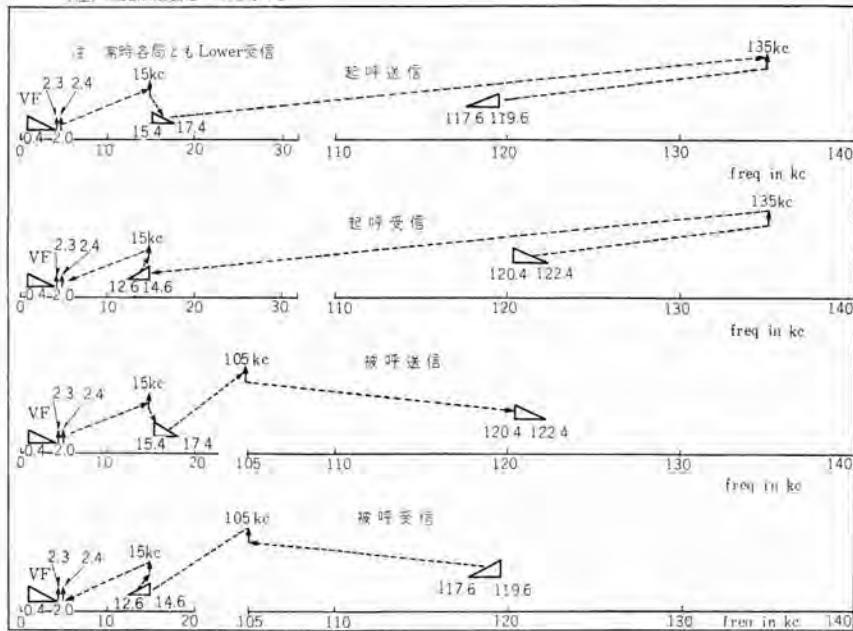


図 3.5 周波数反転形 1 通話路電力線搬送電話装置周波数配置図

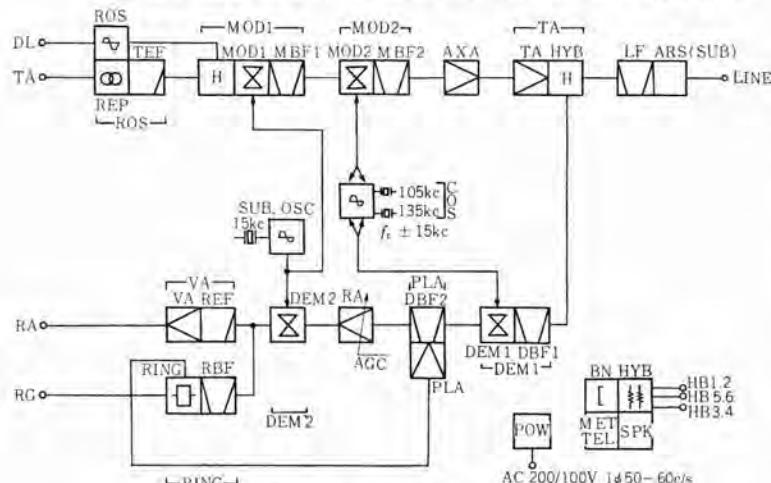


図 3.7 周波数反転形電搬回路構成図

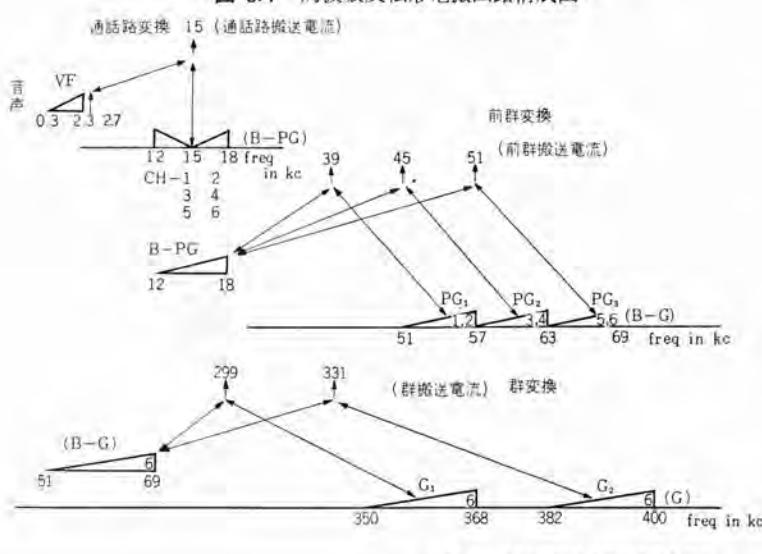


図 3.8 周 波 数 配 置 図



図 3.6 1 回線用電力線搬送電話端局装置

れない。図 3.2 に代表的な大地帰路方式の回路構成を示す。

(2) ブロッキングコイル

送電線路に直列に挿入し搬送電流が電力機器側へ漏洩するのを防ぎ伝送回路への悪影響を除くのに用いられる。

主コイルは商用周波電流を流すため 50~1,000 A の電流容量をもちインダクタンスは 100~400μH の値を有している。この主コイルに図 3.3 に示す付属素子をつけ単同調形、複同調形、渦波器形の回路構成とし使用周波数帯域におけるインピーダンスを高く(1,000~2,000Ωくらい)し所要の目的をはたしている。

(3) 電力線搬送電話端局装置

音声電流を電力線搬送用周波数帯に変換して伝送し、またその逆の作用をする送受信装置とそれに付属する信号装置、電源装置などで構成されており、その変調方式により AM 方式、FM 方式および SSB 方式に区分され最近は占有周波数帯域幅のもっとも少ない SSB 方式が多く使用されている。通話路数も 1 通話路形から 12 通話路形まであり回線の需要と割当周波数により各種の装置が使用されている。以下にその代表的な装置を紹介する。

a. 1 回線用電力線搬送電話端局装置

この装置は給電用、保線用の回路を構成するのに設計された 1 通話路の電力線搬送電話装置であり、図 3.4 に示す電力線搬送周波数配置の中の単周波の上下側帯波をそれぞれ送信、受信帯域に使用して同時送受話を行なうもので、起呼の場合に送受信周波数帯域を反転して多端局の中の任意の相手局と通話接続が可能である。このことにより占有周波数帯域は半分に節減され伝送路を 2 倍に利用できる。この装置ではこの操作を実現するのに 2 段変調方式を採用しており、最初 15kc で変調したのち次の変調段で所定の周波数帯域に配置し図 3.5 に示すようにその変調周波数を変えて帯域を反転する。大略の性能は下記のとおりであり、外観は図 3.6、回路構成を図 3.7 に示す。

- (a) 出力 +20dbm
 (b) 最大許容線路損失 35db
 (c) 通話帯域 0.3~2.0kc
 (d) 信号方式 帯域外2周波 (2.3~2.4kc) FS 方式
 (e) 活性回路 全トランジスタ 使用
 (f) 電源 DC 24 V または AC 100/200V
 (g) 緊電器群 加入者回線 4
 四線式中継回線 2
 対自動交換機回線 1

b. 多重回線用電力線搬送電話端局装置
 この装置は送電線路を利用して多重回路を構成するために設計された装置で6通話路の電力線搬送装置であり、このほかに3, 12通話路の装置も有するが一例として6通話路装置につき述べる。

図3.8に示すようにその周波数配置は100kc以上450kcにそれぞれ配置される。帯域幅は送受信ともおのおの1.8kcであり送受信帯域端の間隔は14kc二線式もしくは四線式同時送受話が可能である。この装置ではこの操作を実現するのに3段リングの変復調方式を採用してあり最初15kcで変調したのち次の前群変調段で6通話路の側帯波に配列し、さらに群変換段で所定の線路送出周波数帯域に配置する。この装置の特色としては完全同期方式の採用により対向同期すれば皆無である。なおパイロット周波数に15kcを用い前群変換1組につき1個のパイロットを送り出し相手局の通話路復調用搬送波ならびに自動利得制御に使用する。送電線路では線路雑音は無視できないがこの装置ではシラビックコンパンダの採用により線路雑音の軽減を計っている。大略の性能は下記のとおりであり回路構成は図3.9に示す。

- (a) 出力 +25dbm/CH
 (b) 最大許容線路損失 40db
 (c) 通話帯域 0.3~2.3kc
 (d) 信号方式 帯域外1周波 (2.7kc)
 (e) 活性回路 トランジスタ 使用
 (送信電力増幅器だけ真空管使用)
 (f) 電源 AC100/200V より変換して所要電源を供給する。

c. 携帯用電力線搬送電話装置

この装置は送電線路の途中で保線員が臨時の打合せ通話に使用するもので送電鉄塔に結合装置が据付けてある場所から隨時電話がかけられるよう携帯に便になっている。相手局は同装置または1回線用電力線搬送電話端局装置を使用する。所要電源は内蔵の乾電池から供給されるが、固定局として使用するときは別箱体に収容された電源部より電源を供給して動作させる。

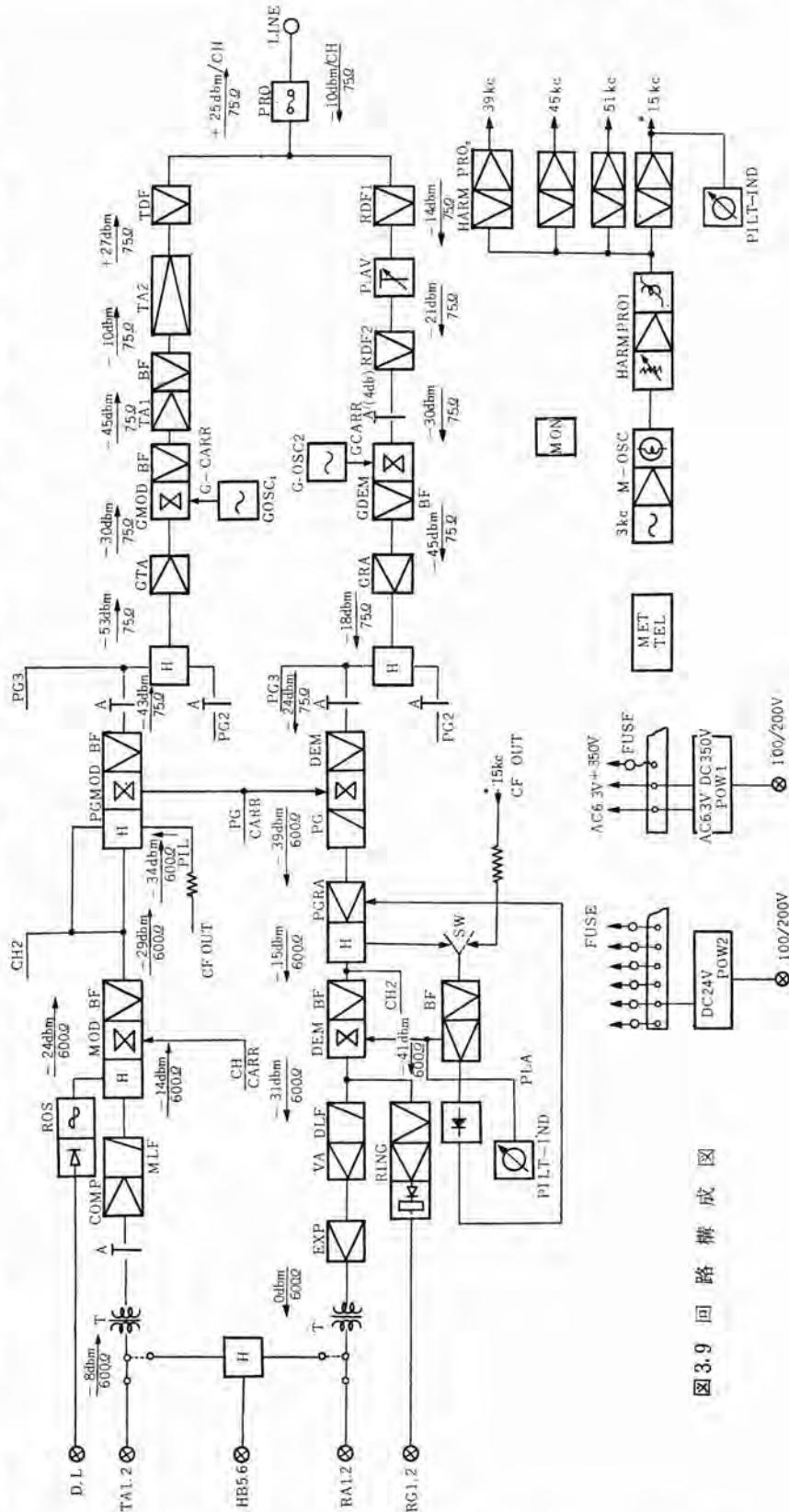


図3.9 回路構成図

図3.10にその外観を示し、図3.11は使用状態の写真である。

(4) その他付属機器

a. 接地コイル

送電線路を無電圧にして保守点検等を行なう場合は、他回線



図 3.10 携帯用電力搬送電話装置の外観



図 3.11 携帯用電力線搬送電話装置の使用状態

からの誘導電圧を防ぐため普通線路を接地するが、電力線搬送回線が構成されている場合は接地により回線損失が増大するのを防ぐため外観写真図3.12に示す 接地コイル を介して地気を



図 3.12 携帯形接地コイル

与える。接地コイルは 50c/s または 60c/s の商用周波に対してはインピーダンスが非常に低く数オームで 50~450kc の電力搬送線周波数に対しては挿入損失が約 0.5db である。

b. 分波器

電力線搬送装置が数多く設置され回線が複雑になる場合、それらの分岐結合に分波器を使用して他回線の挿入損失を軽減し伝送特性を良好にする。

c. 空中線整合装置

結合コンデンサを使用しないで搬送電流を送電線路に結合するときに空中線を利用するがあり、この場合装置と空中線の整合に空中線整合装置を使用する。

(無線機製作所 上田重夫・阿部 修・室田 慎)

「火力発電シリーズ」むすび

昭和32年12号、第1回発表以来約3年の長きにわたり連載して参りました「火力発電シリーズ」は、予定の項目を終りましたのでひとまず終止符を打つことにいたしました。

顧みますれば、火力発電所に関する限り、あらゆる角度から、あらゆる機種について、最新の資料を提供し、新鋭火力発電所の建設、運転ならびに保守に万全を期したかったのですが、紙面の都合もあって、いささか意に満たぬままに35年11号掲載をもってお別れいたします。この間おおかた諸賢の激励やらご質問、ご教示を賜わりましたことを厚く

御礼申し上げます。

最初にお断り申し上げましたとおり、このシリーズは順序不同で愛読者の方々にご不便であったことと存じますが、各項目別に番号を付しましたので、お手数ながら番号順におまとめ願えれば一冊子とすることができます。

なお全編の順列を組みかえ、2、3の項目を追加し再編集のうえ近く電気書院より「新鋭火力発電所の計画と実際」という単行本を発行の予定でありますからご愛読賜わりたくこの紙面を拝借してお願いいたします。

電力技術部長 中野光雄 (昭35.8.1)

火器管制装置 (Fire Control System)

無線機製作所 岡本正彦*

1. まえがき

近年における軍用航空機の飛躍的な進歩にともない、これを迎え撃つ火器管制系 (Fire Control System) に対しても高度の性能、すなわち高速度の情報処理と高精度の射撃照準、さらに、夜間、霧中、あるいは雨天時等いかなる天候時においても動作可能であること (全天候性) が要求されるようになった。第二次世界大戦中用いられてきた火器管制用照準装置は、人間の視力と運動神経とによって、その性能が制限されていたが、ここに述べる最新式の火器管制装置は、最近における「エレクトロニクス」の最高技術がどしどし応用され、目としてのレーダ、頭脳としての電子計算機、筋肉としてのサーボ機構を備え、自動的に命中のための砲位置を決める大規模なものである。ここに、今日もっとも進歩した対空火器管制装置の概要を紹介し、この種技術の問題点、さらに将来への発展に関し、論述したいと思う。

2. 火器管制系の動作

火器管制系の動作を分析して考えると、次の五つに大別される。

- (1) 敵航空機の探知および識別
- (2) 敵航空機の自動追尾
- (3) 砲位置および飛翔時間の算出
- (4) 砲位置制御
- (5) 発砲

このうち、(1)の動作を行なう装置は探知用レーダである。このレーダは、垂直軸のまわりに定速度で回転される fan beam antenna より、fan beam を発し、目標よりの反射波をビデオ信号に変換し、これを、P.P.I 表示する。この種のレーダ装置設計研究の要点は、探知可能距離を最大とするような周波数の決定、雑音の中から微弱な信号を検出するための検波方式、また、探知可能距離を犠牲とせず目標捕捉を必要な時間内で行なわしめるなどを可能ならしめるような Scanning rate の決定であろう。

ここで、レーダ操作者は、表示された映像中より、目標航空

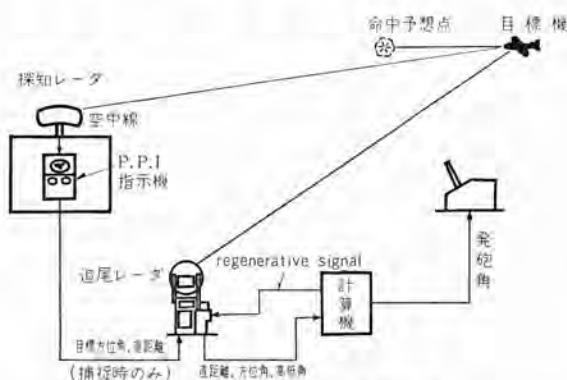


図 2.1 火器管制系の動作概念

機を識別し、目標方位角と直距離とを、シンクロ信号として、(2)の動作機能を有する追尾レーダに送られる。

追尾レーダは、P.P.I 表示部より送られてくる信号を受信し、追尾レーダアンテナ方位角と、距離ゲート回路を制御する。一方、アンテナは、垂直面内で上下に高速で振られる。追尾レーダ操作者は、レーダスコープを見ながら、上下走査の中心線が、目標高低角に一致するよう、中心高低角を制御し、統いて、追尾誤差信号によって、アンテナ駆動サーボ機構が駆動されるべく、信号の流れを切換えれば、アンテナは直ちに自動追尾に移る。このアンテナ方位角および高低角それぞれの駆動軸には、シンクロが取付けられているので、目標方位角、および高低角信号は、シンクロ信号として計算機に送られる。また、追尾レーダ距離サーボ軸にもシンクロが連結されているので、目標直距離信号も同様にシンクロ信号として計算機に送られる。

多くの火器管制用計算機は、多数のサーボ式乗算機、サーボ式ベクトル演算機より構成される。いわゆる、electromechanical analog computer であって、射撃管制の幾何学的問題を解き、命中のための砲位置、および飛翔時間を計算する。射撃管制の幾何学的問題およびこれを解くための計算方式に関する研究は、Fire control system 研究上の最重要点であろう。この問題については、後にさらに詳しく述べる。

この電子計算機によって計算された発砲角は、砲駆動サーボ機構に送られ、砲を計算された方向に向ける。

3. 対空火器管制の基本技術

以上述べたように、火器管制の目的は、砲を、現在の目標方向に向けるのではなくて、命中予想点に向けるのであるから、火器管制系は、本質的に予測制御系 (prediction control system) である。このような系を実現するための研究の要点は次の三つに大別される。すなわち、射撃管制の数学解析の研究、測定、計算、制御機構の研究、および射撃指揮系統構成の研究である。

このうち射撃管制の数学解析のもっとも重要な問題は、命中点の予測の問題であろう。この問題は、雑音を伴う信号より、予測計算に必要十分な目標情報をとり出すような渦波回路の荷重関数の決定の問題、予測計算がもっとも少ない情報量で行なわれるような計算方式決定の問題を含み、統計的手法、また情報理論のような最新の数学的手法を適用することによって解決される。

次の測定、計算、制御機構の研究問題としては、最小の誤差で目標航空機を追尾するための制御系の設計問題、レーダより送られる目標情報の filtering の問題、決定された計算式にもっとも忠実であるような計算機の構成方法の確立、さらに制御機構の最適設計の問題がある。ここで、火器管制用の計算装置も一種の帰還回路として考えることができるから、これらの問題はすべて、ごく最近の自動制御理論を応用して解決できる。

最後の射撃指揮系統構成の問題は、もっとも円滑な火器管制

* 誘導飛しょう体部長付

技術解説

系の運営を可能にするような構成を決定しようとするものであって、戦術的運用研究に基づく。なお、系統設計のために応用される基礎的手法としては「オペレーションズ・リサーチ」がある。

また、以上に述べてきた数学的手法をもとにして、新しい装置を創製するに寄与する工業技術は非常に広汎なものであり、電子工学、電気工学、機械工学、材料工学などを含み、火器管制系製造の技術は、まさに総合技術である。

このような大規模な系の基礎設計時には、まず最初、系の動作を擬似するような数学的モデルを考え、確率論、統計学、待合せの理論、情報理論、サーボ理論、これらに加えてさらに、人間工学の見地より、このモデルの特性について徹底的に解析し、それが火器管制系としての機能を十分満たすようこのモデルを修正し、その結果、系の系統図が作成される。このような設計技術者は、Systems engineerといわれる。

4. 火器管制の理論

4.1 速度計算と regenerative tracking の理論

効果ある射撃、そのため信頼に足る正確度を有する命中予想点 (predicted point) が得られるため、その第一の基礎をなすものは、目標追尾 (target tracking) である。そのための目標位置測定方法がいかなるものであるにせよ現在の位置を忠実に追尾するということが第一の要件である。それは、予想点の決定が現在の目標運動諸元を基にして行なわれることよりも明らかである。

ここで、もし、追尾レーダより得られる情報がはなはだ確実であり、しかもその変化の速さが、今日われわれのもつ標準自動制御技術によって実現できるほど十分おそいものであるならば問題は非常に簡単であるが、現実の目標情報の変化速度は、非常におそい速度から、非常に高速まで変化するものであり、信号対雑音比は悪く、それに加えて、anti-jamming, all-weatherなどの戦術的要求が課せられてきて問題は非常に複雑となってくる。

したがって、これらの問題解決の一方法として、計算機を用いて目標の平均速度を記憶し、これによって、regenerative tracking といわれる一種の memory tracking の方法が提案された。この理論と方法を、速度計算のそれとあわせて、ここに紹介する。

いま、図4.1に示すような座標系内における目標航空機の運動を考えよう。目標航空機 T の直交座標は、追尾レーダによって測られる極座標 B , E , R を用いて次のように書ける。

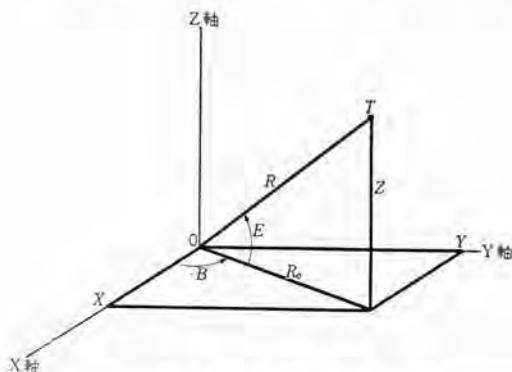


図 4.1 目標の座標

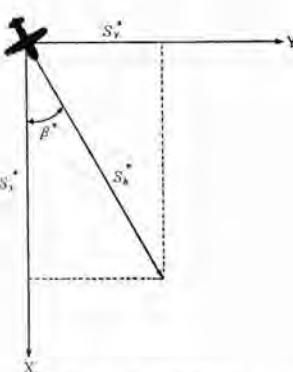


図 4.2 $x-y$ 面投影図

$$\left. \begin{aligned} X &= R \cos E \cdot \cos B \\ Y &= R \cos E \cdot \sin B \\ Z &= R \sin E \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

これらの値が連続的に変化するものとすれば、直交座標目標速度は、これらを微分することによって次のように書ける。

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= \dot{S}_X = \dot{R} \cos E \cdot \cos B - \dot{E} R \sin E \cdot \cos B - \dot{B} R \cos E \cdot \sin B \\ \frac{dY}{dt} &= \dot{S}_Y = \dot{R} \cos E \cdot \sin B - \dot{E} R \sin E \cdot \sin B + \dot{B} R \cos E \cdot \cos B \\ \frac{dZ}{dt} &= \dot{S}_Z = \dot{R} \sin E + \dot{E} R \cos E \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

ここで、前にも述べたように、レーダ情報、 R , B , E には、多くの雑音が含まれており、その結果、式(4.1)によって計算される直交座標目標位置情報にも同様多量の雑音を含んだものとなるが、さらに式(4.2)によって計算される速度情報では、雑音が非常に強調されて、(微分回路はこのような特性をもつ)とうていそのまま爾後の予測計算には使用し得ないであろうことは想像に難くはない。そこで、ここにおいて speed smoothing が行なわれ、雑音が除去されなければならない。ここでいう smoothing とは式(4.2)で計算される速度成分を、一次のおくれ時間 τ をもつ低波装置を通してであり、数学的には下記の微分方程式を解くことに外ならない。なお、これらの式において、 S_x^* , S_y^* , S_z^* はそれぞれ smoothed speed component である。

$$\left. \begin{aligned} S_X &= S_x^* + \tau \dot{S}_x^* \\ S_Y &= S_y^* + \tau \dot{S}_y^* \\ S_Z &= S_z^* + \tau \dot{S}_z^* \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

この式は、目標が一定の速度で飛行していれば smoothed speed は実際の speed に等しいことを、さらに smoothed speed と smoothing time τ にわたって平均化された smoothed acceleration の和は、smooth されない speed に等しいことを示している。

火器管制用計算機においては、未来位置（命中予想点）の計算に便利であるように、 S_x^* , S_y^* , S_z^* は、円筒座標を用いて解かれる。（ここに示す計算式は火器管制計算の一例であって、ほかにも種々の計算法が考えられている。）

図4.2より、明らかに、次式が成立立つ。

$$\left. \begin{aligned} S_x^* &= S_h^* \cos \beta^* \\ S_y^* &= S_h^* \sin \beta^* \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

ここで、この式を微分して、式(4.5)を求め、式(4.4)とともに式(4.3)に代入して、直交座標 unsmoothed speed は円筒座標 smoothed speed を用いて書ける。

$$\left. \begin{aligned} \dot{S}_x^* &= \dot{S}_h^* \cos \beta^* - S_h^* \dot{\beta}^* \sin \beta^* \\ \dot{S}_y^* &= \dot{S}_h^* \sin \beta^* + S_h^* \dot{\beta}^* \cos \beta^* \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

ゆえに

$$\left. \begin{aligned} S_X &= S_h^* \cos \beta^* + \tau (\dot{S}_h^* \cos \beta^* - S_h^* \dot{\beta}^* \sin \beta^*) \\ &\quad - S_h^* \dot{\beta}^* \sin \beta^* \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

$$\left. \begin{aligned} S_Y &= S_h^* \sin \beta^* + \tau (\dot{S}_h^* \sin \beta^* + S_h^* \dot{\beta}^* \cos \beta^*) \\ &\quad + S_h^* \dot{\beta}^* \cos \beta^* \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

$$S_Z = S_z^* + \tau \dot{S}_z^*$$

ここで、 S_h^* , $\dot{\beta}^*$ を計算する サーボ機構を構成するに便利な式を得るために、次

のような計算を行なう。

式(4.6)に $\cos\beta^*$ を、また式(4.7)に $\sin\beta^*$ を乗じてこの和を求めれば次のとおりである。

$$S_x \cos\beta^* + S_y \sin\beta^* = S_h^* + \tau \dot{S}_h^* \quad \dots \dots \dots \quad (4.8)$$

同様に式(4.7)に $\cos\beta^*$ を乗じたものから、式(4.6)に $\sin\beta^*$ を乗じたものを引けば

$$S_y \cos\beta^* - S_x \sin\beta^* = \tau S_h^* \beta^* \quad \dots \dots \dots \quad (4.9)$$

を得る。これらは次のように整理される。

$$\left. \begin{array}{l} S_x \cos\beta^* - S_x \sin\beta^* - \tau S_h^* \beta^* = 0 \\ S_x \cos\beta^* + S_y \sin\beta^* - S_h^* - \tau \dot{S}_h^* = 0 \\ S_z - S_z^* - \tau \dot{S}_z^* = 0 \end{array} \right\} \quad \dots \dots \dots \quad (4.10)$$

S_h^* 、および β^* の計算は、式(4.10)を解くような サーボ計算機を構成することによって行なわれる。この計算を行なう サーボ機構の系統図を図4.3に示す。

次に regeneration 回路の説明に話を進める。この回路は、直交座標 smoothed speed を polar smoothed rate \dot{B}^* , \dot{E}^* , \dot{R}^* に変換するものである。これらの変化率は、自動追尾時において、レーダー トラック および計算機入力軸を制御する。この回路によって解かれる方程式は、smooth された直交座標速度成分に対して、式(4.2)を解こうとするものである。すなわち、

$$\begin{aligned} \dot{R}^* \cos E \cdot \cos B - \dot{E}^* R \sin E \cdot \cos B - \dot{B}^* R \cos E \cdot \sin B - S_x^* &= 0 \\ \dot{R}^* \cos E \cdot \sin B - \dot{E}^* R \sin E \sin B + \dot{B}^* R \cos E \cdot \cos B - S_y^* &= 0 \\ \dot{R}^* \sin E + \dot{E}^* R \cos E - S_z^* &= 0 \end{aligned}$$

である。ここで

$$\left. \begin{array}{l} V_1 = \dot{R}^* \\ V_2 = R \dot{B}^* \cos E \\ V_3 = R \dot{E}^* \end{array} \right\} \quad \dots \dots \dots \quad (4.11)$$

とすれば上三式は次のように書ける。

$$\left. \begin{array}{l} V_1 \cos E \cdot \cos B - V_2 \sin B - V_3 \sin E \cdot \cos B - S_x^* = 0 \\ V_1 \cos E \cdot \sin B + V_2 \cos B - V_3 \sin E \cdot \sin B - S_y^* = 0 \\ V_1 \sin E + V_2 \cos E - S_z^* = 0 \end{array} \right\} \quad \dots \dots \dots \quad (4.12)$$

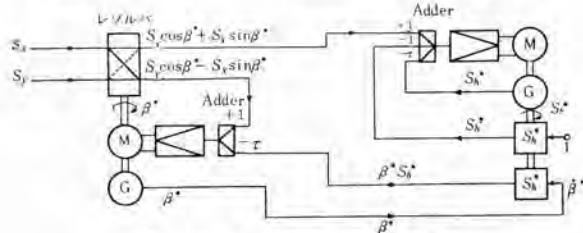


図 4.3 β^* および S_h^* の計算系

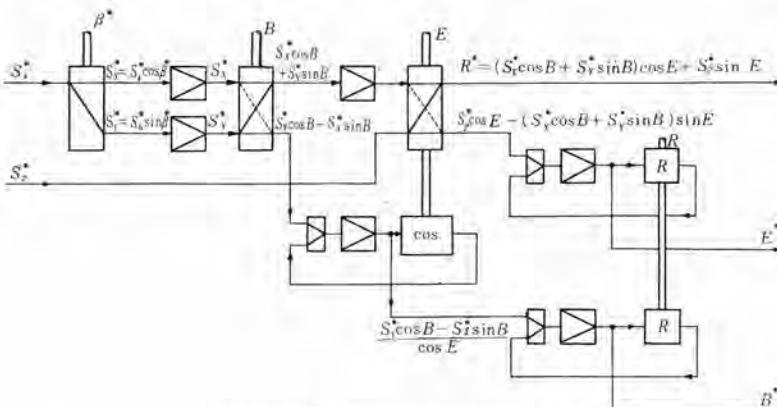


図 4.4 Regenerative signal の計算系

この連立方程式を解いて、 V_1 , V_2 , および V_3 を求めれば、これらはそれぞれ

$$V_1 = S_x^* \cos B \cdot \cos E + S_y^* \sin B \cdot \cos E + S_z^* \sin E$$

$$V_2 = S_y^* \cos B - S_x^* \sin B$$

$$V_3 = S_z^* \cos E - S_x^* \sin E \cdot \cos B - S_y^* \sin E \cdot \sin B$$

と書ける。regenerative signal \dot{B}^* , \dot{E}^* , \dot{R}^* は式(4.11)より

$$\dot{R}^* = S_x^* \cos B \cdot \cos E + S_y^* \sin B \cdot \cos E + S_z^* \sin E$$

$$\dot{B}^* = \frac{S_y^* \cos B - S_x^* \sin B}{R \cos E}$$

$$\dot{E}^* = \frac{1}{R} (S_z^* \cos E - S_x^* \cos B \cdot \sin E - S_y^* \sin E \cdot \sin B) \quad \dots \dots \dots \quad (4.13)$$

として求められる。

regenerative 回路は、 S_h^* , β^* より式(4.4)を用いて、smoothed speed S_x^* , S_y^* , S_z^* を求め、さらにこの式(4.13)を用いて \dot{R}^* , \dot{B}^* , \dot{E}^* を計算するためのサーボ回路であり、その構成概略は図4.4に示すとおりである。このようにして計算された regenerative signal を追尾レーダーに送り、追尾誤差信号と加算して、追尾レーダー サーボ機構を駆動すれば、雑音に mask された目標情報を有効に追尾することが可能となる。また、この方式のもうち一つの利点は、追尾レーダー サーボの開ループ利得が大でなくても十分小さい追尾誤差で目標を track することである。この利点は、サーボ設計者の負担を軽くする。

4.2 命中点予測の理論

図4.5において、 $t=0$ （現在を $t=0$ とする）の瞬間に、目標は位置 P にあり、既知の速度 \vec{S} を持つものとする。また、この瞬間ににおいて、点0より弾丸が適当な方向に発射されたものとしよう。

弾丸が目標に命中するための条件はベクトルを用いて次のように書ける。

$$\vec{R}_f = \vec{R} + \vec{P}P_f = \vec{R} + \vec{S} \cdot T_f \quad \dots \dots \dots \quad (4.14)$$

ここで用いられる記号は

$$\vec{P}P_f = \text{deflection vector}$$

T_f = time of flight (命中のために弾丸が発射点0から未来位置 P_f まで進むに要する時間は目標が現在位置 P から未来位置 P_f まで飛行するに要する時間に等しい)

$$\vec{R}_f = \text{future slant range vector}$$

である。

ここでは式(4.14)より明かに、目標は現在速度を保ちながら未来位置に進行するものと考えている。すなわち予測は直線予測であって、目標航空機の運動が、等速直進運動から deviate する場合には、この

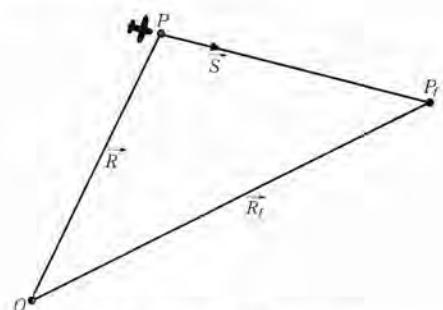


図 4.5 命中点予測のベクトル図

deviation を予測しなければならない。このためには、curved flight solution として tangential prediction または quadrant prediction という方法が考えられているが、これらの方法は curved flight path を円、または放物線で近似させ、これを或る等価な linear flight におき換える考え方方に立脚しているものである。数学的には、種々の予測の方法が考えられるが、実際に予測計算系を実現する場合には種々の問題が発生する。その代表的なものは、レーダ情報には雑音が含まれているためこの情報を基にして目標航空機の加速度を計算することが困難であること、計算系が不安定に近いものとなってしまって雑音あるいは目標の zigzag 運動によって大きく乱されることである。このため、ほとんどすべての火器管制用計算機では、目標航空機は等速直進運動を行なうものとして線形予測計算を行なっている。いずれにしても目標航空機は prediction time 内には linear flight をする確率が非常に大きくなる。これからそんなに deviate するようなことは考えられないから、実用上線形予測で十分であろう。

さて、deflection vector は前節に述べた speed 計算部から出た smoothed speed をもとにして、これに ballistic function である time of flight を乗することによって計算されるのであるが、この際使用したい time of flight は deflection の計算が成立して collision point が決まらなければ求まらない。しかしそれが求まらなければ deflection の計算ができないのである。これを一般に fire control problem と称するが、ある瞬間ににおいて得られる collision point はただ一つしかないという条件があるので、いわゆる サーボ式計算機による feed back 計算を行なって連立方程式を解けば、time of flight および deflection vector が同時に得られるのである。

図 4.6 において、

$$R_f = \text{future slant range}$$

$$L_{bt} = \text{bearing deflection}$$

$$E_{dt} = \text{Future angle of sight}$$

とする。この deflection triangle $\triangle OPF$ をそれぞれ垂直面内および水平面内に投影し、図 4.7 および図 4.8 に示すような deflection triangle を形成し、bearing および elevation deflection を求めることができる。

ここで、deflection vector component は

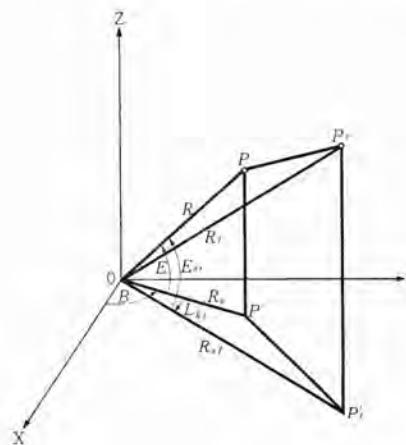


図 4.6 現在位置と未来位置との関係図

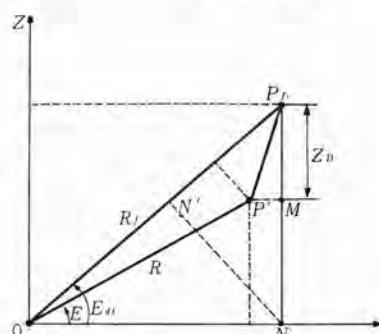


図 4.7 照準面内投影図

$$\left. \begin{aligned} X_D &= S_x * T_f - X_0 \\ Y_D &= S_y * T_f - Y_0 \\ Z_D &= S_z * T_f - Z_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.15)$$

とする。ここに X_0, Y_0, Z_0 は、追尾レーダ位置と砲位置との parallax component を意味する。

ここで、未来位置 P_f を含む垂直面を考え、現在位置を含む面を Z 軸のまわりに回転し、未来位置を含む面に重ねる(図 4.8 参照)。この図より

$$P_f N = P_f M + MN = Z_D + R \sin E$$

$$(Z_D + R \sin E) \cos E_{dt} - R_0 \sin E_{dt} = 0 \dots\dots\dots (4.16)$$

の 2 式が成立する。またこの図より、 $OP_f = ON + NP_f$ であるから

$$R_f = R_0 \cos E_{dt} + (Z_D + R \sin E) \sin E_{dt} \dots\dots\dots (4.17)$$

である。

次に図 4.8 を考えよう。(水平面への射影) この図は

$$P' M = LN - LR = Y_D \cos(B + L_{bt}) - X_D \sin(B + L_{bt})$$

また

$$P' M = R_0 \sin L_{bt}$$

であることを示している。この 2 式を組合せて、

$$R_0 \sin L_{bt} = Y_D \cos(B + L_{bt}) - X_D \sin(B + L_{bt})$$

すなわち

$$\begin{aligned} Y_D \cos B \cdot \cos L_{bt} - Y_D \sin B \cdot \sin L_{bt} - X_D \sin B \cdot \cos L_{bt} \\ - X_D \cos B \cdot \sin L_{bt} - R_0 \sin L_{bt} = 0 \end{aligned} \dots\dots\dots (4.18)$$

同じ図より

$$\begin{aligned} R_0 f = OM + MN + NF_f' = R_0 \cos L_{bt} + X_D \cos(B + L_{bt}) \\ + Y_D \sin B \cdot \cos L_{bt} \\ = R_0 \cos L_{bt} + X_D \cos B \cdot \cos L_{bt} - X_D \sin B \cdot \sin L_{bt} \\ + Y_D \sin B \cdot \cos L_{bt} + Y_D \cos B \cdot \sin L_{bt} \end{aligned} \dots\dots\dots (4.19)$$

を得る。

(4.18) および (4.19) の両式は、 $R_0 f$ および L_{bt} を決めるために同時に解かれる。 $R_0 f$ が決まれば、(4.16)、(4.17) 両式より、未来距離 R_f および未来高低角 E_{dt} が求まる。

以上の計算を行なう計算系の構成概念を、図 4.9 および図 4.10 に示す。

4.3 経過時間 (time of flight) の理論

経過時間は、未来距離 R_f と未来高低角 E_{dt} との関数

$$T_f = f(R_f, E_{dt})$$

として扱われている。しかし、この種の計算機に使用される要素では、二変数の関数を発生させることができないため、一変数関数の積と和をもって式(4.20)に示すような近似式をもって表わされる。

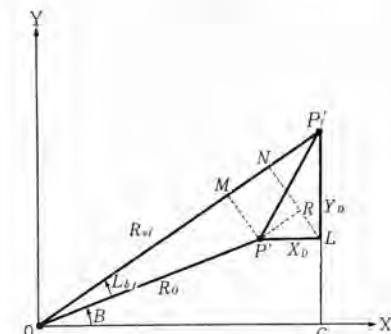
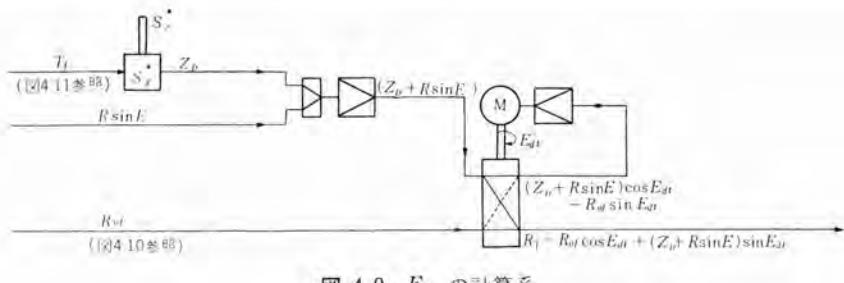
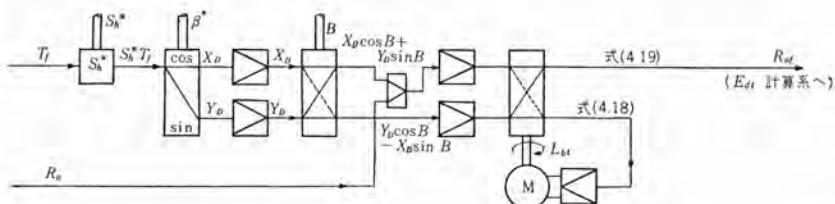


図 4.8 水平面内投影図

図 4.9 E_{dt} の計算系図 4.10 R_{of} および L_{bt} の計算系

$$R_f = f_1(T_f) + f_2(T_f) f_3(E_{dt}) \dots \quad (4.20)$$

この計算も、前と同様 サーボ機構によって行なわれる。この構成概念を、図 4.10 に示す。

4.4 外囲条件による補正の概念

未来位置は、風、空気密度、弾丸初速度変化などの外囲条件によって幾分変わるものであるが、予測計算におよぼす影響は、小さくしかも独立であると考えてさしつかえないため、それぞれの影響は加算的に補正される。

5. 火器管制系統設計の一例

これまでに説明した数学的基礎が確立されたら、次にこれを演算する部分的機構および、さらにそれを Fire Predictorなる一つの装置にまとめあげることが問題になる。演算機構については、火器管制固有の問題でないものでは省略し、一つの装置にまとめあげる問題を一例について説明する。もちろん、このまとめあげるという構想なくしては、数学的基礎や演算機構の研究はできるものではない。

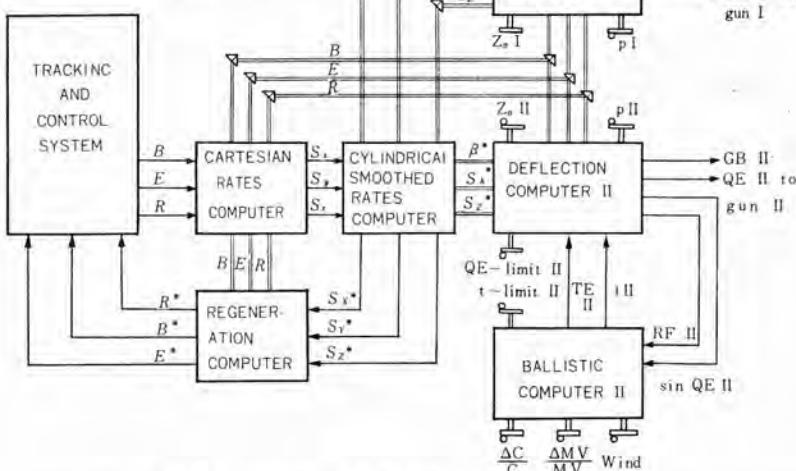


図 5.1 コントラベス社 F.C.S. 系統図

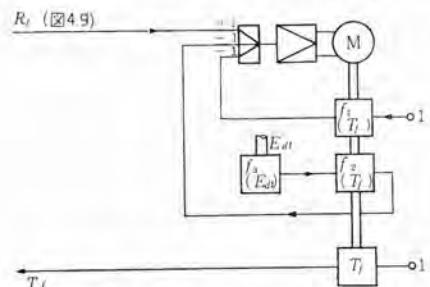


図 4.11 経過時間計算系

ここではスイス、コントラベス社火器管制の一例についてその系統設計の概要を述べよう。図 5.1 は同社の Fire Predictor の系統ブロック図である。またこれが装置として一体に構成せられ二輪トレーラ上に搭載せられたものの一例を図 5.2(a)(b) に示す。以下図 5.1 のブロックについて説明しよう。Radar Tracker により目標を Track することによって得られる方向角 B 高低角 E 距離 R は MA GSLIP (Synchro) によって刻々 Speed Computer に送られる。この Computerにおいてはシンクロ受信器に連絡するサーボ系があって $B E R$ を刻々追尾するがその時前記式 (4.3) に説明した計算機によって Speed S_x , S_y , S_z さらに Smoothed Speed S_x^* , S_y^* , S_z^* が計算される。この Speed は Deflection Computer I, II に送られると同時に Tracking Computer に feedback されこれによって Regenerative tracking を可能にする。一方 Deflection Computer が 2 個あるが、Deflection Computer I では Dead time (弾丸が Fuze-set されてから砲口を飛び出すまでに消費される時間) を考慮しないで問題をとき、砲方向角および射角が求められ、また Deflection Computer II では Dead time を考慮して問題をとき Fuze-setting number (信管分



図 5.2 コントラベス社 フレーダマウス F, C, S トランク および コンピュータ

技術解説

画)が計算されると同時に未来高低角を計算するに必要な Vertical lead angle S_k が計算される。Ballistic Computer も二つあるが、I は Deflection Computer に供給する time of flight t および Tangential Elevation $T.E.$ を計算するためのものであり、II は Dead time を考慮した未来距離 R_F にもとづく time T を計算するためのものである。また Fuze が時計信管ならばこの T は F 信管分画に対応するけれども、火薬信管では、信管分画は T のある関数になるのでこれを計算するため Ballistic Computer III を備えたものもある。最近のように近接信管が発達し Fuze setting を必要としない時代になつてみると Ballistic Computer も Deflection Computer も各 1 個で十分であつてそななるのが当然の帰結であろう。したがって、Deflection Computer I, II とか Ballistic Computer I, II, III とかは今後の研究に対しては大した意味をもたないことになろう。

次に戦術的系統設計について言及する。高射砲中隊が野外に展開している状態の一例は図 5.3 に示すようなものであつて、Radar tracker は指示された方向に對し Acquisition Scanning を行なう。このようにして、指示された目標を捕捉すると直ちに自動追尾に切かえられ、爾後その目標を自動追尾し射撃諸元が前述の系によって直ちに計算せられ、砲は目標未来位置に対して自動的にむけられる。同時に中隊が現在追尾している目標の極座標が逆の Parallax 計算をへて同じ ラジオリンクによって Group Command Post に送りかえされているので、各中隊が射撃しようとしている目標を Group Command Post において確認することができ、爾後の Fire control を適切に行なうことができる。1 Group は数個中隊から成っているが、この Group 内の諸元伝送はすべて自動化されており、まさに戦斗指揮のオートメーションを具現しているわけであつて、今日のように速度のはやい航空機による攻撃を完全に防衛するためにはこのようなことが実際に必要になつて来たわけである。このような Group としての戦術的系統設計は今後ますます力をいれて研究されなければならない。

Radar tracker に与える。そして Tracker は指示された方向に對し Acquisition Scanning を行なう。このようにして、指示された目標を捕捉すると直ちに自動追尾に切かえられ、爾後その目標を自動追尾し射撃諸元が前述の系によって直ちに計算せられ、砲は目標未来位置に対して自動的にむけられる。同時に中隊が現在追尾している目標の極座標が逆の Parallax 計算をへて同じ ラジオリンクによって Group Command Post に送りかえされているので、各中隊が射撃しようとしている目標を Group Command Post において確認することができ、爾後の Fire control を適切に行なうことができる。1 Group は数個中隊から成っているが、この Group 内の諸元伝送はすべて自動化されており、まさに戦斗指揮のオートメーションを具現しているわけであつて、今日のように速度のはやい航空機による攻撃を完全に防衛するためにはこのようなことが実際に必要になつて来たわけである。このような Group としての戦術的系統設計は今後ますます力をいれて研究されなければならない。

6. 対空火器管制の今後の諸問題

以上で今日対空火器管制がいかに構成されているかを実例によって概説したわけであるが、それでは、この系は今後どのように進んで行くであろうか。また進みつつあるかについて一言したいと思う。対空火器制御について砲から弾丸が発射される瞬間までは前述のように、あらゆる方法を用いて命中精度をあげるように努力されるであろうが一たん砲口を離れた弾丸はものはやいかんともすることができない。しかしに最近における航空機の発達はますますいちじるしく高々度、高速度になって來た。一方弾丸の速度はもはや現状ではこれ以上速くすることはほとんどできない。したがって高々度射撃においては time of flight が延長してその間に目標はその操縦者の意志により自由に回避運動をとるようになる。もっとも自由とはいうものの、航空機の速度も非常に高速になっておりその操縦性にはかなりの制限があり、加えて戦斗下という精神的ストレスの下にあるのだからある程度の統計的回避運動とならざるをえない。したがってこのようなことはたび重なる戦斗場裏においていろいろな条件下で機械自らが体得して分類し記憶し装置内にいわゆる「ティピング」せられ、時にのぞんで合理的にこれ等の記憶が利用されるようにすることは決して不可能でなくはなはだ重要なことであると考えられる。この方面に向かって今日のデジタル計算機の技術が FCS にいくこんでゆく余地は十分あることを示唆したい。しかし何といっても発射後の弾丸には意志がないということは絶対に致命的である。そこで結局さらに進んで、発射後飛行している弾丸に修正可能な能力を与えるように企画せられることは当然の成りゆきであつて、この夢を可能ならしめた基礎は外ならぬ エクトロニクスであった。この思想は第2次大戦末期にあらわれはじめたいわゆる誘導兵器によって実現されたのである。地対空の Guided Missile がこれである。したがってさらに高級な対空火器制御の発展はまさにこの分野において今日はなばなしの発展をとげつつあるが、これについては別に機会をみて解説したい。

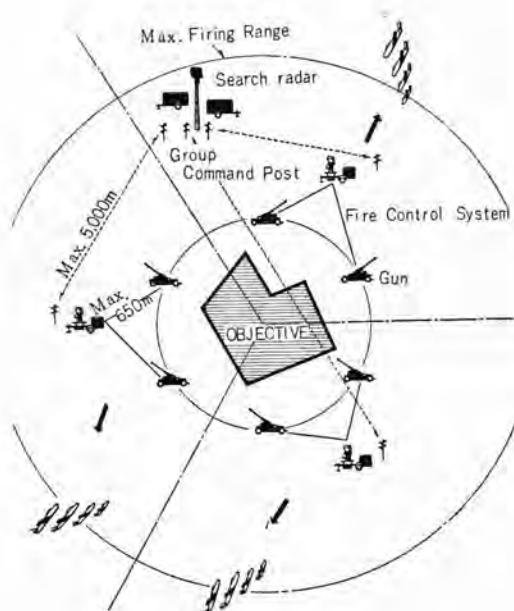


図 5.3 グループコマンドの一例

36万kWの原子力発電所

(Westinghouse Engineer Vol. 20, No. 4, July, 1960.
inside of cover.)

米国でいちばん大きな原子力発電所が Southern California Edison 電力会社によって建設が始まられる。会社の Quinton 会長は取締役会の後で 36 万 kW の原子力発電所の設計および建設の契約に関し内示を Westinghouse 社 および Bechtel 社に与えた旨発表した。

計画されている発電所は世界でいちばん大きな原子炉を使うものである。その設計製作および蒸気機器と電力機器の供給は Westinghouse 社が、建設業務は Bechtel 社が担当する。

Westinghouse および Edison 社の研究によれば、この プラントはその稼働期間中いつでも在来の プラントに経済的に対抗できるものである。この建設には約 4 年を要するであろう。

交渉を完了し建設を開始するまでに解決しなければならない問題としては契約の締結を始め AEC と カリフォルニア公事事務委員会の認可、および敷地の選定がある。

この プラントに設置される軽水を使った閉ループ形原子炉は過去 10 年間もともと強力に研究し開発をすすめられたものである。Edison 社がこの形の原子炉に関心をもった理由は、長い歴史をもつた形であり、信頼度と安全性が高く制御が容易であるという点である。

この プラントの概要は 300 t の圧力容器の中に酸化ウランの燃料要素が装填される。2,000 psi に加圧された水はこの燃料要素のまわりを循環し、熱交換器で二次系にその発生熱を移しかえ、二次系では蒸気を発生してタービン発電機を駆動するようになっている。
(研究所 八島英之訳)

トランジスタ三極素子による電力逆変換

Frank J. Hierholzer: Trinistor Triode Power Inversion
(W 社 E. PHG の人, Conference Paper #60-71)

シリコン製 3 極素子は W 社ではトランジスタ三極素子とよばれ、4 層の整流素子である。この素子は通電状況下では低インピーダンス、非通電時には高インピーダンスを示し、かつ短いターンオン および ターンオフ時間特性をもっているため直流電力を 60 サイクル以下 のものから 3,000 サイクルの範囲で交流電力に変換するスイッチとして使用できる。トランジスタを用いたインバータ回路の過渡的過負荷の保護にはヒューズを使ったり、過渡電圧に対してはトランジスタより電流密度がたかくとれるために破壊するにいたらない。現在 100 A/1 素子のものまで開発されている状態である。

本文はトランジスタを使ったインバータの設計上の基本問題を論じたもので動作原理と電気的特性を下記の点を主眼として説明している。

- (1) トランジスタはいかにしてターンオフするか
- (2) ターンオフの期間内に何がおこるか
- (3) 大電流時のトランジスタのターンオフタイムは周波数 1,000 サイクルではどうであろうか
- (4) 大出力のトランジスタの逆変換器の効率はどの程度であろうか
- (5) トランジスタの特性からみて大きな直列インダクタンスを必要とするか

20 A 級のトランジスタ、4 個を使ったインバータ回路を図 1 に示す。

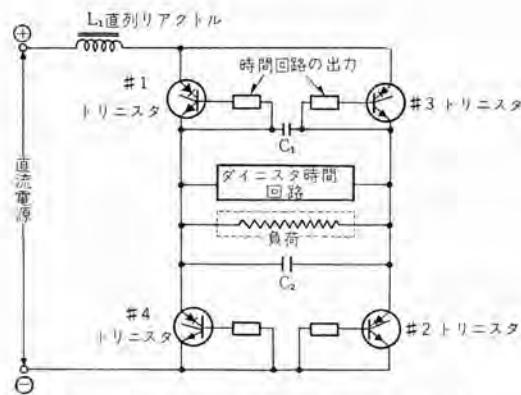


図 1 4 個のトランジスタを使ったインバータ回路

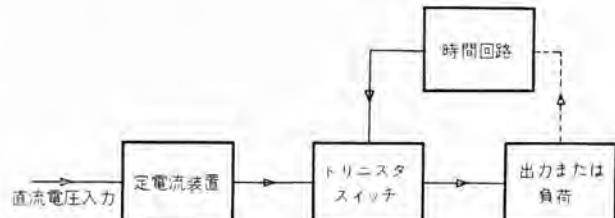


図 2 トランジスタ三極素子を使ったインバータ回路のブロック図

#1, #2, #3, #4; の各組合せトランジスタは同時にターンオン および オフするもので交互に動作し、負荷に交流電圧を印加させる。トランジスタの特性が完全に一致していないときの課題が直列インダクタンスを介して解説してある。50°C の周囲温度下で試験され、力率は進み力率にまで変えることができる事を示し、400~1,500 サイクルでは 3,000W の出力をえたがそのときの効率は約 94 %、400 サイクルでは 10,000W 200V 50A の出力を出し、逆変換効率は 97 % を立証した。図 2 はブロック図である。このインバータ回路のむすびとしてはトランジスタの逆電流、逆電圧を制限しつつ基底電流のターンオンパルスは約 400mA/1 マイクロ秒の上昇率が必要なことを付言している。

(伊丹製作所 加藤又彦訳)

うす電流つぎ手

R. P. Bleikamp: The Electromagnetic Drive (Westinghouse Engineer, Vol. 20, No. 3, May, 1960, p. 71)

カゴ形誘導電動機は構造が簡単でがんじょうであり、しかも量産されているので安価であるが、残念ながらそれ自身では速度を制御することができない。しかし渦電流つぎ手を用いればカゴ形電動機の一定速度を調整自在な出力速度に簡単に変えることができる。

この方式は信頼性が高く保守が容易なため最近急速に需要が伸びている。

0.75~95kW のものは図1に示すように指を組合せたような形状の磁極をもち、界磁コイルはスリップリングをなくするためにブラケットに固定されている。渦電流を発生する ドラムは一定回転の電動機軸に取付け、出力軸が低速になったときでも大きな冷却効果を維持させ、また空冷のばあいは外周に フィンを設けてある。

小容量のものは図2のように渦電流つぎ手と電動機のフレームを共通にしてさらにコンパクトな構造とする。

95kW 以上のものは図3のように固定したコイルがドラムの外側にあり、ドラムは軸方向に2分割して中央を非磁性金属でつなぎ、その内側に磁束の交番を与えるための磁極を配置している。

伝達されるトルクの大きさは励磁電流とスペリとにはほぼ比例する。励磁は負荷トルクとつぎ手のトルクとが所望の運転速度にお

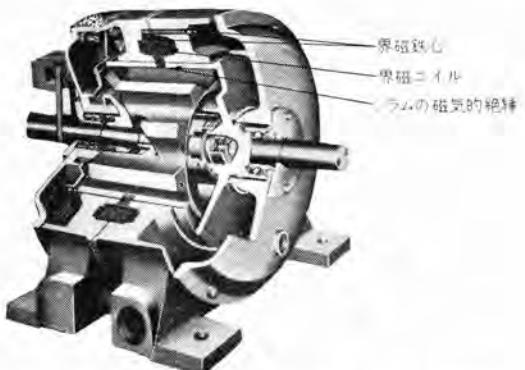


図3 大容量水冷式 Magnaflow drive の断面



図4 22 kW 以下の Magnaflow drive 用電子管式制御装置

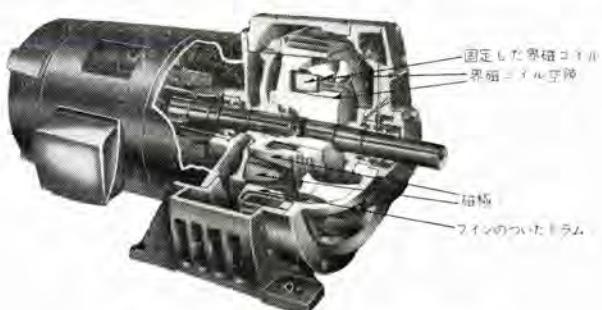


図1 中容量 Magnaflow drive の断面



図2 小容量 Magnaflow drive
(電動機と渦電流つぎ手とが同一フレームに納められている)

いて相等しくなるように制御される。

負荷の加速度を制御するばあいとか、伝達トルクを制限するばあいには単に手動で励磁を加減する方式がとられるが、その他のばあいには、自動的に励磁を調整する tachometer feed back control 方式を用いる。

この方式では出力軸で駆動される指速発電機は、速度に比例した電圧シグナルを供給し、このシグナルを設定電圧と比較しその誤差シグナルで励磁を調整して出力速度を設定電圧に比例した値に保たせる。設定電圧は運転者の調整、または適当な別の process からの信号によって変化させることができる。

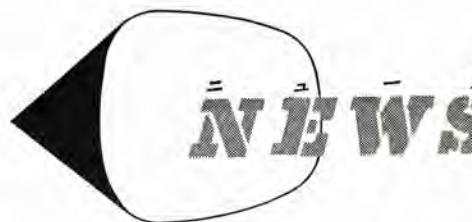
もっとも簡単な電子管式制御方式のばあい、定常状態での速度変動率は 75% 負荷変化に対し最高速度の ±2.0%，速度のドリフト ±1.0% 以内である。また標準電子管方式では、速度変動率は 75% 負荷変化に対し ±0.5%，ドリフト ±0.5% 以内である。さらに速度変動率 ±0.25%，ドリフト ±0.25%，あるいは速度変動率 ±1.0%，ドリフト ±0.1% の特殊な制御方式も製作可能である。

標準のトランジスタマグアンプ方式のばあい速度変動率は ±2.0~2.7%，ドリフト ±2.0% 以内である。

22kW までのものに対する電子管式制御装置を図4に示す。

Magnaflow Drive 方式では最大 17:1 程度の速度制御ができる、安価でがんじょうでしかも多くの特長をもつて、速度制御を要する用途に今後さらに広く適用されるであろう。

(長崎製作所 新良由幸訳)



フ ラ ジ ュ
FLASH!

■ インド国鉄向け交流電気機関車 1号機完成す

激しい競争に打勝って受注したイグナイトロン機関車10両のうち第1号機が9月末、すべてのテストを好評裏に完了して、インドに向け発送されることになった。

ヨーロッパブルーブの機関車と取扱い方を合わせたり、気温、湿度に対する考慮など設計上、工作上、検査上幾多の困難を克服して、完成されたものである。概略仕様は次のとおり

架線電圧	AC 25 kV 50 c/s	連続定格出力	2,100 kW
機関車重量	75.2 t	連続定格速度	52 km/h
軸配置	B-B	連続定格引張力	14.5 t
軌間	1,676 mm	最大運転速度	112.6 km/h
駆動装置 WN式			

平坦線で3,660 tの貨車を引張り64 km/hの速度で走行することができる。インドの山野をばく進する姿を夢見つつ、この機関車が今後の輸出振興の一助になることを切望する。



インド国鉄向け交流電気機関車 1号機

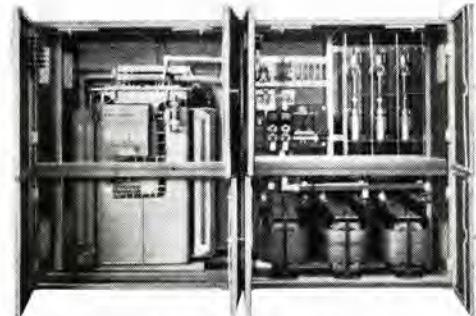
■ 10,000 kVA 自励タービン発電機について完成

国内最大容量を誇る10,000 kVA自励タービン発電機が2台相ついで据付完了し好成績をもって運転を開始した。1台は山陽パルプ岩国工場向け回路方式は自励複巻に磁気增幅器式自動電圧調整装置、力率限定装置を付加したもので、試験設備の関係上予備テストなしで中国電力系統と並列運転を開始し、一刻の停電も許されない。パルプ工場の主要電源として運転中である。

1台は帝人網三原工場納めの製品で、現地においてガバナテスト、負荷投入試験、同期電動機脱調試験など種々の試験を予期以上の好成績をもって終了し、整定電圧変動率も3,300 V±



10,000 kVA 自励タービン発電機

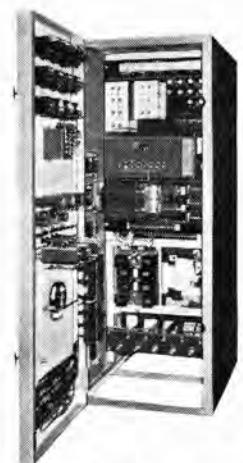


自励装置キューピクル

0.5%の性能を有し、過渡応答もきわめて速く、自励発電機の優秀な性能を發揮している。

いずれも発電機定格は10,000 kVA 3,300V, 3,600 rpm, 60 c/s であって、励磁装置は静止形とし整流器にはシリコン整流器を使用した。回路構成、部品はすべて系統と並列運転を行う大容量機用として設計製作し、工場においてサーチテストも完了している。さらに現在小野田セメント向けに5,000 kW 自励タービン発電機を設計製作中である。

静止機器を使用した自励タービン発電機も試作期から実用期にはいり、今後その保守の容易、優秀な性能のため各方面、とくに回転励磁機の整流子に問題の多い合成化学工場などでひろく採用されるものと思われる。



磁気増幅器式
自動電圧調整器盤

■ 東京電力向け 10,000kVA 60 kV/69-3.45 kV 負荷時乾式タップ切換器付変圧器 CR-URA 形完成

東京電力管内各地変電所向けとして昨年末17台受注し、このほど好成績で形式試験を完了した。

変圧器の仕様は下記のとおりである。

三相 50 c/s 10,000 kVA

一次電圧 65,000-63,000-60,000 V 三角結線

二次電圧 6,900-3,450 V 三角結線

変動範囲 ±10%

屋外用油自冷式、組立輸送形、内鉄形、負荷時タップ切換変圧器 CR-URA 形、窒素封入密封式

騒音 55 ボルト以下

外形寸法 3,700×7,200 高さ 4,500 mm

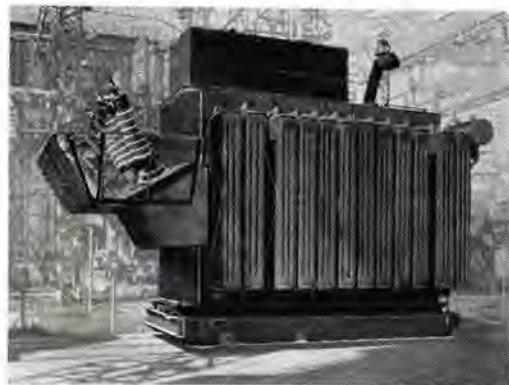
総重量（油込み）61,000 kg

この変圧器の特長は

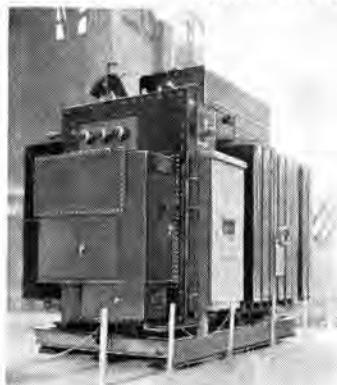
1. 負荷時タップ切換器に、乾式 URA 形を採用した。URA 形タップ切換器は、この変圧器に対して新しく開発されたもので、タップ選択器は油中であるが、切換開閉器、電動操作機構は気中にあるので、従来油中切換開閉器に比し、アーカー時間が短く負荷電流シート断時の油の炭化がないので、接触子の寿命が

長く、構造が簡単で保守点検が容易であるとともに動作が確実である。なお本器は東京電力の形式試験として負荷電流開閉試験30万回を行ない良好な結果を得た。引続き無負荷操作試験を実施中である。

2. 二重防音壁構造を採用した低騒音変圧器で試験の結果54.2ホンと好成績であった。
3. 衝撃圧力继電器を採用しているので保護は完全で誤動作がない。
4. 高級方向性ケイ素鋼板を用いているので、損失も少なく、外形寸法、重量を最少限まで切つめた。
5. 完全組立のままトレーラ輸送が可能である。



三相 50c/s 10,000 kVA 60 kV 6.9-3.45 kV
負荷時乾式タップ切換器付変圧器 CR-URA形



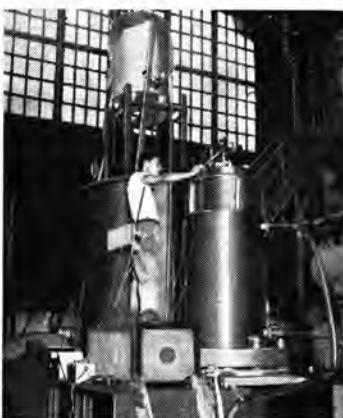
三相 50c/s 10,000 kVA 60 kV 6.9-3.45 kV
負荷時乾式タップ切換器付変圧器 CR-URA形低圧側およびタップ切換器

■ 350 kVA キャンドモータポンプ完成

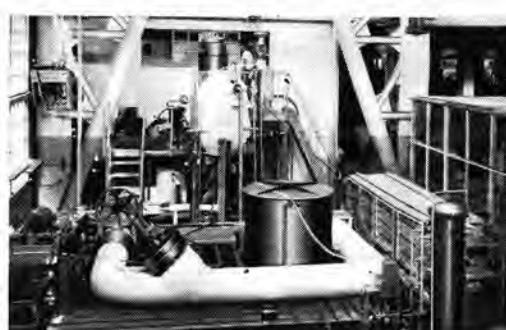
昭和33年度の、原子力局補助金の交付を受けて製作していた350 kVA キャンドモータが完成した。

キャンドモータとは、原子炉や、高温高圧のループなど(火力発電所ボイラ)で、内部の流体を無漏洩で循環するために開発されたものである。漏洩をなくするために、従来メカニカルシールが用いられたが、これでは、高温高圧での信頼性が望みにくい。キャンドモータポンプでは、モータとポンプとを一体にした構造になっており回転部のシールを考える必要がなく非常に信頼性が高い。今回完成したキャンドモータポンプの仕様の大要は、

定格入力	350 kVA	絶縁階級	H種
電圧	440 V	ポンプ揚程	70 m
周波数	60 c/s	流量	1,200 m³/h
極数	4	流体圧力	140 kg/cm²



キャンドモータのモータ部分試験中



テストループに取つけたキャンドモータポンプ

同期回転数 1,800 rpm 流体温度 300°C

特長

1. 三菱電機では国産第1号の15kW始め多數のキャンドモータを製作しているが、今回の350 kVAは国産のキャンドモータでは最大のものである。
2. モータポンプの水と接触する部分はすべてステンレスであり、その一部には、ステンレスのクラッド鋼板や、ステンレスの盛金を用いてある。
3. キャンドモータポンプのほかに300°C, 140 kg/cm²のテストループも作り、キャンドモータポンプをこれに組込んで、高温高圧での試験を行なっている。

■ わが国最大の模擬送電線設備による試験研究開始

最近複雑な系統現象に対して適確な判断を下して保護あるいは制御する各種装置が開発されているが、これらの今までになかった高性能の保護继電装置、自動制御装置の試験研究用としてわが国最大の模擬送電線設備を完成し運転を開始した。

模擬送電線設備としてもっとも大事なことは、PT, CT の二次側から模擬送電線設備内の現象をながめた場合、これが実系ににおける現象と相似性を有していることである。三菱模擬送電線設備はこの要求を満足するため下記の特長を有している。

1. 主電源容量は、他に類をみない大容量のM-Gセットである。主電源容量は500 kWであり、短絡kVA 15,000 MVAの系統模擬が可能である。すなわち、CT負担 PT負担による影響が実系に無視しうる。
2. 端子電源として火力50 kVA、火力200 kVA、水力50 kVA水力200 kVA(未完)のM-Gセットを設備しており、おのおの実際の発電機常数に合致させてある。このほか、同期調相機(未完)、直列コンデンサ、並列コンデンサ、中性点抵抗、負荷抵抗、タップ付リアクタ、タップ付変圧器、CT、PTなどあらゆる種類の実系を模擬しうるように送電機器が設備してある。
3. 線路は超高压系の常数に合わせており、周波数特性がきわめて良好である。また線路は10 km unitを組合せて平行2回線240 kmまで任意に切換えて使用できる。しかもその切換え操作はきわめて簡単確実である。

4. 三相シャン断器4台単相シャン断器12台を設備しており、単相再閉路に関する試験研究が可能である。
5. 計測設備が完備しており計測が容易である。
6. なお、現在計画中であるが、端子電源のTime Constant(Ta)が任意に選択しうる。

以上、三菱模擬送電線設備は、あらゆる種類の実系をもっとも忠実に模擬しうるわが国最大の試験研究設備であり昭和35年9月1日から試験研究を開始し



水力 50 kVA 端子電源外観



模擬送電線路 ワク組

	シランクガラス	石ガラス	英ガラス
比 重 (25°C)	2.18	2.20	—
軟化温度 (°C)	1,300	1,500	—
線膨張係数 × 10⁻⁷ (25° to 300°C)	9	5.5	—
紫外線透過率 (2,537Å) (%)	82	90	—
誘電体率 (周波数 10⁶ Hz, 25°C)	0.0019	0.0008	—
体積固有抵抗 (log 10 Ω·cm 25°C)	9.7	12.0	—

た。詳細なデータは別にこれを発表する。

■ SR 200 F形電力用シリコン整流素子 生産開始

シリコン電力用整流素子の逆耐電圧の向上に伴い、従来の SR 200 E 形の陽極、ベース間の絶縁距離を長くする必要が生じ、セラミックメタルシールを用いた整流素子を開発中であったが、今般これを完了し、生産に移すことになった。SR 200 F 形の主要仕様は

全長	73 mm
リード線長さ	83 mm
重量	約 200 g
陽極、ベース絶縁距離	9.5 mm
尖頭逆耐電圧	最高 1,000 V
電流定格	最大 240 A
	単相半波整流回路
過電流定格	3,000 A 1 サイクル
	2,500 A 5 サイクル
逆電流	50 mA 定格逆耐電圧において

この SR 200 F 形の特長は以下のとおりである。

- PN ジャンクションからなる基本ダイオードをベースに取つけるのにハーデソルダ用いてるので、繰り返し負荷サイクルによるジョイント部の疲労は完全に除かれている。したがって負荷変動の激しい電鉄用変電所、交流電車、および機関車、溶接機などの用途に適している。
- セラミックメタルシールを用いているので、絶縁距離が長く、強制風冷の場合の風を除ジンフィルタを通さない装置であっても逆耐電圧が低下することがない。したがって保守が容易である。
- 内部可撓導線の取付方式を改善し、外形寸法を小さくまとめた結果、スタック組立、およびトレイの容積が小さくすむ。

■ シュランクガラス工場完成



シュランクガラス 工場



シリコン 整流素子

石英ガラス代替品として、安価でしかも、その特性が優秀なシュランクガラスの開発研究に、当社が、わが国においてはじめて成功したことは、すでに新聞紙などでご承知のことと思うが、その後、銅意量産化を計画しこのほど、電気炉その他の機械設備において、斬新な企画をとり入れた、幅 10 m、長さ 24 m、240 m² のシュランクガラス工場が完成し、全面的に稼働にはいった。

石英ガラスは、価格も高く、しかも、量産化が困難なため、入手しにくい現状である。これに対し、価格比 50 %以下のシュランクガラスの量産が、当社において、はじめて行なわれることは、理化学用品をはじめ、石英ガラス需要の分野に深くとり入れ、今後ますます拡大生産に移る礎となるであろう。

現在、当社においては、おもに高圧水銀灯のシステム部分に使用されているが、来年度には、暖房器のエレメントとしても使用される予定である。

上表は、石英ガラスとのおもな特性の比較である。

■ 東京電力横浜火力向け 224,000 kVA タービン発電機受注

当社はこのたび東京電力から 224,000 kVA 3,000 rpm 内部冷却タービン発電機を受注した。この機械は新三菱重工業製作の 175,000 kW タービンと直結となるが主要な要目は次のとおりである。

出力	224,000 kVA	回転数	3,000 rpm
力率	85 %	短絡比	0.64
電圧	18,000 V	励磁電圧	375 V
ガス圧	3 kg/cm²	冷却法	内部冷却

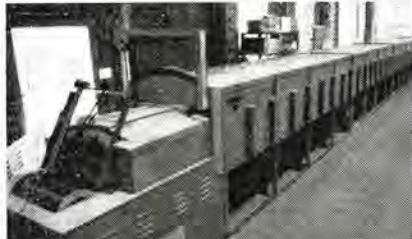
本機は 50 c/s 3,000 rpm 機に対する初めての内部冷却という点に特色があり、このため重量は軽く、寸法も小さくなっている。おもな重量は下記のとおりである。

回転子重量	35 t
固定子重量 (最大重量物)	250 t

従来、東京電力には他社から数台 175,000 kW タービン発電機が納入されているが、いずれも、普通構造水素冷却で、そのため、比較的低い電圧の二重巻線の採用などにより重量の膨大化を防ぎ、製作されているが、この容量がほぼ 50 c/s の限界容量に近いと考えられる。

内部冷却はこの壁を突き破る確実な手段で今後 200 MW、300 MW と容量増大しても、本機とほとんど同一の方式にて容易に製作可能であり、その意味で本機受注の意義は大きい。

完成は昭和 37 年初頭となる予定である。



連続式電気炉



特許と新案

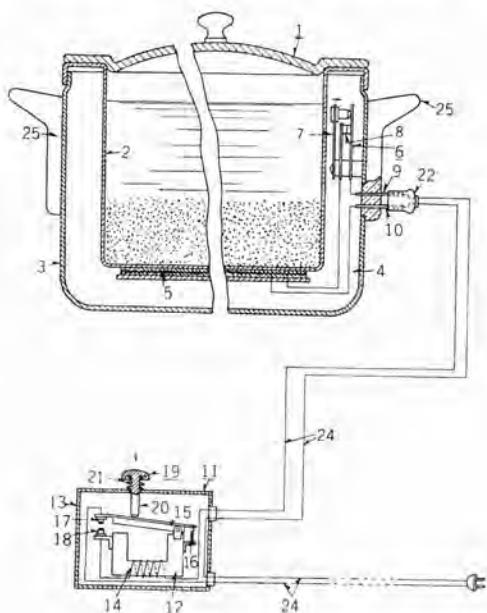
電気がま

考案者 奥田文

従来の自動スイッチ付電気がまに用いられるサーモスタットには、かまの所定温度において接点を開放し、電気回路を開閉したバイメタルが、かまの自然冷却に伴う復帰変位によって上記接点を閉合しないように、その変位を錠止する機構と、ふたたび炊飯する場合、バイメタルの錠止を解放するリセット用ハンドルとを有するものが用いられているが、かかる構造のサーモスタットは機構がきわめて複雑で、かつバイメタルを直接手動によって強制的に変位させるため、バイメタルの特性が変わり、作動が不安定となるばかりでなく、かまの水洗時には、かまの外部に突出するリセット用ハンドル周辺の遊隙から、内部に水が侵入して発熱体、サーモスタットを腐食させるなどの欠点がある。

この考案は、かかる諸欠点を除去した電気がまに関するもので、互に水密に定着した内なべ（2）と外なべ（3）間に、所定温度において常閉接点（8）を開閉して、発熱体（5）の電気回路をショートするサーモスタット（6）を内蔵したかま（1）と、自動復帰する押しボタン（19）の押圧によって閉合する接点（17）（18）により付勢され、上記接点（17）（18）の閉合を保持する電磁コイル（14）を備えた電磁接触器（11）とを別個に構成し、上記接触器（11）の接点（17）（18）および電磁コイル（14）と、かま（1）の発熱体（5）およびサーモスタット（6）の常閉接点（8）とは、これを直列に接続するようにしたもので、使用するサーモスタット（6）は、アイロンあるいはアンカなどに用いられる周知のものでよいから、構造が簡単で故障

も少ない。また、このバイメタル（7）には、なんら外力を加えないでの、バイメタルの特性に狂いが生ずることがなく、その動作はつねに安定している。さらにかまの外部は全面的に水密に製造できるから、かまの水洗時に、内部に侵水するようなおそれもない。（実用新案登録第495745号）（土居記）



電気湯沸し

考案者 野畑昭夫・伊藤鉄寿

この種電気湯沸しに用いられるサーモスタットは、あらかじめ所定温度において作動するように、一括して調節し、これをそれぞれ湯沸し容器に装着するようにしているが、これを湯沸し容器に装着すれば、個々の湯沸しつき作動温度に多

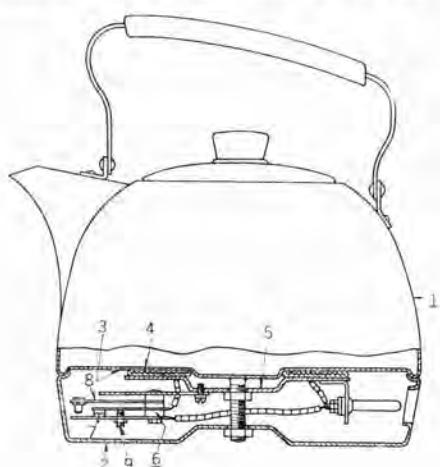


図 1

少の誤差を生ずることは必定である。従来、この作動誤差の調節は、サーモスタットの作動位置調節ねじを適宜回転することにより、これを行なっているが、この調節ねじによる微細な調整は、実際にはきわめてむずかしい。

この考案は、かかる欠点を除去した電気湯沸しに関するもので、サーモスタット（6）の取付部に、長穴（10）を設け、発熱体（4）との対向位置を適宜調節しうるようにして、発熱体からの被熱の度合を変化することにより、サーモスタットの作動位置の誤差調節を行なおうとするもので、その操作は従来のものと比較してきわめて簡単になる実用的効果がある。

（実用新案登録第492656号）（土居記）

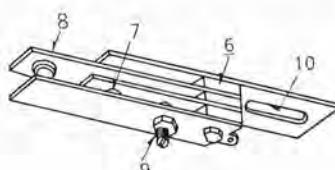


図 2

==== 最近登録された当社の特許および実用新案 =====

区別	名 称	特許または登録日	特許または登録番号	発明考案者	所属場所
特 許	転換器操作用空気機関	35-6-23	262254	小原太郎・湯浅作史	伊丹
"	交直両用電気車の電源切換装置	"	262255	小原太郎・北岡 隆	伊丹
"	遠方監視制御方式	35-6-30	262694	大木撮爾	神戸
"	溶接機用制御装置	"	262826	馬場利彦	伊丹
"	電子放射用物質の製法	"	262829	(立原芳彦・秦 卓也 小寺繁)	研究所
"	電気機関車制御装置	"	262857	浅越泰男	伊丹
"	直流機刷子保持装置	"	262926	小山建次・広田秀雄	神戸
"	搬送保護継電方式	"	262930	北浦孝一	神戸
"	電磁空気式転換装置	"	262933	湯浅作史・小原太郎	伊丹
"	半導体素子の製造法	35-7-11	263493	清水潤治	研究所
"	磁気増幅器の制御回路	"	263510	吉田太郎	名古屋
"	半導体整流器の保護装置	35-8-20	264293	加藤又彦	伊丹
新 案	ミシンの給油装置	35-6-24	514592	三津沢武夫・森田 稔	和歌山
"	防舷材	"	514593	(尾島学二・成沢一男 大久保貢一)	田谷
"	扇風機の塑造型車	35-6-27	514611	土居誠二	本社
"	磁気 サイクロン選別装置	"	514612	(河合 登・高島秀二 柳下義兵衛)	大船
"	坑内コンベヤ用駆動電動機	35-6-28	514970	高松茂利	福岡
"	タイムスイッチ	"	514971	加藤義明・高橋賢治	福岡
"	積算計数装置	"	514996	加藤義明	福岡
"	配電線路の選択接地保護装置	"	514997	平野琢磨	福岡
"	交流電気車制御装置	"	514998	相田茂夫	伊丹
"	空気吹付形開閉器	"	514999	小橋利雄	伊丹
"	扇風機 スタンド	"	515000	白石和雄	崎長
"	扇風機支持装置	35-6-29	515001	久米富十・柘植 恵	津中
"	密閉形荷重計	"	515143	前田祐雄・蘿原 智	研究所
"	静電気式空気清浄装置の洗浄装置	"	515144	斎藤 寛・酒井正況	戸山
"	ねじ座取付板	"	515145	畠 国夫	伊丹
"	移動用油入機器の通風管防油装置	"	515146	伊藤幸夫	伊丹
"	高能率送電における発電機電圧限定装置	"	515147	梅名茂男	神戸
"	蓋体取付装置	"	515148	平野琢磨	福岡
"	衝撃電流記録器	"	515149	(森 直次・岡田昌治 尾島学二)	丹谷
"	水銀整流器の位相制御装置	35-7-4	515421	細野 勇	伊丹
"	軸封装置	35-7-16	516181	国崎 重・潮田 武	福岡
"	車両用充電兼点灯装置	"	516182	星川光清	姫路
"	平面ラッピング装置	35-7-25	516673	高部俊夫	研究所
"	限時型電磁継電器	"	516677	松尾昭二	福山
"	電動機通風装置	"	516679	内海権三・酒井嘉夫	伊丹
"	回路 シャンクス	"	516680	勝田久登	神戸
"	回路 シャンクス	"	516681	勝田久登	神戸
"	内燃機関点火装置	"	516682	三木隆雄	姫路
"	防爆形電磁開閉器	35-8-18	517800	平野琢磨	福岡
"	電動機制御装置	35-8-19	517801	細野 勇	伊丹
"	電気洗たく機用開閉器	"	517802	加藤義明・神本明輝	福山
"	車両用充電兼点灯装置	"	517803	三木隆雄・村田 豪	姫路
"	扇風機用中空翼車	"	517804	丸本智・柘植 恵	津中
"	ランプソケット	"	517805	橋本武雄	大船
"	真空式自動進角装置	"	517806	大森俊郎	姫路
"	限時形電磁継電器	"	517807	佐藤幸夫	福山
"	電熱布	"	517808	内藤寅春・野畑昭夫	古屋機
"	母線保護継電装置	"	517809	森 建	神戸
"	防爆容器の排氣装置	35-9-6	519068	上原利夫	福岡
"	回わり止め フック	"	519069	小椋義正	大船

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3番地(東京ビル内)
(電) 和田倉 (201)					大代表 1611
本社商品事業部					東京都千代田区丸の内2丁目20番地(三菱商事ビル内)
(電) 東京 (211)					代表 2511・2531
本社施設部					東京都千代田区丸の内1丁目8番地(仲27号館)
(電) 東京 (211)					代表 1261・1271・1281
東京営業所					東京都千代田区丸の内2丁目20番地
(三菱商事ビル3階)					(電) 東京 (211) 代表 2511
大阪営業所					大阪市北区堂島北町8番地1(電) 大阪 (34) 代表 5251
名古屋営業所					名古屋市中区広小路通り(電) 本局 (23) 代表 6231
福岡営業所					福岡市天神町58番地(天神ビル内)
(電) 福岡 (5)					代表 6231
札幌営業所					札幌市大通西1丁目13番地
(電) 札幌 (3)					代表 9151
仙台営業所					仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル内)
(電) 仙台 (2)					代表 6101
富山営業所					富山市安住町23番地2(電) 富山 (2) 0151
広島営業所					広島市八丁堀63番地(昭和ビル内)(電) 中 (2) 2211
高松営業所					高松市寿町1丁目4番地(第一生命ビル)
(電) 高松 (2)					代表 4416 ピル直通 5021
小倉出張所					小倉市京町10丁目281番地(電) 小倉 (5) 8234
静岡駐在員					静岡市呉服町2丁目1番地(電) 静岡 (2) 2595(3) 2962
金沢駐在員					金沢市田丸町55番地1(電) 金沢 (3) 6213
岡山駐在員					岡山市内山下30番地(佐々木ビル)(電) 岡山 (3) 2948
研究所					兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電) 大阪 (48) 8021
神戸製作所					神戸市兵庫区和田崎町3丁目(電) 兵庫 (6) 代表 5041
伊丹製作所					兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電) 大阪 (48) 8021
長崎製作所					長崎市平戸小屋町122番地(電) 長崎 (3) 代表 3101
無線機製作所					兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電) 大阪 (48) 8021
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) 1531
静岡製作所					静岡市小鹿110番地(電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川製作所					岐阜県中津川市駒場(電) 中津川 10・54・226
和歌山製作所					和歌山市岡町91番地(電) 和歌山 (3) 代表 1275
福岡製作所					福岡市今宿青木690番地(電) 福岡 (4) 代表 1568
福山製作所					福山市沖野上町6丁目709番地(電) 福山 代表 2800
姫路製作所					姫路市千代田町840番地(電) 姫路 代表 6900
大船製作所					神奈川県鎌倉市大船(電) 大船 (067) 代表 2121
世田谷製作所					東京都世田谷区池尻町(電) 東京 (414) 代表 8111
郡山製作所					福島県郡山市境橋町1番地(電) 郡山 1220~1223
北伊丹製作所					伊丹市太鹿字主ヶ池1番地(電) 伊丹 代表 4736
無線機製作所					東京都世田谷区池尻町(電) 東京 (414) 代表 8111
東京工場					札幌市北二条東12丁目(電) 札幌 (2) 3976
札幌修理工場					

次号予定

三菱電機 Vol. 34 No. 12

エレクトロニクス特集

- 巻頭言
- 国鉄列車電話
- FM通信機における位相同期復調方式
- 東京国際空港における24,000 Mc レーダの試験
- RC-3形気象レーダ
- 6,000 Mc 帯超広帯域伝送用左右両施共用円偏波 パラボラアンテナ
- 900 Mc 帯工業用テレビジョン無線中継装置
- 三菱トランジスタテレビジョン受像機 8P-116形
- 三菱17形カラーテレビジョン受像機
- MELCOM-1101 計数形電子計算機(1)
- 試作電子計算機論理要素
- 磁気円筒記憶装置
- 工作機械数値制御装置(2)
- トランジスタ形論理要素:NOR
- トランジスタリレー制御方式
- シリコン可変容量ダイオード
- GM環境試験
- 技術解説:制御電極付シリコン整流素子とその応用
粒子加速装置の展望(1)

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	吉村誠一郎	常任委員	船宗山片	正信平一
常任委員	浅井徳次郎	"	岸高	示博隆三彦郎
"	荒井潔	"	橋村	橋村
"	安藤安	"	田岡野村	田岡野村
"	市村宗明	"	田野上	准俊八
"	小川清一	"	豊米井	大
"	堀富次郎	"	大	上
"	高井得一	"	事務	事務
"	中野光雄	"	(以上50音順)	
"	馬場文夫			

昭和35年11月20日印刷 昭和35年11月22日発行
「禁無断転載」 定価 1部 金100円(送料別)

編集発行人	吉村誠一郎
印刷所	東京都千代田区丸の内2丁目3番地 吉村誠一郎
印刷者	東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社
発行所	東京都新宿区市谷加賀町1丁目 高橋武夫
発行元	三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部 電話 和田倉 (201) 1611
発売元	東京都千代田区神田嘉町3の1 株式会社オーム社書店 電話 (291) 0915・0916 振替東京 20018



280 kW レクチフロー電動機

●徳山曹達向け大容量レクチフロー電動機 あいついで完成！

誘導電動機の新しい速度制御方式として注目をあびているレクチフロー電動機3台が完成し、徳山曹達のセメント工場用電機品として使用されることになった。レクチフロー方式はすでに米国ではひろく用いられているもので、巻線形誘導電動機、シリコン整流器および直流電動機の組合せによって従来の誘導電動機速度制御方式よりも低速度領域で高効率(92%以上)であり、速度特性も良好であって、誘導電動機と分巻電動機の長所を兼備したものということができよう。

今回完成したのはセメントキルン用ワインドライブ方式の2×225 kW レクチフロー電動機および誘引通風機用280 kW レクチフロー電動機であって、この方式による機械としては記録的容量を有するものである。

定格

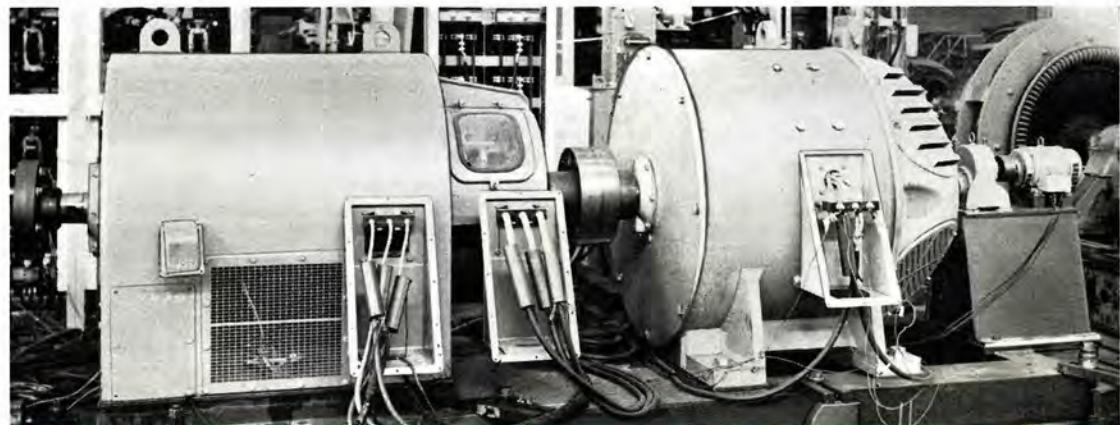
280 kW レクチフロー電動機(誘引通風機駆動用) 1台

3,300 V 60 c/s, 速度制御範囲 450~225 rpm (2:1)

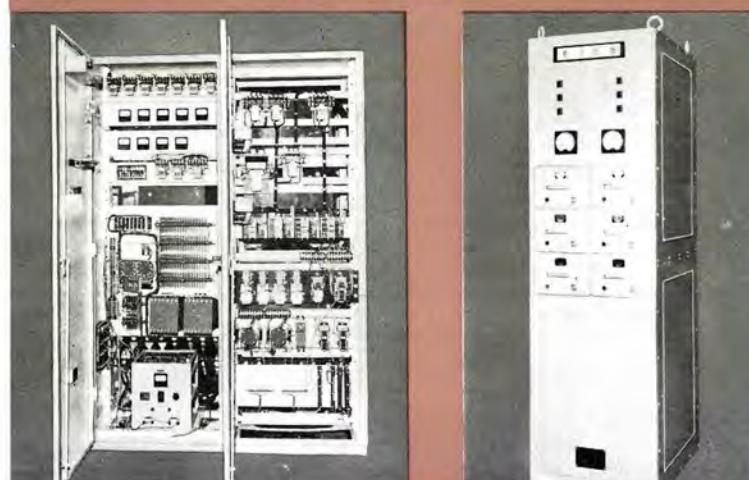
225 kW レクチフロー電動機(セメントキルン用) 2台

3,300 V 60 c/s, 速度制御範囲 540~154 rpm (3.5:1) 速度偏差 ±4 rpm 以下

ワインドライブのため自動負荷平衡装置を付加し、磁気増幅器により定速度運転を行なうよう制御する。また速度制御範囲がひろく、直流電動機容量が大きくなるのでオートトランスにより、タップ切換えを行なっている。



225 kW
レクチフロー電動機



225 kW レクチフロー電動機用
磁気増幅器式自動制御盤

225 kW レクチフロー電動機用
シリコン整流器 DC370 V 310A