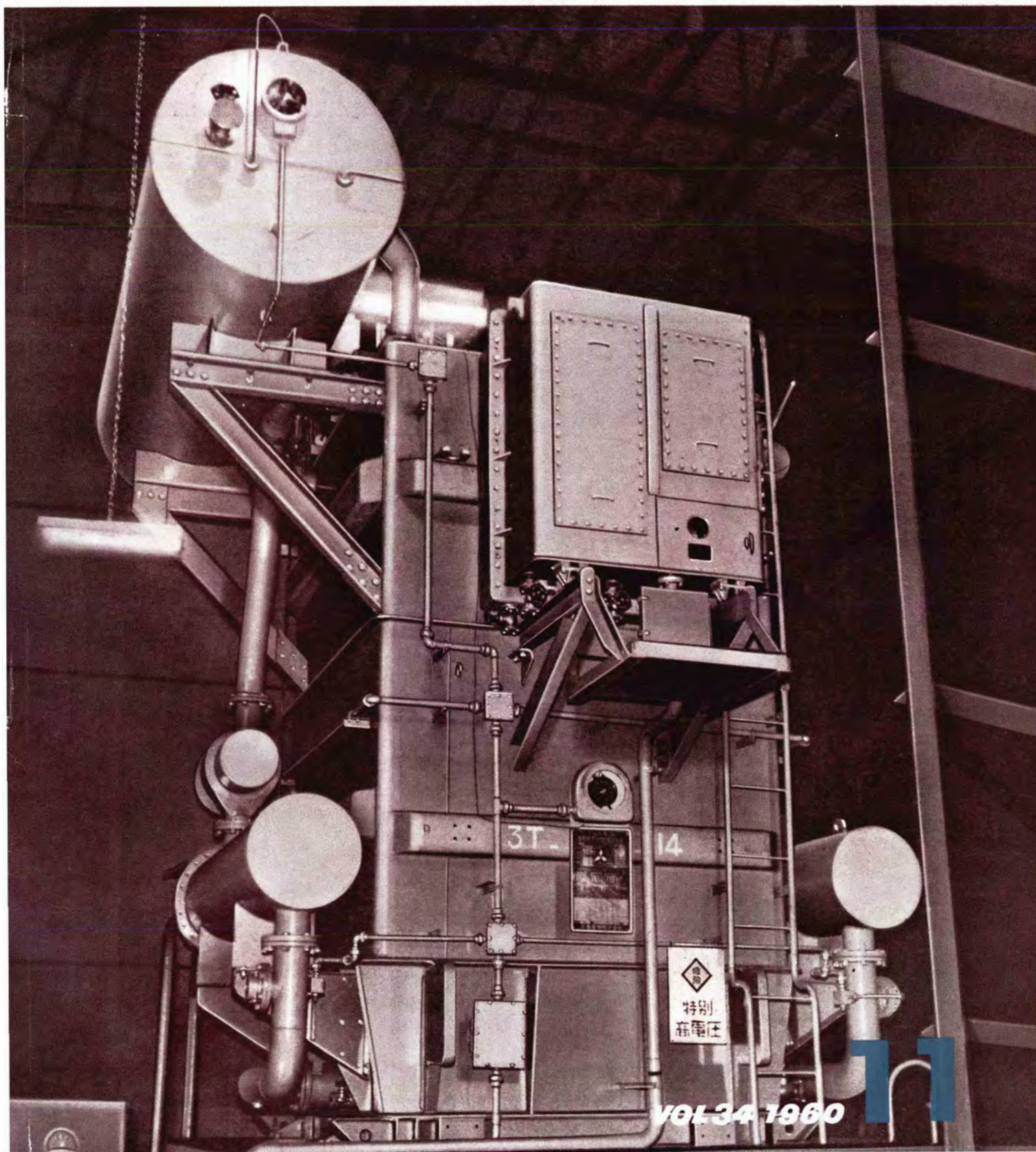


MITSUBISHI DENKI

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)



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



2,000 kVA 三相油入変圧器（負荷時タツウ切換器付）

22/3.3 kV 50 c/s

縮小形制御監視盤



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壁形キュービクル、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ヤを収納、充電部分を完全にシヤヘ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 ホン という驚異的な記録品を製作した。

なお変圧器は URS 形負荷時タツウ切換器付、全装可搬形である。

(3) 20 kV 受電自動切換方式

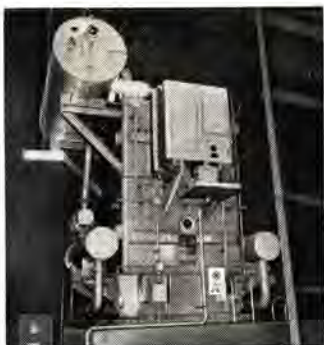
買電は電力会社の 2 変電所から 2 回線で受電、一次側、シヤ断器は定評のある 20-C-100 形空気シヤ断器 2 台を設備、機械的・空氣的・電氣的鎖錠装置を施し、常用予備回路は 5 サイクル以上で自動切換が可能である。これにより、停電の機会を避け、非常用発電設備の軽減を計った。

(4) コンパクトな外観と保守・据付の容易なこと

特高キュービクル 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 タッチ 切換 フォームフィット 形 アーク 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 聡	2
計数形電子計算機の特種演算高速化方式	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	13
航空機用 HF および VHF テールキャップアンテナ	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 プラスチックポンプ	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 滋・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 ユニットサステーション	井上八郎	69
低速連動 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・トリニスタ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 号機完成す・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 タッチ 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・シュラックガラス 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 聡***

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 being 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、国内製作可能な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で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とすれば2,3のものを除き国内で製作調達できる状況となってい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炉物理、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10 MWの重水減速冷却形の炉であって、中性子束の高いこと、実験に使用しう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
初期無限増倍率	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 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合金をアルミで被覆したもの
燃 料 要 素	燃料板17枚をアルミの側板にて組立て76 mm 四角としたもの
制 御 棒	ステンレス被覆したガドリウム中空円筒
減 速, 冷 却 材	重水 (99.75%) 約8 t (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 ー ヒ 材 ポラル, 鉛, ステンレス鋼, 重質 ココ
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、中性子吸収を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、10 MW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3 kg 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“振動”(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システム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、温度係数が負で大きいことと、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 $-0.023\% \Delta K/K/^{\circ}C$ 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 2.81×10^{-4} 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% 、停止後のビーグ値は -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、中空円筒状のガ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75mmアッ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ておこう。重水は軽水よりも中性子吸収は小さいが、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、外部の熱シヤヘイタンクから軽水が浸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

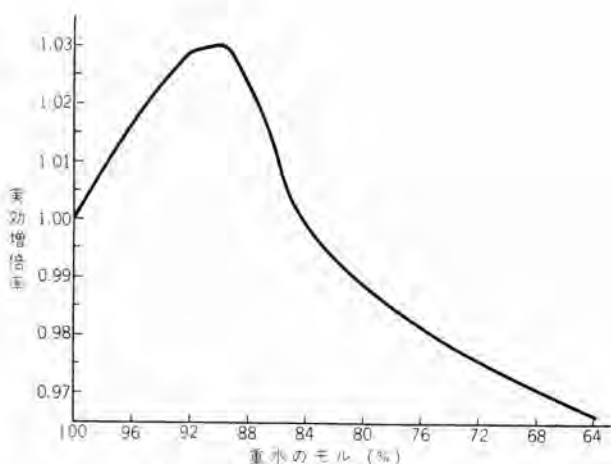


図 3.1 重水の純度と実効増倍率の関係

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64mmに加圧され、熱シヤヘ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 熱的特性

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な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、 $19.3m^3/min$ を得ている。その他のおもな計算データは表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

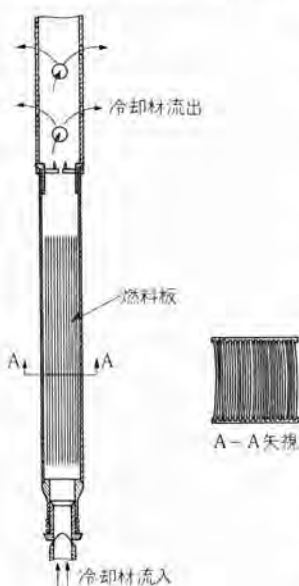


図 3.2 燃料要素断面図

Fig. 3.2 Cross sectional view of a fuel element.

表 3.1 熱計算における不確かさの推算

	境況降下への影響	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
熱伝達係数の計算との相違	1.20	1.00
流れの不均一性	1.10	1.20
総合不確かさ	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

出カレベ	量 (余裕を含む)	単位	24 燃料要素
流	速 (燃料板間)	MW	11.5
流	速 (平均)	m ³ /min	19.3
熱	束 (最大)	m/sec	5.2
熱	束 (最大)	kcal/m ² ・h	3.5×10 ⁵
伝	束 (最大)	"	9.5×10 ⁵
最	熱 面 積	m ²	28.1
高	温 度 点 温 度	°C	109

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、不確か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こらない限りは、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 2,515mm 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に、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、アイソトープ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、グラファイトを積み込み、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パ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 52 S、61 S 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。

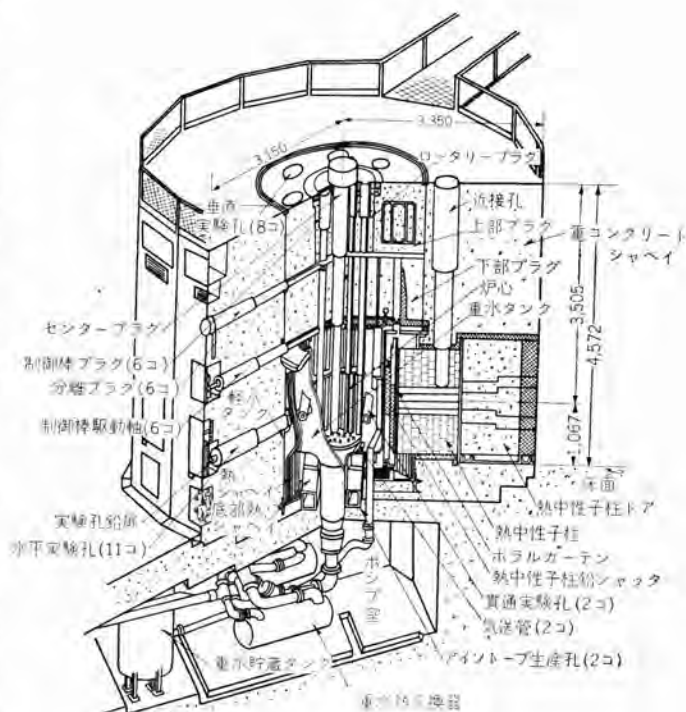


図 4.1 JRR-2 炉体断面透視図
Fig. 4.1 Perspective view of JRR-2.

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、7 $\frac{1}{2}$ B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。シャヘ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ヘ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、かつ鉛シャヘ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

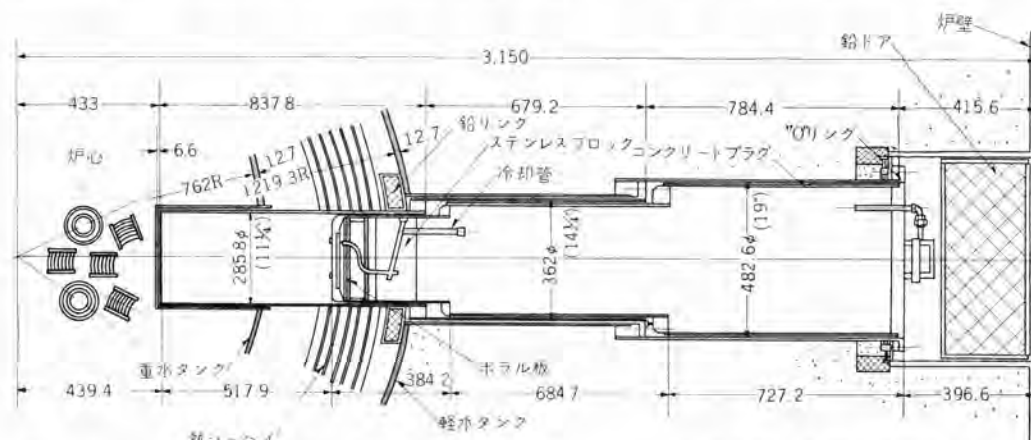


図 5.1 11B 水平実験孔

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、出し入れの際おのおのアルミ面が摩耗するため、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ヘイを補うとともに、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溶接され、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。外側には鉛シャヘイをほどこし冷却パイプを埋込み水で冷却している。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、よごれないように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もれを防ぐためにガスケットをもったシャヘ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プレンムのグリッドプレートまで達している。それぞれシャヘイプラグをもち、かつ冷却水やガスを送ることができるように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断、一重のときに開となる。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ある。

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。

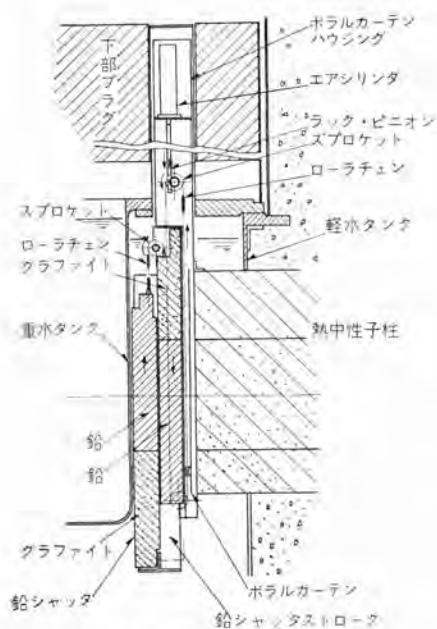


図 5.2 鉛シャッター、ボラルカーテン
Fig. 5.2 Lead shutter and Boral curtain.

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 を挿入してシャヘイする。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

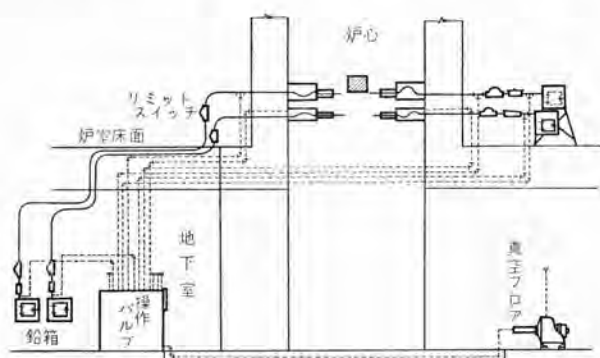


図 5.3 気送管配置図
Fig. 5.3 Pneumatic tube system.

となり、いずれも 2S 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、熱シャヘイ系統、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 の中において中性子の減速材、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 主重水ポンプ より重水熱交換器を通して炉心に戻される。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、フィルタを通して主重水ポンプ入口に戻される。なお重水貯そうへは 重水タンク より オーパフロー管を通して流入する。

主重水ポンプ 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 を働かす。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 熱シャヘイ冷却系統

熱シャヘイ 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。

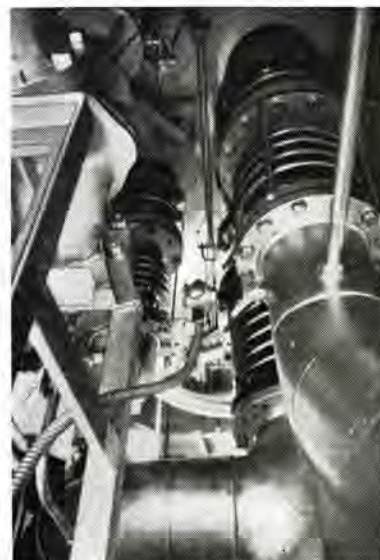


図 6.1 原子炉底面より見た重水出入管
Fig. 6.1 D₂O main piping to reactor tank.

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だ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系で、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、フ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とがあり、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フロア、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。

ヘリウムガスフロアは流量 27 l/min、吐出圧 250 mm 水柱のルーツフロアで、軸はメカニカルシールになっている。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、フロア自体をアルミの密閉箱中へ収め、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 3 m³、常用圧力 64mm 水柱で直径 1,800mm、高さ 2,000mm の大きさである。

形式はウィグンス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

27 l/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ン、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、300 mmφ 安全弁などがある。

6.6 排気系統

排気系統は各実験装置、熱シャヘ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、熱シャヘ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におくれでもって検知するためには、イオン箱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

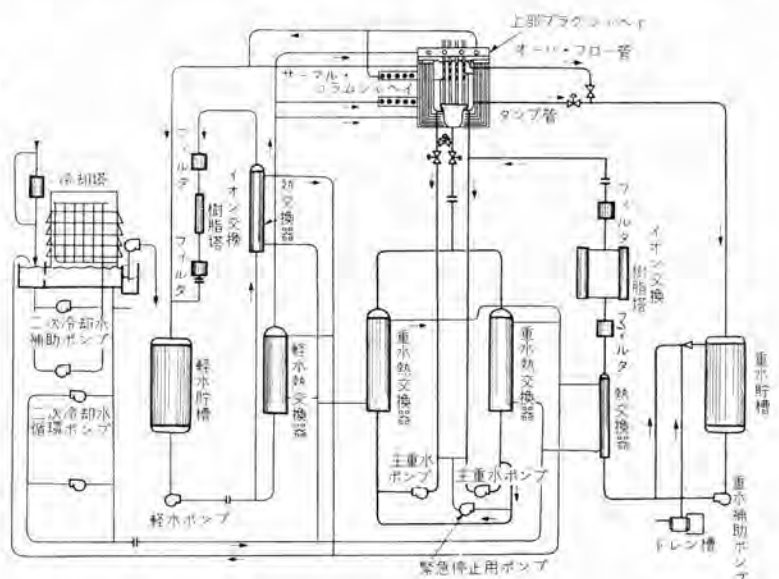


図 6.2 重水系、熱シャヘイ冷却系、二次冷却系フローダイアグラム

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

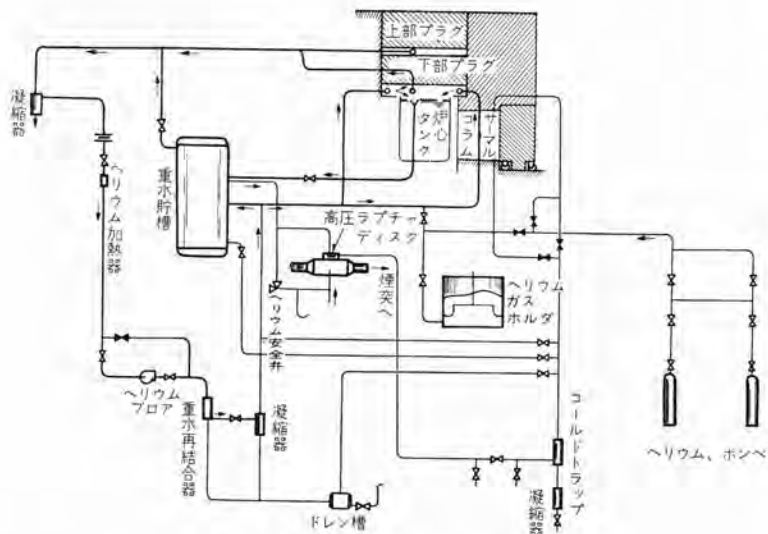


図 6.3 ヘリウムガス系フローダイアグラム

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.

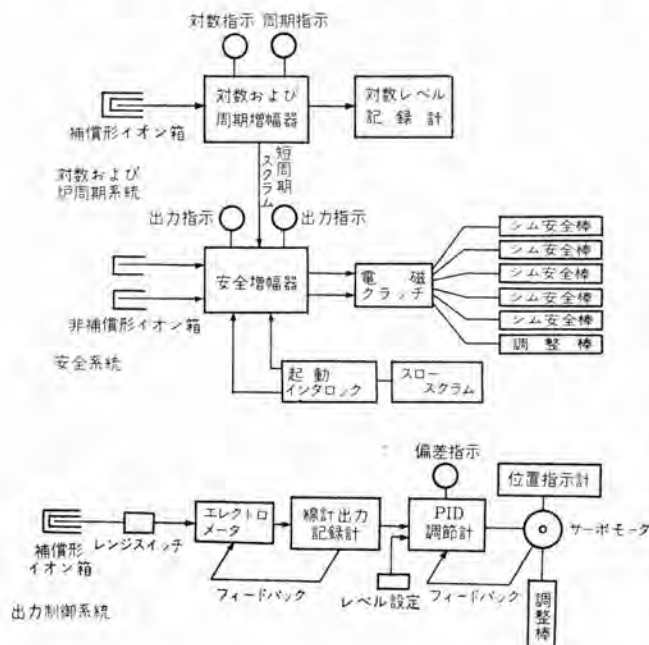


図 7.2 核計測系統ブロック線図

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、これの組立、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がつているので、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ヤヘ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、熱シヤヘイ体の一部が 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つて、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 $5 \times 10^{-5} \text{ A}$ 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ほ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ャ断する方法であり、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ャ断されてから、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を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オ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

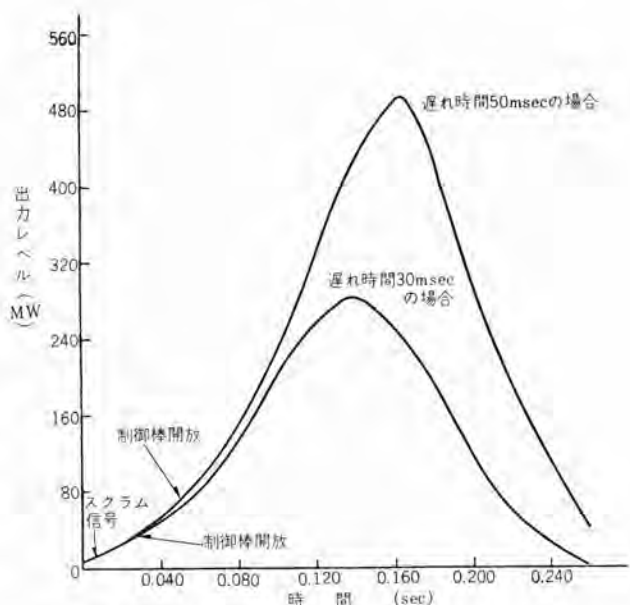


図 7.3 1.5%のステップ反応度による出力上昇
(制御棒開放遅れ時間が50 msecと30 msecの場合)
Fig. 7.3 Power burst for a +1.5% step change
in reactivity with 50 msec and 30 msec
delay in rod release.

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オ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ンマ線モニタ(ベータ線も測れる)があり、ガンマ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こ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って、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む方式であり、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、バ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} ΔK/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、各測定値を読み取るか、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むことはできない。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、圧力検出器はバルブ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、コンクリートのへ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。

JRR-2 研究用原子炉(1)・水野・長井・岸田・渡辺

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・ヘイ冷却系で、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) ザー および 赤ランプにより警報するもの

- a. 重水貯そうの低水位
- b. 重水ドレンそうの高水位
- c. 重水タンク出入口の温度上昇
- d. 重水リーク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. 軽水貯そうの低水位
- 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. 熱シヤヘイ系 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。

(5) 現地指示計器で測定値を指示するもの

- a. 熱シヤヘイ系 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. 熱シヤヘイ純化系 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. 重水貯そうの水位
- h. 軽水タンク の水位

- i. 軽水貯そうの水位
- 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よるのであるが AMF 社としては必要最少限にとどめたものと思われ、10 MW 熱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に思われる。

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) 莊 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 感光板の帯電特性	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 式窒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	小坂橋正康	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 素鋼帯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	フェライトパーアンテナ 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 超高压器	田 村 良 平	伊 丹
"	電気四学会連合大会	自立形超高压 オートバルブ 避雷器の諸特性	大 木 正 路	伊 丹
"-7-30	東海碓安四日市工場	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る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、制御についで概説しておく。

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に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単化できる。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本を乗除算およびけた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本とは純粋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、これは磁気ドラム別のトラッ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に指定する。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

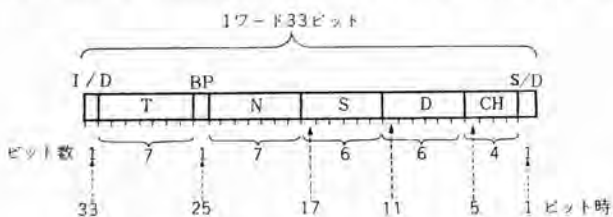


図 2.1 計算機内部における命令の構成
Fig. 2.1 Internal command form.

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う、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
	I/D	T	BP	N	S	D	CH	S/D	
データ転送命令	1	T	0/1	N	S	D	0	0/1	(S,T)の内容を(D,T)へCopy
	1	T	0/1	N	S	56	3	0	(S,T)の絶対値をARIに加算
	1	T	0/1	N	S	58	5	1	(S,T,T+1)の倍長語をARIに加算
	1	T	0/1	N	S	56	9	0	ARIから(S,T)を引く
並行演算可能な命令	0	0/1	0/1	N	60	00	0	0	MQ, ID, PN を Clear
	0	B	0/1	N	60	00	1	0	ID×MQ→PN (PNの古い内容は Clear)
	0	B	0/1	N	60	00	2	0/1	PN←ID→MQ
	0	B	0/1	N	60	00	3	0	ID×MQをPNの内容に加算
	0	B	0/1	N	60	00	4	0	MQを左シフト(指定ビット数)
	0	B	0/1	N	60	00	5	0	IDを右シフト(指定ビット数)
	0	B	0/1	N	60	00	6	0	MQを左へIDを右へ同時シフト
	0	B	0/1	N	60	00	7	0	MQをデマルチプレクサ
その他の演算命令の例	1	T	0/1	N	C	60	2	0	命令を取出しラインをCに変える
	1	T	0/1	N	S	60	4	0	次の命令は(S,T)の内容にしたがう
	0	T	0/1	N	61	01	8	0	ARIの内容をタイプアウト
	1	T	0/1	N	S	61	15	0/1	(S,T)が zero かどうかの test
	1	T	0/1	N	62	D	0	0	(40,T)と(41,T)の論理積を(D,T)へ入れる
	1	T	0/1	N	S	62	11	0	※(ARI)×(S,T)の積をARIへ入れる(固定小数点)
	1	T	0/1	N	S	63	01	0	※(ERS)±(S,T)の和をERSへ入れる(浮動小数点)
	0	T	0/1	N	63	00	0	0	入出力動作を中止する

S=60の部類は3章で説明する並行「乗除演算」(一部インデックス・レジスタ関係で使用)
D=60の部類は命令を取出しラインの指定、計算機モードの設定
S=61の部類は入出力動作、D=61の部類はテスト動作
D=62の部類は EXTRACT S=63の部類は入出力に関する制御
※D=62, 63の部類は6章以下で説明する高速演算回路に関する命令
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1
ライン58:倍長語の累算器1
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:1D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。

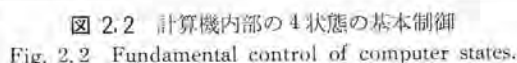
2.2 計算機の基本的制御動作

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が一つの状態にある。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期の状態(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期状態(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状態をへて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状態をへて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部を適当に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からである。

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」



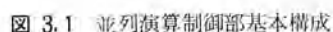
3. 並行演算方式

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

そしてこれは、一般に加減算を行なうレジスタと、乗除算、シフト移動など（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。

以上のような考えから、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にした。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。

さて命令読取り (RC) 状態で、第 17 ビット 時までには命令の S/D, CH, D, S の各部を static な命令 レジスタ CS R に ゲート 1 を通して読み込む。そこでその内容は デコーダ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



計数形電子計算機の特種演算高速化方式・豊田・中塚・吉江・前田・首藤・壺井・菅・魚田

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 に写し取られる。

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」が行なわれるのであるが、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、 γ 移動、 γ フラッシュ 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 に写し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こりうる。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 ドラム回転待つばかりではない。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もよいのであるが、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 なる信号が出ているときに別の「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

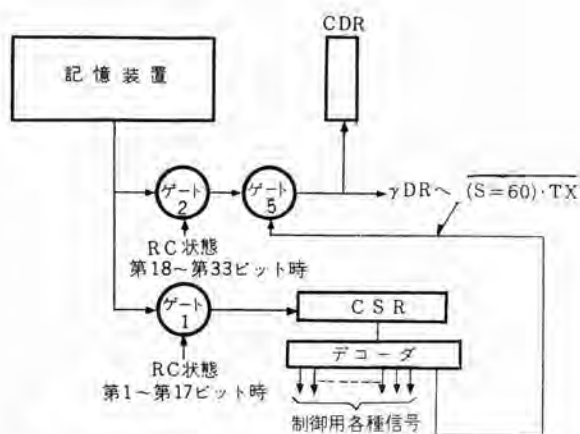


図 3.2 並行演算遂行中次の並行「乗除演算」命令を読み込みを防止する機構

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して動作をつづける。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 信号がなくなっておれば、こんどはゲート 5 を信号が通っ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から

上述のように「乗除演算」を行ない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係あ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っ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 信号が出ている間に、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っ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って、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。

機能的に言えば、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ぐ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

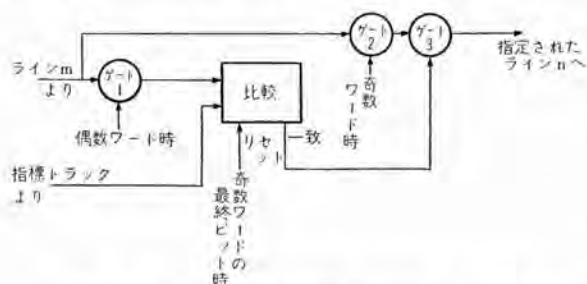


図 4.1 データ選別命令に関する回路ブロック図

Fig. 4.1 Block diagram on data selection operation.

の偶数ワードに置いておき、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ずつ処理することにリセットするようになっている。

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								→48.00
00	0	01	03	63	00	8	SET C-Mode	33	1	34	35	62	53	6	(48·AR I) ₁ →AR I
03	0	03	03	00	61	X	Wait Ready	35	0	14	36	60	00	5	Shift # _a =(ID ₀)
04	0	06	05	61	00	W	Gate Type in								14 Bits
05	0	05	05	00	61	X	Wait Ready	36	1	37	38	62	49	6	(48·AR I) ₁ →49,01
06	1	08	09	47	56	0	(47,00)→AR I	38	1	39	41	62	56	7	(48·AR I) ₁ →AR I
09	0	14	14	56	44	0	(AR I) ₁ →L44	41	1	42	43	62	56	7	(48·AR I) ₀ →# ₁ # ₁ →AR I
14	1	15	16	34	48	0	(34,15)=000000ZZ →48.01	43	1	44	45	43	48	0	(43,00)=0000ZZ00 →48.00
16	1	17	18	62	57	6	(48,AR I) ₁ →AR II	45	1	46	47	62	58	7	(48·AR I) ₀ →α→AR III
18	1	19	20	34	57	9	(34,19)=α/ /"x2 ⁻³² →AR II	47	1	48	49	62	56	7	(48·AR I) ₀ →# ₁ # ₁ →AR I
20	1	21	23	57	61	Z	(AR II) ₁ →0? No to 23 Yes to 24	49	1	50	51	34	60	0	(34,50)=000z0000 →48.00
24	1	25	27	47	61	Z	(47,01) ₁ →0? No to 27 Yes to 28	51	1	52	53	62	57	7	(48·AR I) ₀ →# ₁ →AR II
27	1	28	30	62	57	4	(43·44) ₀ →AR II	53	1	54	55	62	48	6	(48·AR I) ₀ →# ₁ →48.00
30	1	31	34	34	57	9	(34,31)=α"x2 ⁻³⁴ →AR II	55	1	56	57	48	56	6	(48,00) ₁ →AR I
34	1	35	39	57	61	Z	(AR II) ₁ →0? No to 39 Yes to 40	57	0	60	60	56	56	5	(AR I) ₁ →AR I (2Shift)
39	1	40	44	62	56	5	(43·44) ₀ →AR I	60	1	61	62	57	56	5	(AR I) ₁ →AR I
44	1	45	46	62	56	6	(48·AR I) ₁ →α→ID ₁	62	0	68	69	56	56	5	(AR I) ₁ →AR I (5Shift)
46	1	47	48	62	56	6	(48·AR I) ₁ →# ₁ →AR I	69	1	70	71	34	49	0	(34,70)=ZZZZZZZZ →49.00
48	1	49	51	02	60	2	Jump to Other Line	71	1	73	75	47	61	U	(47,01)>>0? (=0) to 75
Extractor Set by Loader								76	1	77	79	05	05	0	Do Nothing (50)
0000ZZ00	=	(40,02)	000000ZZ	=	(43,03)			77	1	78	79	34	56	5	(34,76)=8x2 ⁻¹² →AR I (<0)
00ZZ00ZZ	=	(40,03)	0000ZZ00	=	(43,00)			79	1	80	81	53	56	5	(ID ₀)→# ₁ x2 ⁻²² →AR I
ZZ000W00	=	(40,00)	00ZZ0000	=	(43,01)			81	1	82	83	58	57	4	(AR III) ₁ →α→AR II c
0000ZW00	=	(40,01)	ZZ000000	=	(43,02)			83	1	84	85	34	57	9	(34,82)=α"x2 ⁻³⁴ →AR II
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								85	0	90	90	57	57	5	(AR II) ₁ →AR II (4 Shift)
								90	1	91	93	49	56	5	(49,01)=# ₁ # ₁ →AR I
								93	1	94	95	57	56	5	(AR II) ₁ →α ₁ →AR I
								95	1	96	99	47	48	0	(47,00)→48.00
								99	0	00	32	37	56	W	Selective Add #OP From L.37
								32	1	33	34	01	60	2	Jump to Other Line

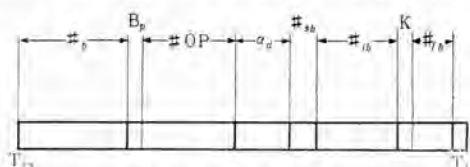
表 5.2 シンボリック 相対的単 アドレス 命令の例

無番地命令	halt () bell () a → b # ₁ O () b → a # ₁ O () tloc () t# ₁ c# ₂ () # ₁ → 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。 ##個の tab 動作と##個の carriage return を行え。 10進数# ₁ に対応した2進数を# ₁ 番目の b レジスタに入れよ。
番地指定命令	# ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ () : add () # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ (-) : cad () # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ O () : mlt () # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ O () : div () # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ O () : vid () # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ O () : ja>O () # ₁ # ₂ # ₃ αOO () : nptp () # ₁ # ₂ # ₃ αOO () : rdtp () # ₁ # ₂ # ₃ αOO () : cmin () # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ O () : jump () e, t, c.	# ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地の内容を a レジスタへ10# ₁ だけスケールファクタを増加して固定小数点加算せよ。 # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地の内容を a レジスタへ10# ₁ だけスケールファクタを減じて固定小数点タリヤ加算せよ。 a レジスタ内容に# ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地内容を浮動小数点乗算し a レジスタに残せ。 a レジスタ内容を# ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地内容で浮動小数点除算し a レジスタに残せ。 # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地内容を a レジスタ内容で浮動小数点除算し a レジスタに残せ。 a レジスタ内容が正なれば# ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地へ飛び、そうでなければ直後の命令へ行け。 000 α 0 番地から # ₁ # ₂ # ₃ α 0 番地までの内容をテープへパンチせよ。 テープリードして 000 α 0 番地から # ₁ # ₂ # ₃ α 0 番地へ情報記憶せよ。 命令をタイプインして# ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地へ記憶せよ。 # ₁ # ₂ # ₃ α# ₄ # ₅ # ₆ 番地へ無条件で飛び、

〔注〕 #₁ : 100 位の 10 進数 0~3
#₂ : 10 位の 10 進数 0~9
#₃ : 1 位の 10 進数 0~9
α : u, v, w, x, y, z の何れか
#₄ : インデックスレジスタ番号 0~9
#₅ : 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 x 300 jumpb () 3 番の b レジスタ内容でモティフエされた 235 x 番地へ無条件で飛び、

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



#₁ : 2 ケタ 10 進数 #₂#₃ に対応した純 2 進数 00000000~01100011
B_p : ブレークポイント (0 または 1)
#OP : 内部の純 2 進数的オペレーションコード 00000000~01111111
αd : アルファベット a~z を純 2 進数 0001~0110 にデコードした数的コード
#₄ : 10 進数 #₄ に対する純 2 進数 00~11
#₅ : 10 進数 #₅ に対する純 2 進数 00~1001
#₆ : 10 進数 #₆ に対する純 2 進数 000~111
K : 増感スケールまたは減感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ディ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 にはアルファベチ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、それぞれコードデシマル、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字的オペレーションコードを、これらの表中から累算器 1 (ARI) に選択加算(たとえば halt に対して 119×2⁻¹⁰; add に対して 88×2⁻¹⁰)して全体の変換が終了し、ARI 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 右シフト 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。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す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いる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

*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ができ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、入出力のつと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を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のように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
計数形電子計算機の特種演算高速化方式・豊田・中塚・吉江・前田・首藤・壺井・菅・魚田

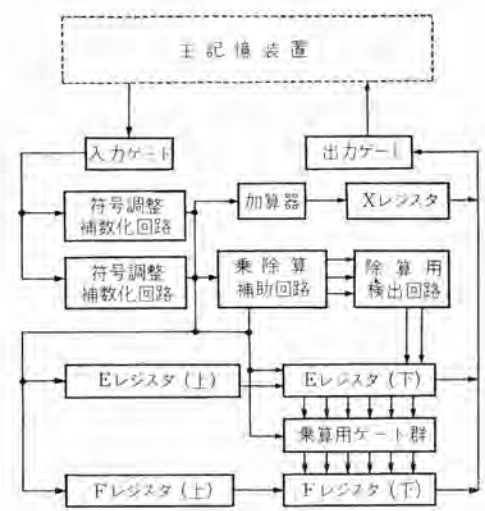


図 6.1 高速演算回路の構成

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)
	FX. Multiply	X を (AR) に掛けて結果を AR に残す	4 (8)
	FX. Divide	X で (ER) を割って結果を ER に残す	13 (48)
数 変 換	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.	$A_i \times B_i$ を C_i に入れる	4 (8)***
	FL. Grp. Scale	$(AR) \times B_i$ を C_i に入れる	4 (8)***
	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.	$A_i \times B_i$ を C_i に入れる	4 (8)***
	FX. Grp. Scale	$(AR) \times B_i$ 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.		1 (2)***
	FL. Table Look.	(X_i のうち $X_i > (ER)$ である最初のものを) 選んで ER に入れ、 i 番号を AR に入れる	1 (2)***
	FX. Table Look.#1		1 (2)***
演 算	FX. Table Look.#2	$X_i = (ER)$ をみつけて i 番号を AR に入れる	1 (2)***
	FX. Table Look.#3	$X_i = (ER)$ 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 η 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 η 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 ξ, η 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	$\begin{array}{ c c } \hline 32 & 1 \\ \hline x & \xi \\ \hline \end{array}$	$\begin{array}{ c c c } \hline 24 & 8 & 1 \\ \hline x & \xi & \eta \\ \hline \end{array}$
2倍精度	$\begin{array}{ c c } \hline 65 & 1 \\ \hline x & \xi \\ \hline \end{array}$	$\begin{array}{ c c c } \hline 57 & 8 & 1 \\ \hline x & \xi & \eta \\ \hline \end{array}$

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。加算形になっ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とする。加減算に必要な操作を列記すると次のとおりである

- 小さい指数をもつ数の仮数部を必要な η 数だけ右に η 移動し、その η 数だけ指数を増して2数の指数部を合わせる
- 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
- 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くり、前記のように直列方式で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ワードずつ、2倍精度演算では2ワードずつ持続する。

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、 η 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 ξ と η の差を作ってXRに入れる。この差はあとで使うときの便宜を考えて、 ξ, η のどちらが大きくてもつねに、 $|\xi - \eta|$ の 2^8 に対する補数が得られるように工夫しておく。 $\xi = \eta$ 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)、 $|\xi - \eta|$ の補数をXRに

入れ、 ξ 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 η 移動して加算のための η 合わせを行なう。DF1の内容を調べれば ξ 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 η 移動すればよい。 η 移動の期間中 XR をカウンタとして動作させ、1 η の η 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 $|\xi - \eta|$ の 2^8 に対する補数となっているため、 η 合わせのために必要なだけ η 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 η 移動をやめればよい。 $\xi = \eta$ 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、 η 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。 $\xi \neq \eta$ 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、 $\xi = \eta$ 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、 $\xi = \eta$ のとき仮数部の η 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 ξ 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、大きい指数の補数が XR に、 x 、 y は η 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 EI 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 に入れる。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 η 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 η 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 η 移動し、1 η 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 にはいつている。

(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 η での1だけの補正のために加算器の η 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り、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り出すと同時にこなして時間をかせぐ。

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フラ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。

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ワード時の間に仮数の積を作る。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

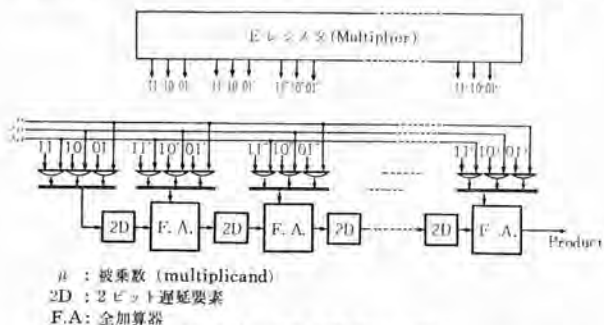


図 7.2 高速乗算基本回路

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挙にやっつけ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、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にはいっている。

(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へ移動はたかだか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て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 に入れる。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 に入れる。

(2) 仮数の除算

除算はその性質上乘算のように集積算と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、その際一度に何々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 々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、そのときまでの剰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剰余（たとえば商として011がたったあとでは前の剰余から除数の3倍を引いたもの）をどうして作るかが問題となる。

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剰余から除数の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

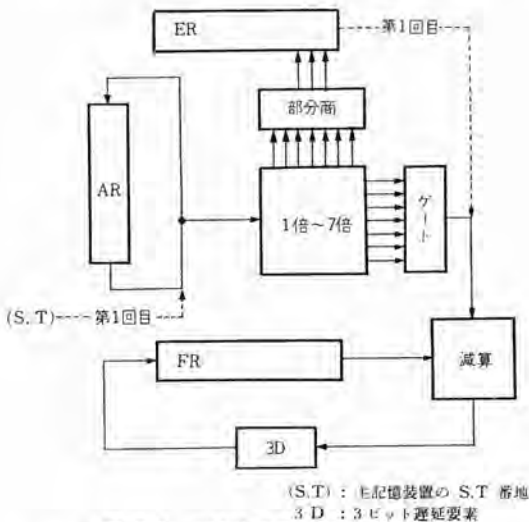


図 7.3 高速除算基本回路の構成
Fig. 7.3 Simple diagram of high speed division circuit.

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、前の剰余だけをそのまま遅延装置にまわしておき、新しい剰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り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剰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、乗算のくり返して変換を行なう方法をとる。

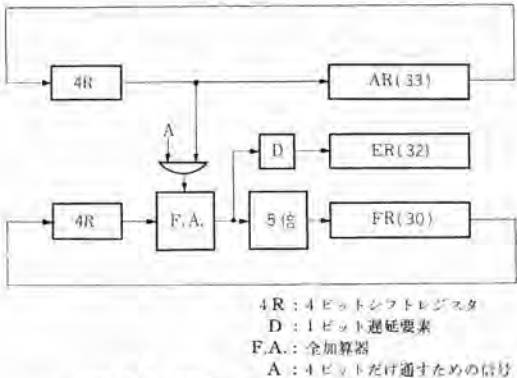


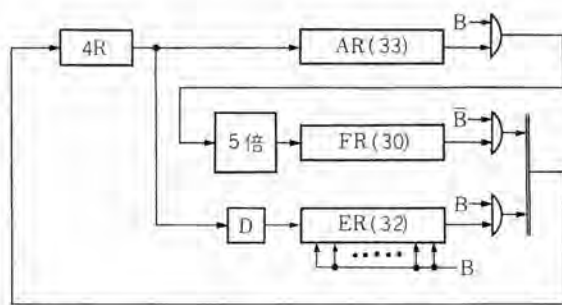
図 7.4 10進—2進変換回路の構成
Fig. 7.4 Simple diagram of decimal-to-binary conversion circuit.

m 々の 10 進整数

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

で各々がバイナリコードデシマル表示されて直列式に並べられ全体で $4m$ 々の 2 進数的な数を構成しているとす。これを純 2 進数にするには、 D_1, D_2 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 進の各々を次々と処理するにはシフトレジスタの振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々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られよい。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

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が 10 進小数第 1 ケタのバイナリコードデシマル表示になり、残りの小数部にふたた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 進のスケールアップを受けているから、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みに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(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、本文中にの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処できることになり、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。擱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・嶋村・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: BIDECA 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 Takashi KITSUREGAWA・Yoshihiro TAKEICHI
Electronics Works 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。

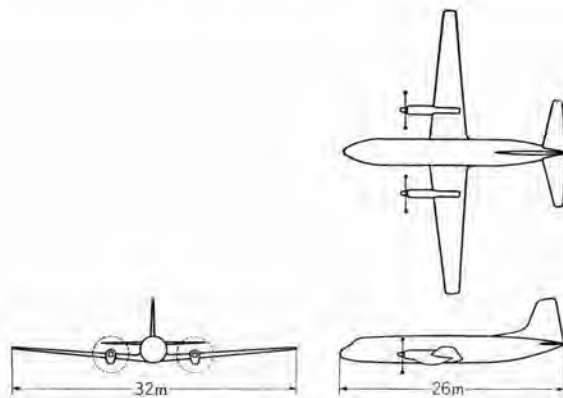


図 1.1 中形輸送機 YS-11

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であるので、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プ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。

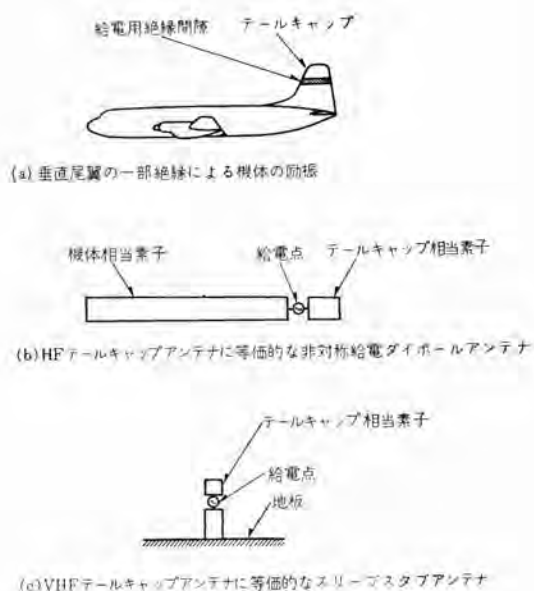


図 2.1 テールキャップアンテナ 原理図
Fig. 2.1 Illustration of a tail-cap antenna and its equivalent dipole or unipole.

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な電気的長さをもち、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、垂直尾翼もまたはなほ不十分な電気の高さとなるから、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で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ピ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。このようにインピ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に、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、良好なインピ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 度の角度範囲内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

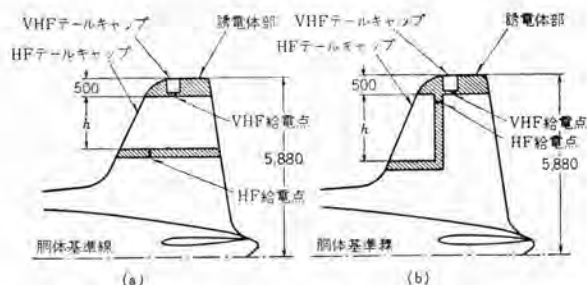


図 3.1 中形輸送機 YS-11 用として設計した HF および VHF テールキャップアンテナ

(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氣的結合を小さくして、航空機の前方斜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。前者は電氣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氣的利点、すなわち構造的には、絶縁間隙が垂直安定板後部主桁と、方向舵およびその平衡機構とを横切らないこと、電氣的には、絶縁間隙にフィルタを使用せず、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付けうる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は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は、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られ、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.

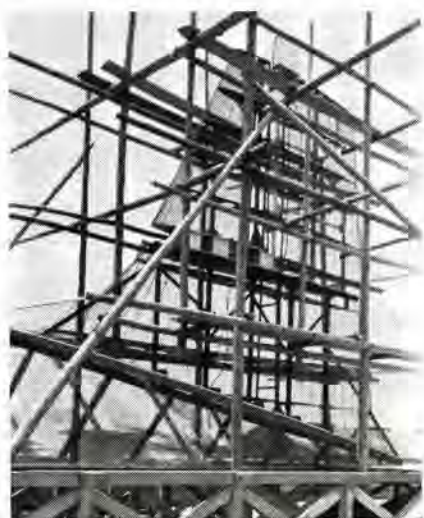


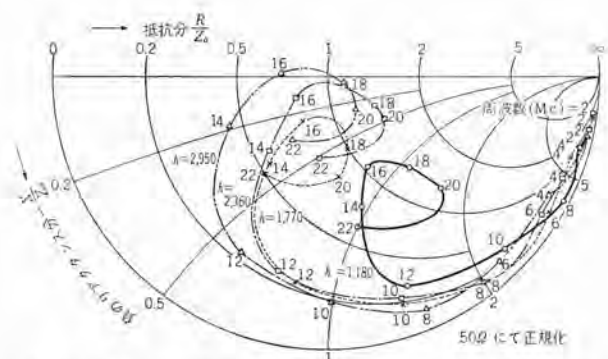
図 4.2 VHF テールキャップアンテナインピーダンス特性測定用中形輸送機 YS-11 後部擬実物大模型

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

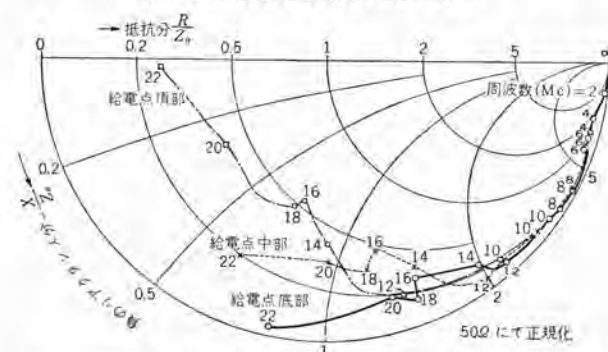
型はインピーダンス測定の目的に対して必要な最小限の機体範囲^{(3)~(5)}を、できるだけ簡単な構造で擬似してある。垂直尾翼は、その上端から測って 500 mm のところから下を、銅板および細目黄銅網を用いて、外面形状寸法を実機設計図どおりに整形し、HF テールキャップを構成するための絶縁間隙を設けてある。水平尾翼はアルミニウム板を用いて、また胴体後部は細目黄銅網を用いて、それぞれ電氣的に必要なところまでを擬似してある。この模型の垂直尾翼上端に VHF テールキャップを設けてある。

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 $h=1,770$ 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か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、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パ導体および並列コイルを取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 Mc (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に考えてある。

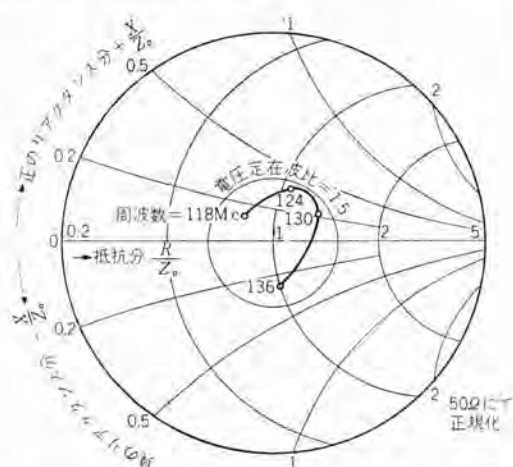


図 4.4 VHF テールキャップアンテナ入力インピーダンス
HF テールキャップアンテナは L 形絶縁間隙形式 (図 3.1 (b)) で、
キャップの高さ $h=2,360$ mm、給電点は頂部
Fig. 4.4 Input impedance of the VHF tail-cap antenna.

(2) 放射指向特性

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 Mc において放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 Mc、中心周波数 127 Mc、および最高周波数 136 Mc 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 は放射電界成分を、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 放射が有効に行なわれ、 E_ϕ 放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放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と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

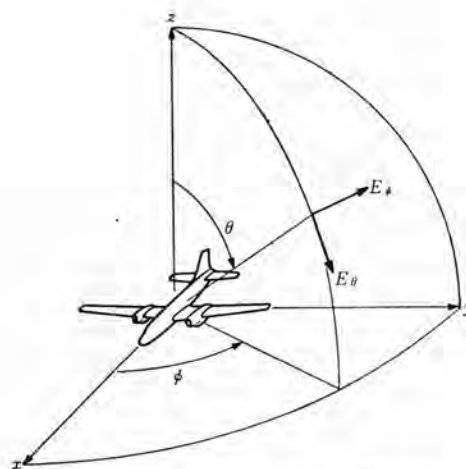


図 4.7 輻射指向特性表示のための座標系

Fig. 4.7 Coordinate system for designation of radiation pattern.



図 4.5 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.

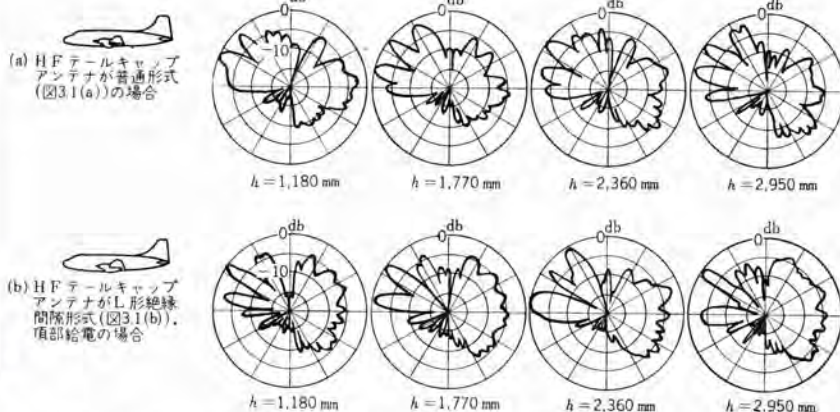


図 4.8 VHF テールキャップアンテナ の輻射指向特性に及ぼす HF テールキャップアンテナの影響

周波数 127 Mc, 偏波 E_θ

Fig. 4.8 Effect on the VHF tail-cap antenna radiation patterns caused by the HF tail-cap antenna.

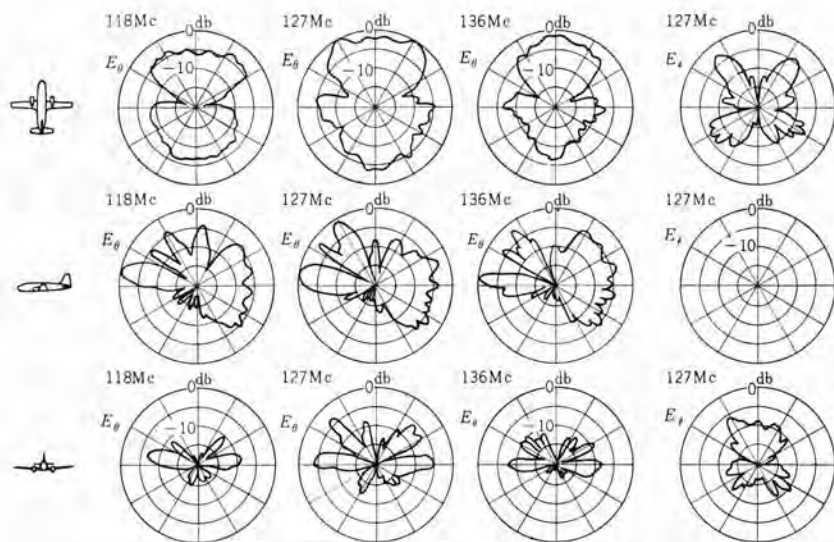


図 4.6 VHF テールキャップアンテナ の輻射指向特性

HF テールキャップアンテナは L 形絶縁間隙形式(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.

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 は周期的変化をする。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 $h=1,770 \sim 2,360$ mm 程度のときが、図4.8(b)では $h=2,360 \sim 2,950$ 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。すなわち、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、まずHF テールキャップの高さ 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 テールキャ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

究補助金によったものである。

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いて、VHF 通信用テールキャ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、ならびにキャ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：航空機用テールキャップアンテナ、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：航空機用テールキャップアンテナ、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：航空機用テールキャップアンテナ「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+断器	"	261889	稲塚輝男	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	牟田克巳	無線機
"	着火断続器 レバー	"	513162	中谷礎雄	姫 路
"	指標直線運形式 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	牟田克巳	無線機
"	車両用充電兼点灯装置	"	513640	星光光清	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

GM 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附けた エリコン 56 形地对空誘導飛しょう体の概略を述べておこう。この地对空誘導飛しょう体 (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ラルダイト接着剤で固め、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が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。機体内の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ビン発電機、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。高圧ガスシリンダ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。高圧ガスが供給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、このローリングをとくに制御せずロール・フリーの状態を飛しょうを続ける。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.

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、 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

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

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

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j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ナ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j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j機構を作動させるために用いられる。アンケーj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 ϕ の小穴があけてある。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jレバーを押し上げてロータをアンケーj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jレバーはロータをアンケーj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.

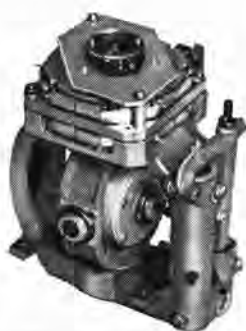


図 3.2 フリージャイロ
Fig. 3.2 Free gyro.

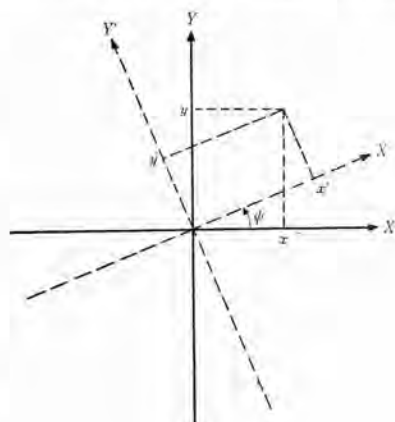


図 3.3 ローリングによる座標変換
Fig. 3.3 Coordinate transformation due to rolling.

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替える。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タコンデンサによって行なう。この二つのコンピュータコンデンサのロータはフリージャイロの外側ジナ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。コンピュータ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う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ダ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して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、すなわちピッチングとヨーイング 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 , 最大ジナル変位は ± 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。ジナ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た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 $-40^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 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初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ある。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ある。

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 4.4 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 4.3 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、コンタ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)

飛しょう中機体内の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。機体によ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関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 が規定された関数 $f(x)$ 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が入れている。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われている。

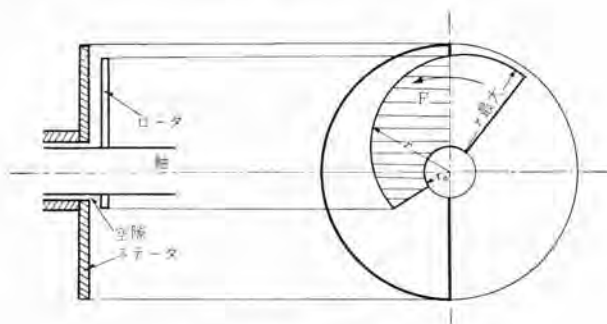


図 4.5 ステータとロータ
Fig. 4.5 Stator and rotor.

エリコン 56 形誘導飛しょう体を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関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。さらにいっそう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。ベローズおよび時計仕掛が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

たが、設計法、使用材料、加工、組立、試験等についてはなにご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*・蓑輪 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, hanpering 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-86Fジェット戦闘機、川崎航空機工業（株）のT-33Aジェット練習機およびP2V-7対潜哨戒機とあいついで国産が進められて来た。

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℃、高温+57℃、海面上から高度50,000ft(15,250m)までのいかなる飛行状態でも満足に機能を発揮し、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 (規格)	ポンプ特性			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 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 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 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 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.

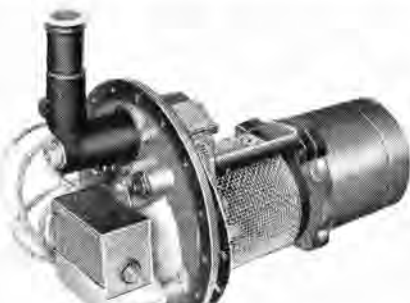


図 2.3 燃料ブースタポンプ
形式 MDK-TF 29600-2
Fig. 2.3 Fuel booster pump,
type MDK-TF 29600-2.



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

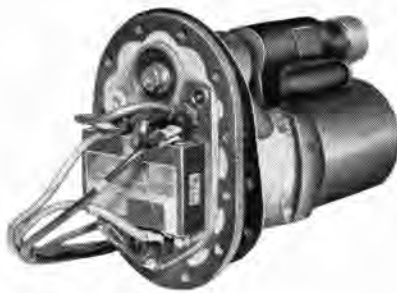


図 2.5 燃料 プースタポンプ
形式 MDK-TF 55000-2
Fig. 2.5 Fuel booster pump, type
MDK-TF 55000-2.

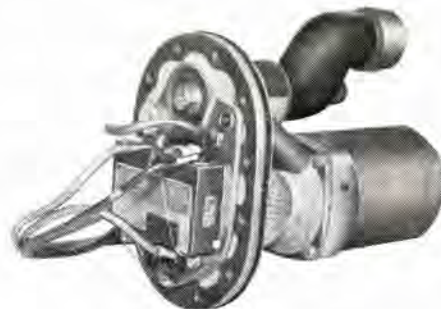


図 2.6 燃料 プースタポンプ
形式 MDK-TF 55000-4
Fig. 2.6 Fuel booster pump, type
MDK-TF 55000-4.

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

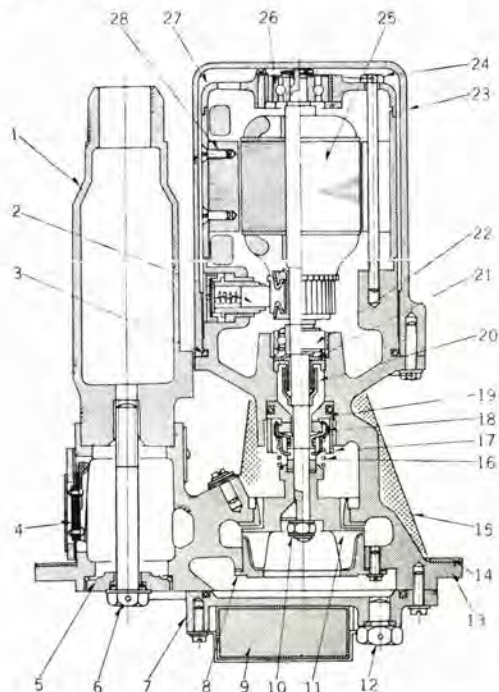
燃料 プースタポンプ は、機体の胴内および翼端に内蔵された燃料タンク内に浸漬して取付けられており、エンジン駆動の主燃料ポンプの補助として、エンジン運転時に燃料を所要圧力に調整して、燃料タンクからエンジンに供給したり、燃料タンク間の燃料の移送のために使用される。また仕様により正常定格および緊急定格の使いわけをして、正常は通常時の燃料の供給のために、緊急はエンジン駆動の主燃料ポンプの運転に欠陥を生じたばあいおよび離陸時または飛行中の非常時における燃料の不足を補充供給するばあいなどに使用する。

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

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 ベーパーロック 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	押しパネ	26	玉 軸 受
7	ボリユートカバー	17	締付金具	27	ブラケット
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	セルフロックナット	20	ラビリンスシール		

図 4.1 構造概略図

Fig. 4.1 Sectional view of typical fuel booster pump.

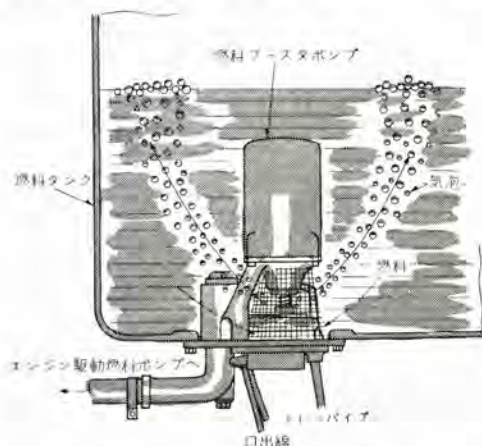


図 3.1 燃料 プースタポンプ の運転状態

Fig. 3.1 Operating condition of 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。燃料ブースタポンプは、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、押しパネで固定シールに $0.65 \sim 0.70 \text{ kg/cm}^2$ で押し付けており、しゅう動面はラッピングで粗度 0.06μ 以上に仕上っている。さらに燃料の漏れ止めを完全にするためラビリンス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って外部へ排出するが、漏れは毎時 2 cc 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料性合成ゴム 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

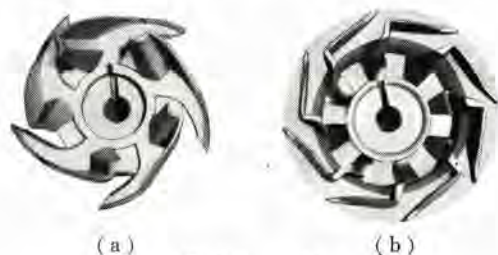


図 4.2 インペラ
Fig. 4.2 Impeller.

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湾曲した 5 枚の羽根を有するもの (a) と湾曲した 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鋳造で精巧に造ってある。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

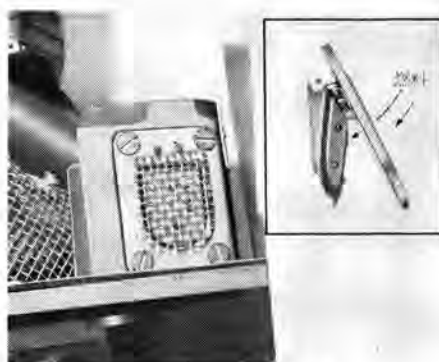


図 4.3 バイパスバルブ
Fig. 4.3 By pass valve.

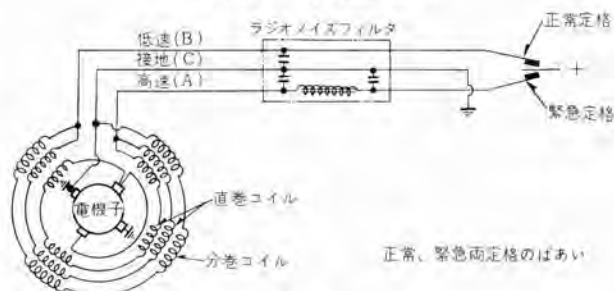


図 4.4 結線図
Fig. 4.4 Connection diagram.

があると渦を生じて大きな摩擦損失になるので鈑肌のカエリは、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、四極直流復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箇所はすべてアースすることにより電気的シールド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、軽量で強靱性のあるアルミ合金鋳物を多く使い、鋳造品は鋳物検査基準 MIL-C-6021 B 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、アワ、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 ムッキ 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否を確認する。

(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

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、シールドレソ口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滿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) 校正試験

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 シール洩れ

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、放射性障害波は、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

つぎの 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校正試験を実施する。

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校正試験を実施する。

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校正試験を実施する。

表 6.1 適用規格と試験項目

形 式	MDK-TF31400-3	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	○ 1~3
(3) 外部漏洩試験	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(4) 防爆試験	○ 3	○ 1	○ 1	○ 1
(5) すり合せ運転	○ 1~6	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(6) 校正試験	○ 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	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3
(9) 電圧変動試験	○ 6	○ 1	○ 1	○ 1
(10) 起動電流試験	○ 3	○ 3	○ 1	○ 1
(11) 無線障害試験	○ 3	○ 3	○ 1	○ 1
(12) 耐燃料試験	○ 1	○ 1	○ 1	○ 1
(13) 極限温度試験	○ 1	○ 1	○ 1	○ 1
(14) 圧力損失試験	○ 6	○ 1	○ 2	○ 2
(15) 吐出試験	○ 1	○ 1	○ 2	○ 2
(16) 高度試験	○ 6	○ 1	○ 2	○ 2
(17) 空運転試験	○ 4.5	○ 1	○ 2	○ 2
(18) 耐腐試験	○ 1	○ 1	○ 2	○ 2
(19) 加速腐食試験	○ 2	○ 2	○ 2	○ 2
(20) 耐久試験	○ 1~3	○ 2	○ 3	○ 3
(21) 再校正試験	○ 1~3	○ 2	○ 3	○ 3
(22) 耐湿試験	○ 2	○ 2	○ 3	○ 3
(23) 分解検査	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3	○ 1~3

e. 温度 $68\pm3^{\circ}\text{C}$ 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、低温状態のまま性能が満足であること。高温 $54\pm3^{\circ}\text{C}$ で72時間放置後、高温状態のまま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、ポンプをとおるときの損失が制限値以下であること。

(15) 汲出試験

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 $1\pm1/8$ 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行ない、その汲出性能を記録する。

(16) 高度試験

燃料を1分間 $0.6\sim2.2^{\circ}\text{C}$ の割合で $43.3\pm0.5^{\circ}\text{C}$ 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の燃料を汲出後、空の状態です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(ケトミウムカビ、黒カビ、こうじカビ、青カビ、ケカビ)を室温 $30\pm2^{\circ}\text{C}$ 、相対湿度 $95\pm5\%$ 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、 $52\sim57^{\circ}\text{C}$ 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

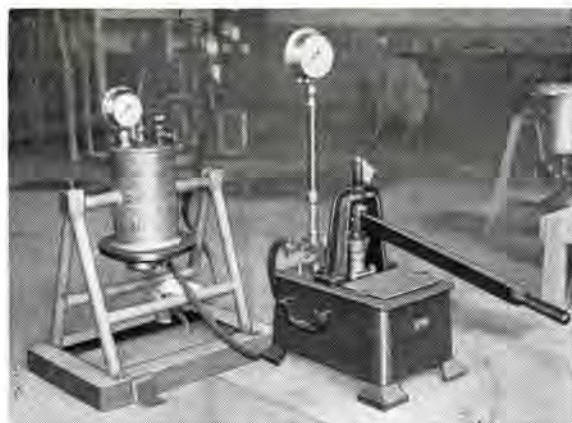


図 6.1 外部漏洩試験装置
Fig. 6.1 View of external leakage test equipment.

表 6.2 外部漏洩試験値

形 式	加圧圧力 (psi)	加圧時間 (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) 再校正試験

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 $95\pm5\%$ で室温 $20\sim30^{\circ}\text{C}$ から2時間で 71°C に上昇し、6時間保温、16時間で $20\sim30^{\circ}\text{C}$ 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

燃料ブースト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	
	MIL-G-5572B, Grade 100/130		MIL-G-5572B Grade 80/87	MIL-F-7024A Type II	MIL-G-5572B, Grade 115/145	
使 用 燃 料						
流 量 (lb/h)	1,800		2,513	4,500	2,250	
定 格						
制限値 (psi)	正 常	緊 急	正 常	正 常	正 常	緊 急
電圧変動 (V)	1.5	2.0	2.0	2.0	1.4	1.4
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。鋳物部品は、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、組立の際も部品取付ネジは、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) 校正試験

ポンプ性能を確認するための試験で、すり合せ運転後定

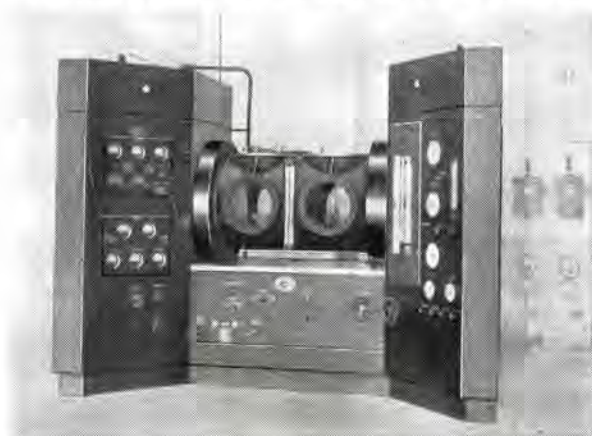


図 6.2 燃料ブーストポンプ試験装置
Fig. 6.2 Fuel booster pump test stand.

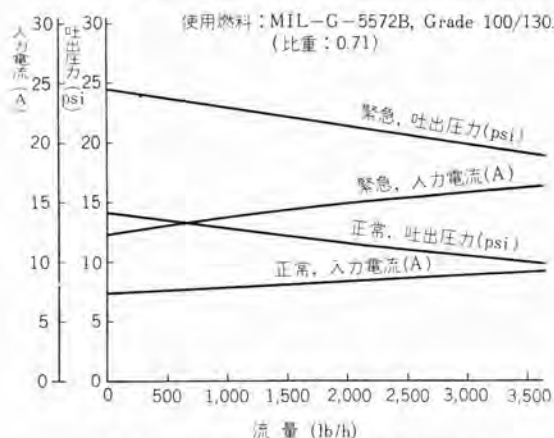


図 6.3 形式 MDK-TF 31400-3 特性曲線
Fig. 6.3 Characteristic curves of type MDK-TF 31400-3.

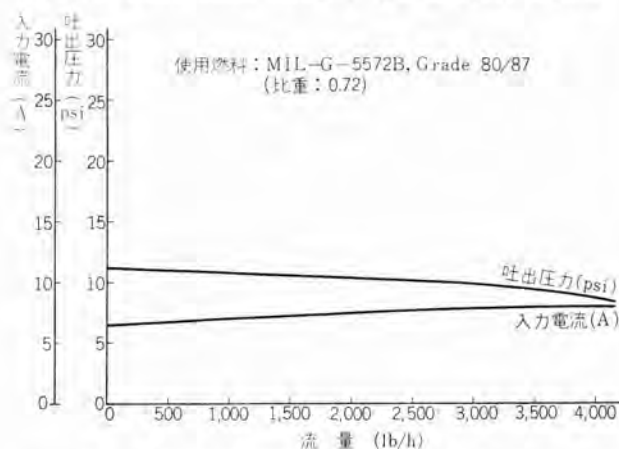


図 6.4 形式 MDK-TF 29800-1 特性曲線
Fig. 6.4 Characteristics curves of type MDK-29800-1.

航空機用燃料 ラースタポン・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。

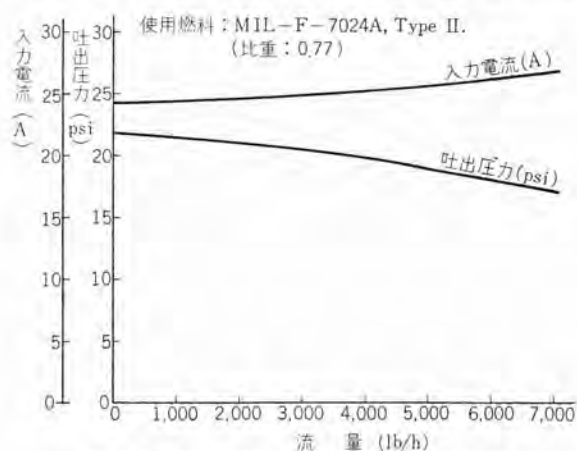


図 6.5 形式 MDK-TF 29600-2 特性曲線
Fig. 6.5 Characteristic curves of type MDK-TF 29600-2

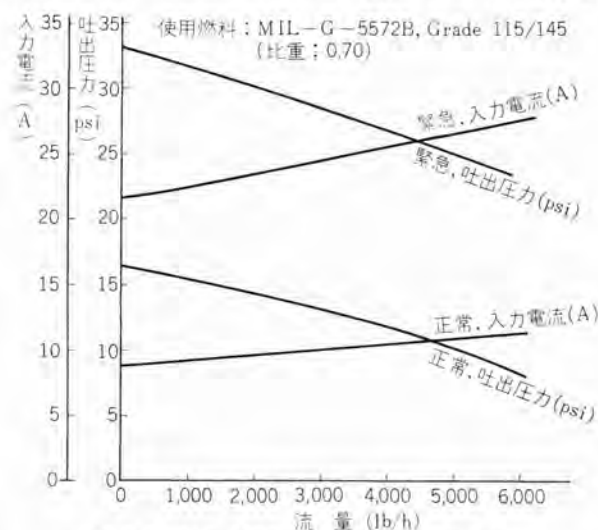


図 6.6 形式 MDK-TF 55000-2 特性曲線
Fig. 6.6 Characteristic curves of type MDK-TF 55000-2

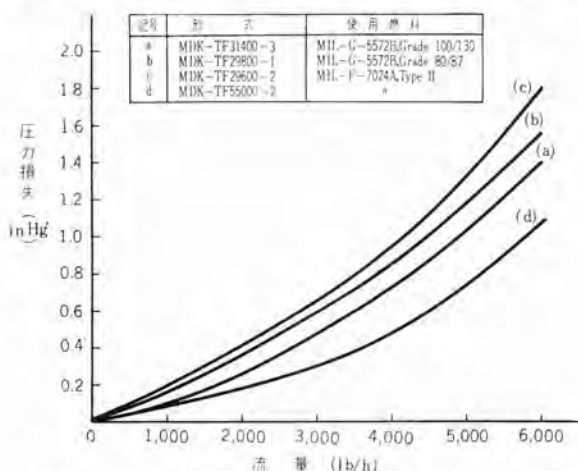


図 6.7 圧力損失特性曲線
Fig. 6.7 Characteristic curves of pressure loss.

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、漏洩損失を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

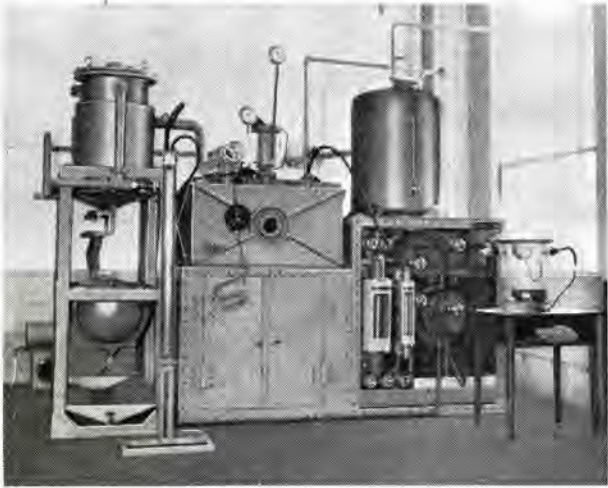


図 6.8 高度試験装置
Fig. 6.8 View of high altitude test equipment.

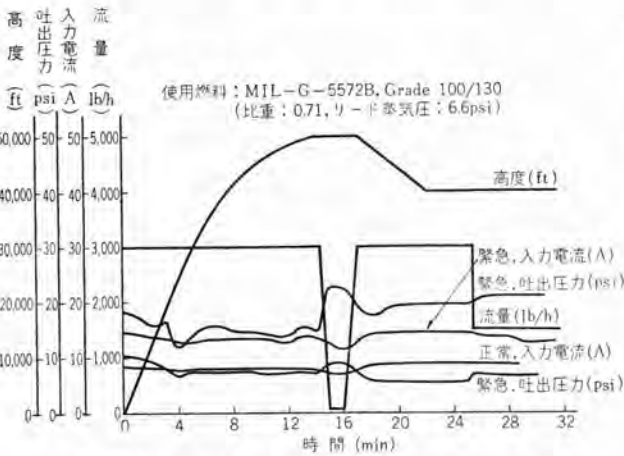


図 6.9 形式 MDK-TF 31400-3 高度特性曲線
Fig. 6.9 Characteristic curves of type MDK-TF 31400-3 for high altitude.

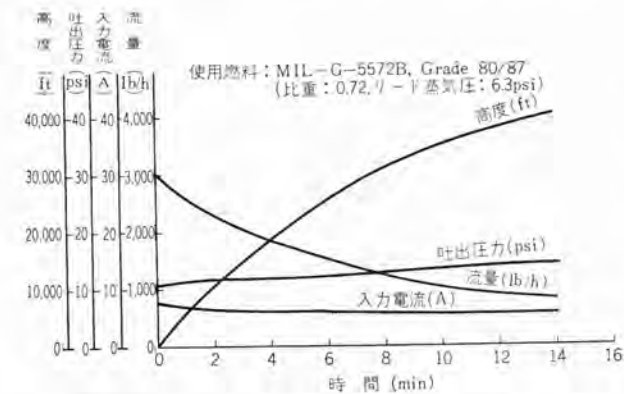


図 6.10 形式 MDK-TF 29800-1 高度特性曲線
Fig. 6.10 Characteristic curves of type MDK-TF 29800-1 for high altitude.

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 をととして引いたとき、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大気圧は急速に低下し、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。

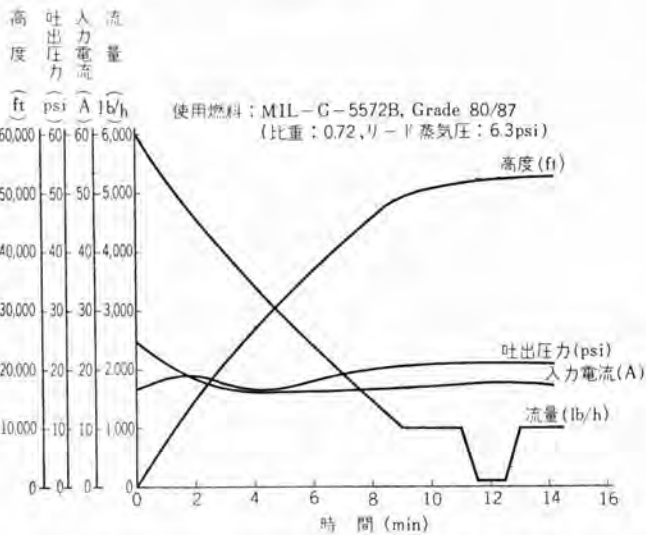


図 6.11 形式 MDK-TF 29600-2 高度特性曲線
Fig. 6.11 Characteristic curves of type MDK-TF 29600-2 for high altitude.

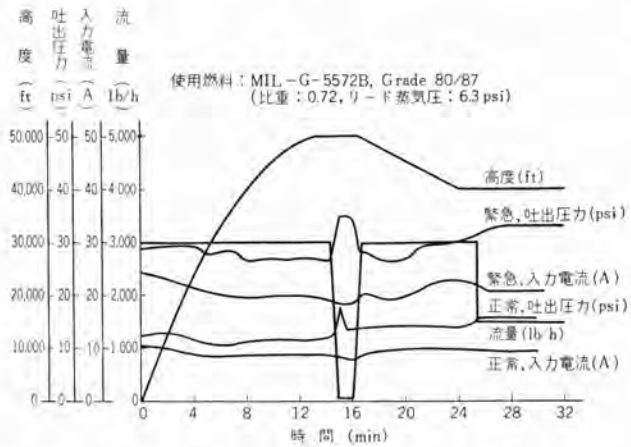


図 6.12 形式 MDK-TF 55000-2 高度特性曲線
Fig. 6.12 Characteristic curves of type MDK-TF 55000-2 for high altitude.

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	<div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;"> 285h 高度 40,000 ft 50h 海面状態 正常定格 使用燃料 (1) </div> <div style="text-align: center;"> 12h 海面状態 緊急定格 使用燃料 (1) </div> <div style="text-align: center;"> 865h 海面状態 正常定格 使用燃料 (2) </div> <div style="text-align: center;"> 38h 海面状態 緊急定格 使用燃料 (2) </div> </div>	(1) MIL-J-5624D, Grade JP-4. (2) MIL-S-3136A, Type II.
MDK-TF29800-1 MDK-TF29600-2	<div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;"> 450h 海面状態 正常定格 </div> <div style="text-align: center;"> 300h 高度 50,000 ft 23h 海面状態 正常定格 1 サイクル </div> <div style="text-align: center;"> 450h 海面状態 正常定格 </div> </div>	MIL-J-5624D, Grade JP-4.
MDK-TF55000-2	<div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;"> 450h 海面状態 正常定格 430h 緊急定格 20h </div> <div style="text-align: center;"> 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 </div> <div style="text-align: center;"> 450h 海面状態 正常定格 430h 緊急定格 20h </div> </div>	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、整流子およびその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校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、また放射性障害波は、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) 使用材料は耐燃料性、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 unparalled 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触器である。

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, 十分性能を発揮しう



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.

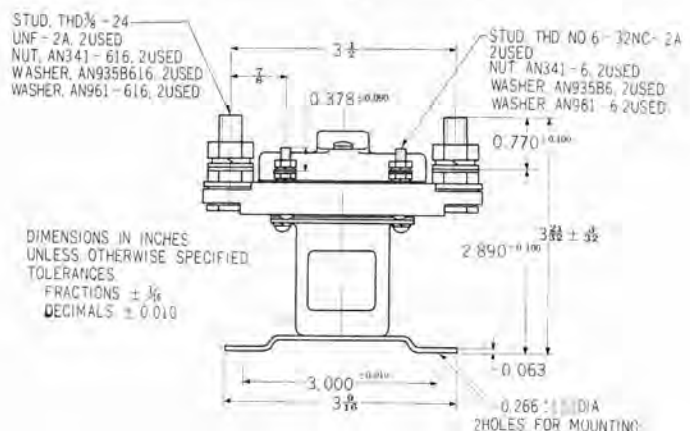
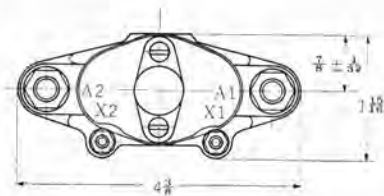


図 2.3 リレー AN 3370-2 外形寸法図
Fig. 2.3 Outline dimensions of relay AN 3370-2.

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、試験の概要

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 絶縁耐電圧 絶縁落下電圧 コイル電流 接点間電圧降下 高温 低温 砂塵 耐塩 追加動作回数	製品検査 絶縁耐電圧 絶縁落下電圧 コイル電流 接点間電圧降下 過負荷 電動機負荷	製品検査 絶縁耐電圧 絶縁落下電圧 コイル電流 接点間電圧降下 コイル温度上昇 高所動作回数 高所使用回数 誘導負荷 低湿 防	製品検査 絶縁耐電圧 絶縁落下電圧 コイル電流 連続通電 衝撃 振動 加速 絶縁耐力 断

3.1 電気的特性試験

(1) 絶縁耐力
コイルと接地金属部間は AC 1,000 V 1 分間、その他の端子間は定格電圧の 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) 砂塵
MIL-E-5272 A の砂塵試験手順 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、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+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。

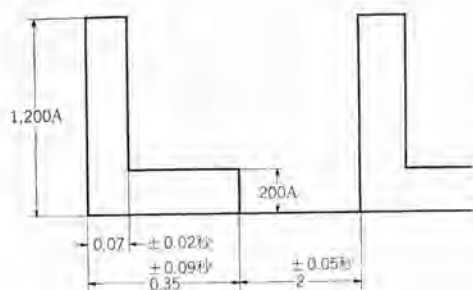


図 3.1 電動機負荷の電流と時間の関係
Fig. 3.1 Relation between current and time in motor load.

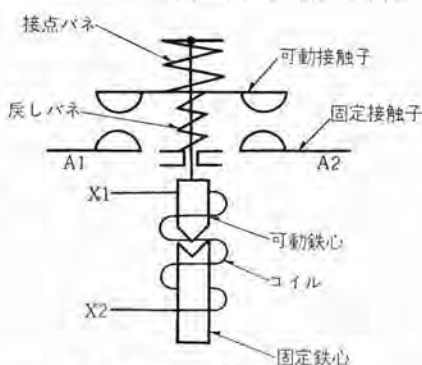


図 4.1 リレー AN 3370 の構造
Fig. 4.1 Construction of relay AN 3370.

(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 ツレノイド 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 ツレノイド 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、

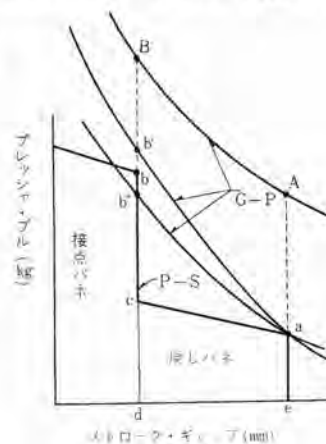


図 4.2 P-S 曲線と G-P 曲線
Fig. 4.2 Pressure-stroke curve and gap pull curves.

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割合を変更することは実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きたら P-S 曲線を下げて相対的に G-P 曲線が $a+b'$ 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+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ったが、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っ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パ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づかしく、改良に苦心を払った。

4.4 接点パネ

パ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 $70\sim 130^{\circ}\text{C}$ でありパ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 (アーク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パネ特性の変化の少ない材料と処理法の選定を研究しパ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パネを開発した。

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

鈍の温度によっても特性は変化する。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。腐食環境に強いパ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スニングの必要がある。モールドは MIL-M-14E の各タイプのものを用途に応じ使い分けている。

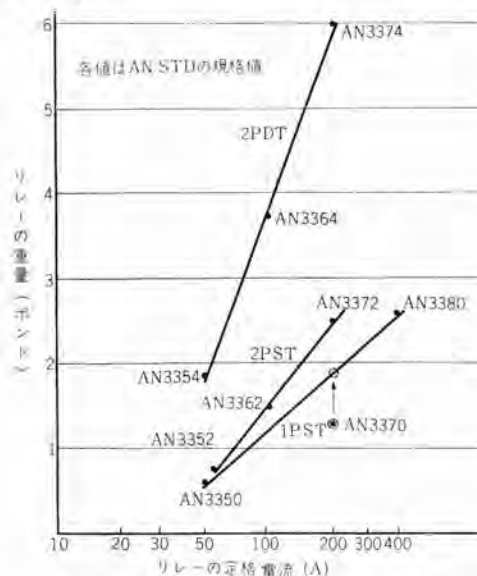


図 4.3 AN 形 リレー の定格電流-重量
Fig. 4.3 Relation between rated current and max weight of AN type relays.

種々の接点を使用したが生接点の合金の強度も相当に影響し、接点にとって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 (1,600 A 開閉) 50回は早くから解決でき

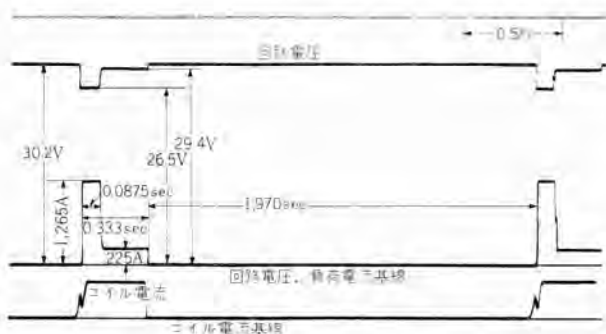


図 5.1 電動機負荷試験

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 (2,000 A 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ク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 フォート (15,240 m) 相当の気圧のもとで実施されるので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。

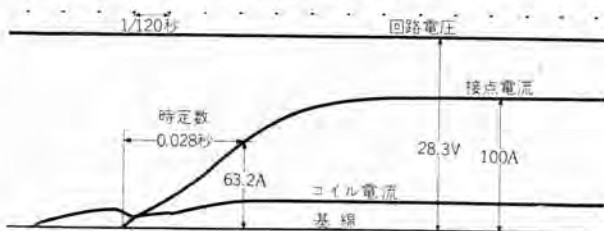


図 5.3 誘導負荷の時定数

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-6106 C 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個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おくれを取るばかりでどうい発展は望めない。今回の成功に気を許すことなくさらに不断的努力を続けなければならない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だ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) 日本パネ協会編：パネ論文集、第3号、第5号。
- (2) 石橋 正：金属の疲労と破壊の防止。
- (3) MIL-R-6106 B Relays, Electric, Aircraft, General Specification for.
- (4) 茂木 見：電磁装置とその設計。

艦船用埋込シャ断器 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 シャ断器 は防衛庁規格 NDSXX F 8804 埋込 シャ断器 AQB 形および NQB 形の要求に合致するもので、警備艦、駆潜艇、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たしている。

AQB 形埋込 シャ断器 (以下単に シャ断器 と呼ぶ) は日本工業規格 JIS C 8370 (1955) 配線用 シャ断器 と回路保護の本質には変わらないが、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 A 5 に適合す

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 シャ断器の構造、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

シャ断 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

AQB 形 シャ断器 は熱動—電磁形の引はずし装置を有 表 2.1 AQB 形 および NQB 形埋込 シャ断器 の仕様一覧

形 式		AQB				NQB			
フレームの大きさ (A)		50	100-A	225	600	50	100-A	225	600
※極 数		2, 3	2, 3	2, 3	2, 3	2, 3	2, 3	2, 3	2, 3
定 格 電 流 (A) (周囲温度 50°C)		15, 25 50	15, 25 50, 75 100	125 150 175 225	250 300 350 400 500 600	50	100	225	600
定 格 電 圧 (V)	AC	500	500	500	500	500	500	500	500
	DC	250 350	250 350	250 350	250 350	250 350	250 350	250 350	250 350
定 格 シャ断容量 (kA)	AC	10	15	20	30	—	—	—	—
	DC	5	10	15	20	—	—	—	—
標 準 仕 様	デアイオン消弧装置	○	○	○	○	○	○	○	○
	早入—早切開閉機構	○	○	○	○	○	○	○	○
	共通引はずし機構	○	○	○	○	—	—	—	—
	熱動—電磁形	○	○	○	○	—	—	—	—
	引はずし装置	○	○	○	○	—	—	—	—
	非取換形引はずし装置	○	—	—	—	—	—	—	—
	取換形引はずし装置	—	○	○	○	—	—	—	—
	裏面さし込接続形	○	○	○	○	○	○	○	○
	電磁引はずしだけ	○	○	○	○	—	—	—	—
	補助スイッチ	○	○	○	○	○	○	○	○
特 殊 仕 様	信号スイッチ	○	○	○	○	—	—	—	—
	表面接続形	○	○	○	○	○	○	○	○
用 途		配電盤用シャ断器、分電盤の分岐回路および主回路 シャ断器							



図 1.1 AQB 形 埋込 シャ断 器の外観
Fig. 1.1 Front view of insulated case circuit breakers, Type AQB.

注: ※二種 シャ断器は三種 シャ断器の中央極導電部分および消弧装置を取除いたもの

* 技術部 ** 工作部

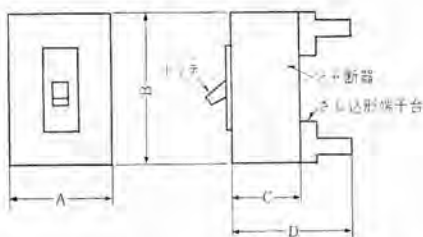


図 2.1 AQB 形および NQB 形埋込型遮断器の外形寸法

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

表 2.2 AQB 形および NQB 形埋込型遮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	AQB 三極	NQB 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遮断器で、NQB 形は引はずし装置を持たない構造の遮断器である。二極遮断器は三極遮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。

この遮断器は JIS C 8370 配線用遮断器に比べ、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 フレーム三極遮断器 (カバーをはずしたもの)

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

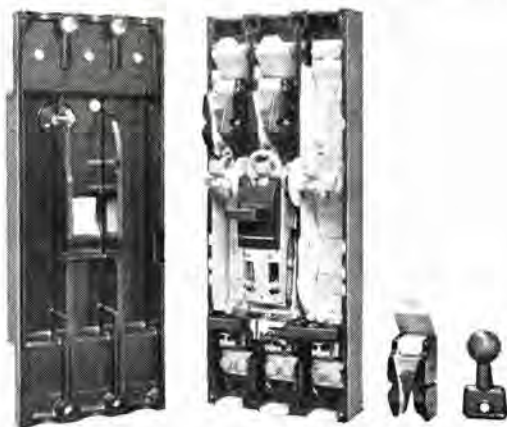


図 3.2 AQB 形 600 A フレーム三極遮断器 (カバーをはずしたところ)

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。

構造はつぎ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トッテ (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, Thermosetting 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遮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 形ノーヒューズ遮断器とどのようなトリップ機構による早入-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まったくない。

225 A および 600 A フレーム遮断器の機構は、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、トッテ (ハンドル) の位置が遮断器の状態 (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。

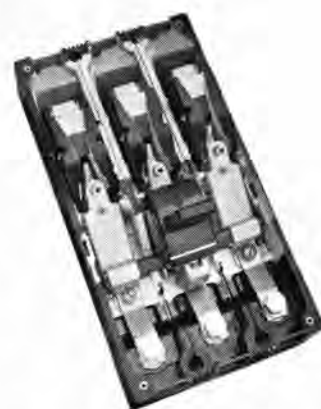


図 3.3 NQB 形 225 A フレーム三極遮断器 (カバーをはずしたもの)
Fig. 3.3 Type NQB 225 A frame 3 poles breaker (cover off).

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—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

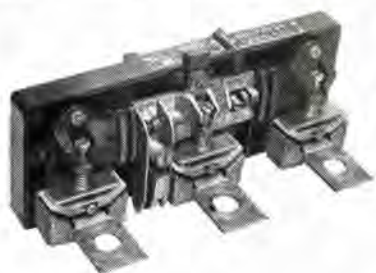


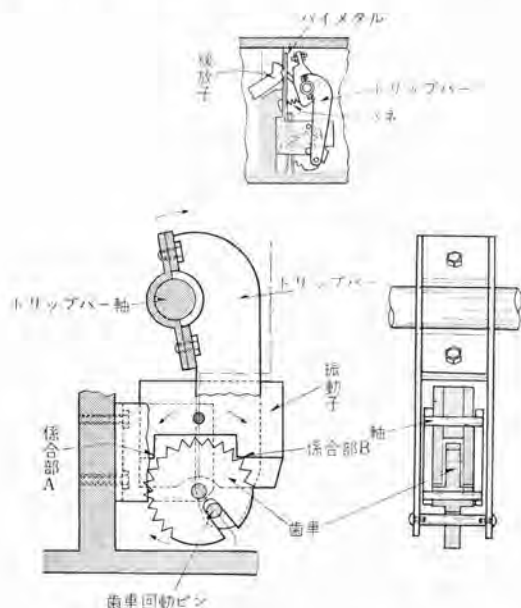
図 3.4 AQB 形 225A フレーム三極シャ断器の引はずし装置
Fig. 3.4 Trip unit of type AQB 225 A frame 3 poles breaker.

シャ断器では開閉機構と一体に組立て、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ャ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事態のばあい、一時的にシャ断



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、複放子とトリップバーとの係合を保持しシャ断器を閉路状態に錠止する。

図 3.5 衝撃緩衝装置の一例

Fig. 3.5 Example of shock proof device.

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。操作はシャ断器の表面のツマミを“ロック”の位置に回せば、引はずし装置は拘束され、“自動”の位置にすれば通常のシャ断器として働く。

この装置は故障電流でバイメタルが異常な湾曲をしても、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

この種シャ断器にもっとも適するデアイオン消弧装置で、V 形溝を有する鋼板製グリッドを絶縁物製の支持ワックで適当な空隙をおいて積み重ねたものである。このシャ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ックを使用している。

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ャ断器には、シャ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) 挿込接続器

シャ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。

この接続器はシャ断器端子の裏側にチュウリツ形プラグ受を、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 フレーム三極シャ断器（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 フレーム三極シャ断器
Fig. 3.7 Type AQB 100 A frame 3 poles breaker with plug-in terminal connectors.



図 3.8 AQB 形 三極 シャ断器用さし込取付台
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

シャ断器の引はずし装置は熱動—電磁形であるから

(1) 長時限引はずしと (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 を加熱しその湾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℃ 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—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—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。このシャ断器は周囲温度 50℃ における定格を 100% としているが、50℃ 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。

シャ断器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)		
	電 流	時 間	125% 電流	100A まで 100A 以上	60分以内 120分以内
熱 動 引 は ず し	150%	1 時間以上	200%	30A まで 31~50A 51~100A	2分以内 4分 " 7分 "
	225%	1 時間以内		101~225A	8分 "
	600%	25 秒±25%		226~400A 401~600A 601~800A	10分 " 12分 " 14分 "
電 磁 引 は ず し	表 4.3 に 由 る		規 定 な し		

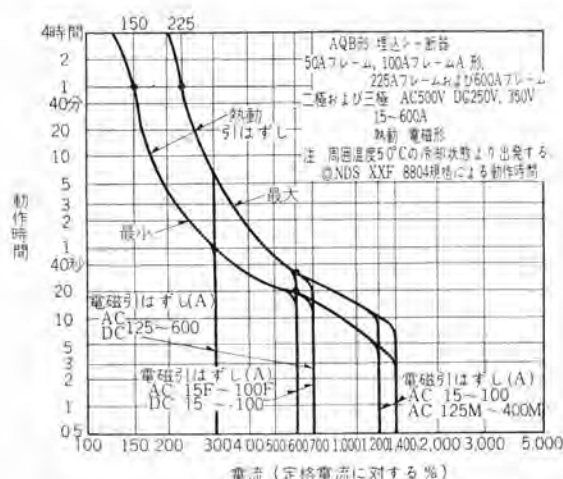


図 4.1 最大—最小動作特性曲線

Fig. 4.1 Max-mini tripping characteristic curves.

表 4.2 シャ断器の定格電流と接続導体

シャ断器の 定格電流 (A)	防衛用電線 導体の大きさ (×10 ³ CM)	断面積 (mm ²)	MIL-C-17361		
			ケ ー ブ ル 径		バスバー (mm)
			AC	DC	
15 25 50	4.1 10.4 20.8	2.08 5.29 10.5	THFA 50	DHFA 40	19.05×3.17
75 100	41.7 66.0	21.8 33.6			
125 150 175 225	83.7 106 133 212	42.5 53.3 67.4 107	THFA 200	DHFA 150	25.4×3.17
250 300 350 400 500 600	250 300 400 500 700 950	127 152 203 253 355 481	2 (THFA 300)	2 (DHFA 250)	38.1×6.35

注 ※印 MIL-C-915 による。

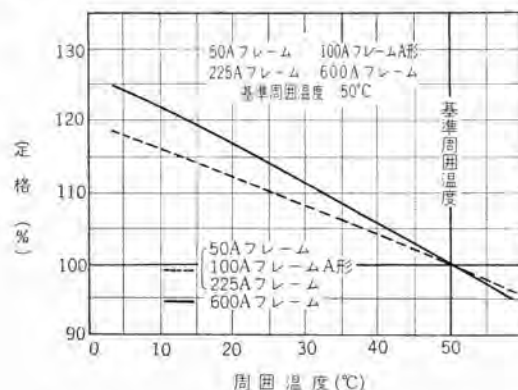


図 4.2 温度補正曲線 AQB 形埋込 シャ断器

Fig. 4.2 Temperature correction curve of
insulated case circuit breaker.

たもので、他の類似 シャ断器 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

シャ断器の適用規格は防衛用規格 NDSXXF 8804 埋込 シャ断器、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
	50F	300~350	—
100	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. 上表は熱動電磁引はずしで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ド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。

このシ断器の適用規格は類似シ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ぎの相違がある。

(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 の定格シ断容量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	防衛庁規格 NDS XXF 8804 埋込シ断器	MIL-C-17361 (1952) Circuit Breaker, Insulated Enclosure	JIS-C-8370 (1955) 配線用 シ断器	NK 規格 埋込 シ断器
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	○	—	○	—
耐温度	○	○	○	○
耐湿度	○	○	○	○ (軽度)
電流引はずし	○	○	○	○
絶縁抵抗	○	○	○	○
絶縁耐力	○	○	○	○
短絡(シ断)	○	—	○	○
(コード保護)	—	—	(○)	—
電流引はずし	—	—	○ 200% _d	○ 200% _d
絶縁抵抗	○	○	○	○
絶縁耐力	○	○	○	○
振動	○	○	—	—
衝撃	○ 上面、背面 側面および 断端(上下) 3 課程	○ 上面、背面 側面 2 課程	—	—
電流引はずし (耐湿)	(○)	—	—	—
(高温)	(○)	—	—	—
基準周囲温度(°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(直流定格シ断容量および耐振動、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。

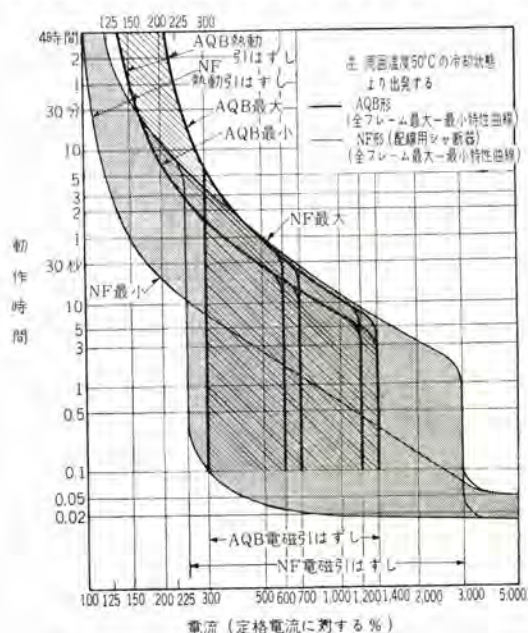


図 5.1 AQB 形埋込シ断器と配線用シ断器 (NF 形 ノーヒューズシ断器) の動作特性曲線・比較
 Fig. 5.1 Comparison of operation characteristics between insulated case circuit breaker and no-fuse breaker.

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ャ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ャ断器について、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、シャ断試験および衝撃試験後の 4 回 (耐久およびシャ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。各フレームのシャ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、各フレームのシャ断器とも、表 4.3 に示す規格値に合格している。耐久およびシャ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

大フレームの大きさ (A)	極数	定格電流 (A)	電流引はずし時間											
			600% 電流引はずし				225% 電流引はずし				150% 電流引はずし			
			(A) 耐久試験前	耐久試験後	シャ断試験後	衝撃試験後	耐久試験前	耐久試験後	シャ断試験後	衝撃試験後	耐久試験前	耐久試験後	シャ断試験後	衝撃試験後
50	2	50	—	—	—	—	4m25s~4m47s	3m55s~3m56s	4m11s~4m39s	—	1h36m~1h41m	—	—	—
	3	50	25.0s~25.8s	24.5s~24.7s	26.0s~27.5s	24.8s~(4) 17.1s~18.1s	5m32s~6m30s	—	—	—	1h20m~1h50m	—	—	—
100(A)	2	100	(1) 62.0s~62.0s	(1) 58.0s~62.5s	—	—	5m27s~7m12s	5m08s~6m56s	—	—	1h15m~1h58m	—	—	—
	3	100	28.0s~30.5s	27s~30.0s	—	27.5s~29.5s	19m03s~14m09s	10m50s~11m57s	—	9m12s~14m00s	1h20m~2h10m	—	—	—
225	2	225	—	—	—	—	10m00s~11m00s	10m46s~11m50s	—	—	1h10m~1h30m	1h10m~1h30m	—	—
	3	225	(1) 71s~80s	—	—	—	9m30s~10m30s	9m20s~10m27s	—	9m56s~(3) 10m30s	1h15m~2h20m	1h10m~1h40m	—	—
600	2	600	(2) 2m07s~2m21s	—	—	—	12m17s~13m47s	10m21s~11m25s	10m46s~11m43s	—	1h35m~1h55m	—	—	—
	3	600	(2) 1m51s~1m57s	—	—	—	7m17s~14m45s	3m25s~11m20s	10m06s~18m55s	12m50s~(3) 18m20s	1h24m~1h39m	—	—	—

- 注 1. 表中 (1) は 400%、各極直列で (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 形シャ断器の温度試験成績

供試シャ断器				試 験 成 績					接続電線の太さ (mm ²)
フレームの大きさ (A)	極数	定格電流 (A)	試験電流 (A)	端 子 (deg)		接線器 (deg)	接触子 (deg)	周囲温度 (°C)	
				表面上部	裏面スタッド				
50	2	50	50	16.0~18.5	13.5~17.5	14.0~20.9	21.7~33.8	33	10.5
	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	33.6
	3	100	100	26.0~30.0	14.0~21.0	19.0~29.5	31.0~45.0	30.5	
225	2	225	225	—	21.0~31.5	—	47.0~50.0	21	107
	3	225	225	—	18.0~25.0	(35~50)	39.0~46.0	21	
600	2	600	600	47.0~50.0	25.7~30.0	—	46.3~47.0	11	481
	3	600	600	57.8~63.0	27.6~34.8	(40~55)	55.3~58.8	7.5	
試験基準 防衛庁規格 NDSXXF 8804 (deg)				—	60	60	65	50	上記のとおり

- 注 1. 温度の測定は銅-コン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

二極シャ断器は直流で、三極シャ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、その他電氣的、機械的に異常を認めなかった。

表 6.3 耐久試験条件

シャ断器の 定格電圧 (V)		回 路 条 件			シャ断器 定格電流 (A)	試 験 条 件			
		試験 電圧 (V)	試験 電流 (A)	力 率		開閉の 割合 回/分	開 閉 回 数		
							通 電	無通電	合 計
交 流	500	定格 電圧	定格 電流	0.75~ 0.8 遅れ	15~100	6	6,000	4,000	10,000
					125~225	5	4,000	4,000	8,000
					250~600	4	4,000	1,000	5,000
直 流	250 350	定格 電圧	定格 電流	なるべく 無誘導	15~100	6	6,000	4,000	10,000
					125~225	5	4,000	4,000	8,000
					250~600	4	4,000	1,000	5,000

(5) シャ断試験

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

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ャ断試験オシログラムを図 6.1~図 6.6 に示す。

この試験でシャ断器の排気穴およびトッテ開口部に接しておいた ホーヌに点火することなく、接続電線の絶縁被覆を損傷せず、また試験後シャ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。

またシャ断試験において、図 6.7 に示す方法でアーク到達の検出を行なったが、検出用ヒュ

表 6.4 シュ断 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 流 電 流 率	直 流 時 定 数 (秒)	
50	定格電圧	定格シュ断 電 流	0.5 以下 遅 れ	0.003 以上	O 2 分 CO 5 分 CO
100(A)				0.003 "	
225				0.005 "	
600				0.0067 "	

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

→ (0.1 φ 銅線) はなら異状を認めなかった。

(6) 絶縁抵抗および絶縁耐力試験

シュ断 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 シュ断 器の代表的な直流 シュ断 試験成績

供試シュ断器			短絡試験回路条件					シュ断試験成績					動作 責務 O-2分 CO-5分 CO	シュ 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)	シュ断 電 流 (A)	全シュ 断時間 (c/s) 60 c/s ベース	最大アー ク電圧 (V)	オシロ グラム No.		
50	2	250 350	50	350	5,530	0.00494	※12062	350	4,330	1.06	345/321	※12063	O	縦取付
								350	4,190	1.147	321/286	※12064	CO	
								350	4,290	1.11	320/272	12065	CO	
								350	4,170	1.135	322/268	12066	O	
100(A)	2	250 350	100	254	10,370	0.00705	1824	254	5,230	0.877	272/284	1826	O	縦取付
								251	6,800	0.884	290/267	1827	CO	
								251	5,130	0.89	266/269	1828	CO	
								254	5,530	0.824	281/278	1829	O	
				350	10,700	0.0058	832	251	5,110	0.856	274/272	1830	CO	縦取付
								252	5,100	0.841	276/276	1831	CO	
								350	—	0.816	—	833	O	
								350	—	0.876	—	834	CO	
								350	—	0.858	—	835	CO	
	2	250 350	225	350	15,800	0.0064	823	350	—	0.8	—	824	O	縦取付
								350	—	0.9	—	825	CO	
								350	—	0.85	—	826	CO	
								350	—	—	—	—	CO	
600	2	250 350	350	350	20,600	0.0112	※11475	350	19,400	3.59	450/419	※11477	O	縦取付
								350	19,050	2.95	451/481	11478	CO	
								350	19,600	3.65	464/472	※11479	CO	
								350	19,350	3.97	422/441	11480	O	
								350	18,650	3.37	531/496	11481	CO	
								350	19,250	3.52	486/437	11482	CO	

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 シュ断 器の代表的な交流 シュ断 試験成績

供試 シ ャ 断 器		短 絡 試 験 回 路 条 件										シ ャ 断 試 験 成 績												
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 ャ 断 電 流 ピーク値 (A)			全シヤ断時間 60 c/s ベース (c/s)			最大アー ク電 圧 (V)			オシロ グラム No.	動作 責務 O-2分 CO-5分 CO	シヤ 断器 取付 方向
							三 相 平 均 値	U	V				W	U	V	W	U	V	W	U	V			
50	3	500	50	3	514	60	11,040	10,680	11,490	0.452	※ 12,036	505	12,750	9,950	13,150	0.58	0.845	0.845	254	290	253	12038	O	縦取付
												510	13,000	10,750	13,750	0.754	0.754	0.584	233	240	267	12039	CO	
												505	13,050	10,000	13,400	0.710	0.893	0.883	210	230	285	12040	CO	
												507.5	12,300	10,530	14,300	0.706	0.760	0.600	306	249	266	※12041	O	
												510	11,400	12,050	13,600	0.786	0.786	0.524	235	342	281	※12042	CO	
												510	13,100	11,000	13,900	0.758	0.758	0.560	236	232	208	12043	CO	
100(A)	3	500	100	3	528	60	15,630	15,800	15,600	0.330	※ 1,815	518	19,500	13,500	16,350	0.506	0.690	0.690	244	261	228	※1817	O	縦取付
												519	16,200	22,700	19,250	0.865	0.865	0.680	287	260	296	※1818	CO	
												527	14,100	18,900	23,400	0.636	0.486	0.636	327	156	284	1819	CO	
												519	24,600	32,700	35,800	0.71	0.71	0.634	578	454	266	※11957	O	
												519	33,000	36,600	24,800	0.55	0.725	0.725	156	316	396	※11958	CO	
												519	34,300	34,900	26,100	0.58	0.74	0.74	326	374	452	11959	CO	
225	3	500	225	3	519	60	22,400	19,900	23,850	0.353	※ 11,956	527.5	48,000	66,000	49,900	1.895	1.895	1.70	331	387	297	11447	O	縦取付
												519	55,600	66,100	58,250	1.71	1.71	1.55	306	304	246	11448	CO	
												521	54,500	66,100	46,100	1.925	1.925	1.83	340	446	226	11449	CO	
												516	49,800	67,000	48,500	1.81	1.81	1.8	324	208	253	※12032	O	
												514	58,500	47,700	58,000	1.68	1.86	1.86	242	242	373	※12033	CO	
												514	38,000	64,200	56,500	1.865	1.865	1.73	394	415	329	12034	CO	
600	3	500	600	3	545	60	31,400	35,250	33,400	0.156	※ 11,442	527.5	48,000	66,000	49,900	1.895	1.895	1.70	331	387	297	11447	O	縦取付
												519	55,600	66,100	58,250	1.71	1.71	1.55	306	304	246	11448	CO	
												521	54,500	66,100	46,100	1.925	1.925	1.83	340	446	226	11449	CO	
												516	49,800	67,000	48,500	1.81	1.81	1.8	324	208	253	※12032	O	
												514	58,500	47,700	58,000	1.68	1.86	1.86	242	242	373	※12033	CO	
												514	38,000	64,200	56,500	1.865	1.865	1.73	394	415	329	12034	CO	

注 ※印 オシログラムは図 6.1～図 6.4 に示す。

シュ断 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 (閉の状態では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は 30 分間) 加えて行なったが電氣的、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

シュ断器 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ぎの要領で衝撃を加えたが、電氣的、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) 接触子を閉じて 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) 接触子を閉じシュ断器 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) 接触子を閉じてシュ断器 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) 閉路状態のシュ断器 の接触子が、0.2 秒以上開路しないこと。

(b) 開路状態のシュ断器 の接触子が閉路しないこと。

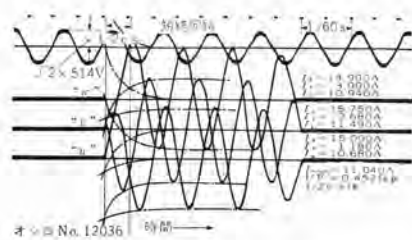


図 6.1 50 A フレーム

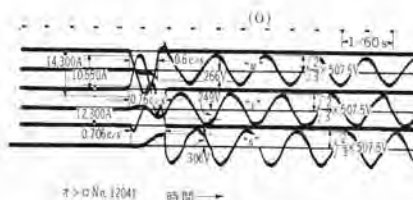


図 6.2 100 A フレーム A 形

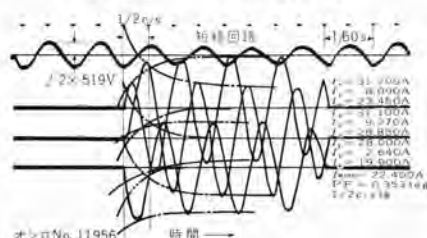


図 6.3 225 A フレーム

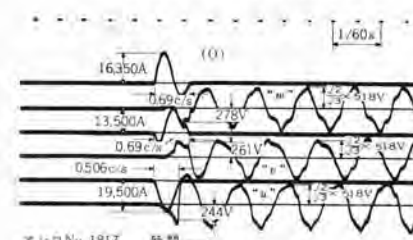


図 6.4 600 A フレーム

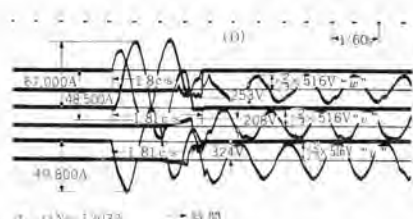


図 6.5 50 A フレーム

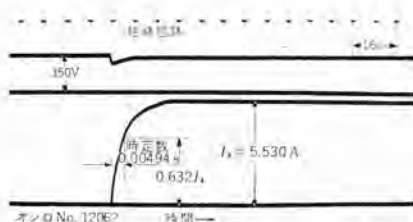


図 6.6 100 A フレーム A 形

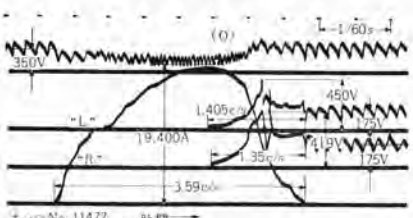


図 6.7 225 A フレーム

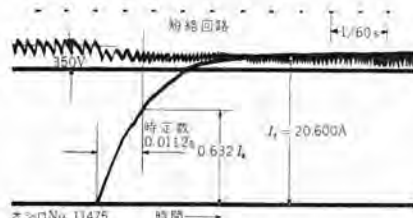


図 6.8 600 A フレーム

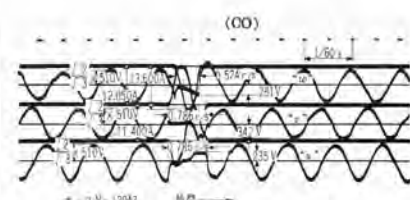


図 6.9 50 A フレーム AC 短絡試験

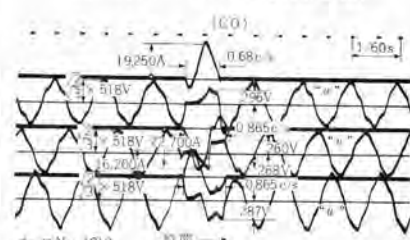


図 6.10 100 A フレーム A 形 AC 短絡試験

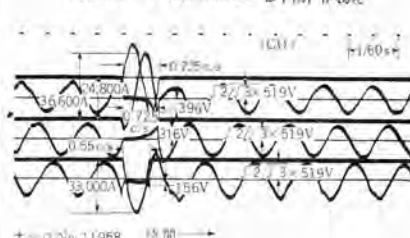


図 6.11 225 A フレーム AC 短絡試験

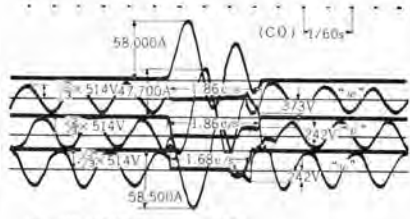


図 6.12 600 A フレーム AC 短絡試験

図 6.1~6.4 AQB 埋込型遮断器の代表的な交流短絡試験オシログラム

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

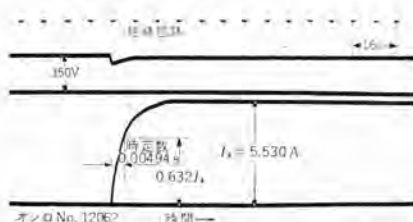


図 6.5 50 A フレーム

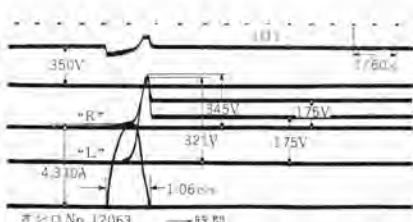


図 6.6 100 A フレーム A 形

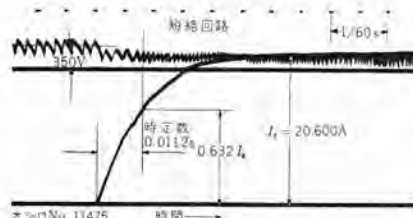


図 6.7 225 A フレーム

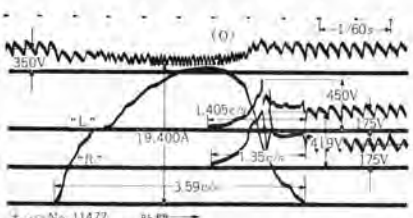


図 6.8 600 A フレーム

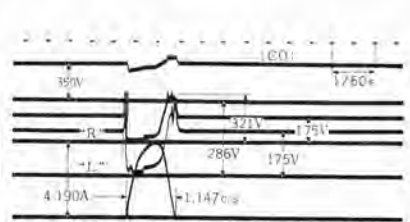


図 6.9 50 A フレーム DC 短絡試験

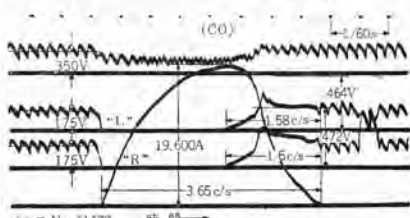


図 6.10 100 A フレーム A 形 DC 短絡試験

図 6.5, 6.6 AQB 形埋込型遮断器の代表的な直流短絡試験オシログラム

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

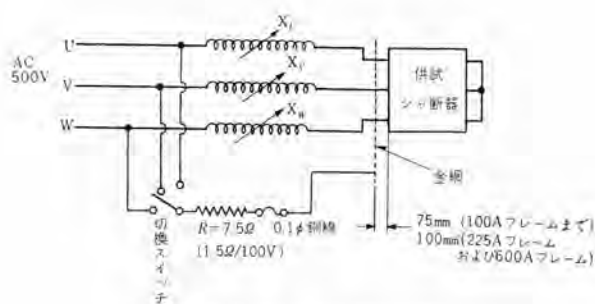


図 6.7 アーク到達検出回路

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 (シュ断試験後)			試験基準
		閉路状態の異極端子間	開路状態の電源負端子間	導電部と大地間	
絶縁抵抗試験	50	3.5 以上	4 以上	100 以上	500 V メガーで測定し 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	
絶縁耐力試験基準	50~600	2×定格電圧+1,000 V を 1 分間加えるも異状を認めないこと			2×定格電圧+1,000 V に 1 分間耐えること

注 1. 絶縁抵抗の単位は MΩ

2. シュ断試験前の絶縁抵抗は各フレームとも 100 MΩ 以上である

(c) シュ断器の動作に影響をおよぼす損傷を生じないこと。

(d) 衝撃試験ののち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 シュ断器の選定は電源、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に選定する。

(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。ただしシカ入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ュ断器定格電流の 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 シュ断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 シュ断器では記号 M 付の定格電流を選べばよい。(表 4.3 参照)

b. 巻線形誘導電動機、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ュ断器定格電流の 600~700% かそれ以下のものを選ぶ。100 A フレーム以下のシュ断器では記号艦船用埋込 シュ断器 AQB 形および NQB 形・高見・横井

F 付(直流のばあいには記号なしのもの)の定格を、225 A フレーム および 600 A フレーム シュ断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。Δ結線変圧器 バック 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ュ断器を選定する。

(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 フレーム以下のシュ断器では記号 F 付の定格を、その他のシュ断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ュ断器には、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 定格シュ断容量

シュ断器に流れる短絡電流(非対称値)はシュ断器の定格シュ断容量(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 選択シュ断

シュ断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ュ断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に、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 シュ断器はその定格シュ断容量をこえない故障電流に対しては、ACB 形 シュ断器より早く動作する特性を有する。もしこのシュ断器の後衛保護を ACB 形 シュ断器で課するばあいには、通常、AQB 形 シュ断器のシュ断容量の 90% 以内に ACB 形 シュ断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 シュ断器、AQB 形および NQB 形 シリーズは、当社がモールドケース

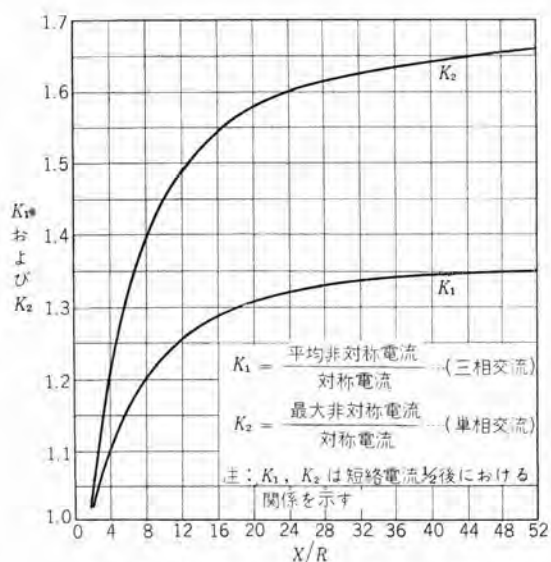


図 7.1 対称電流と非対称電流の関係

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断器の用途は、艦艇用にとどまっているが、このシ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す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断器の向上を計るため、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。

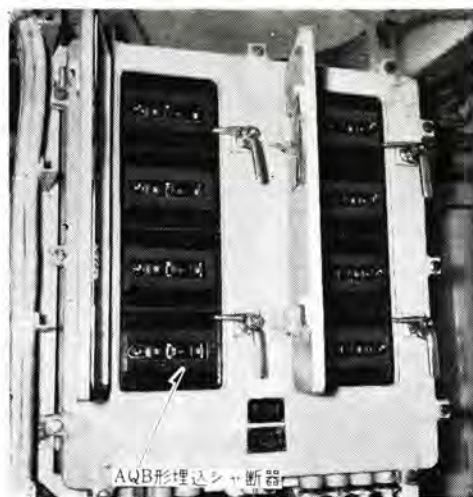


図 8.1 駆潜艇の分電箱に装備された AQB 形 埋込シ断器
Fig. 8.1 Type AQB insulated case circuit breakers, mounted on the panelboard of "a destroyer escort".

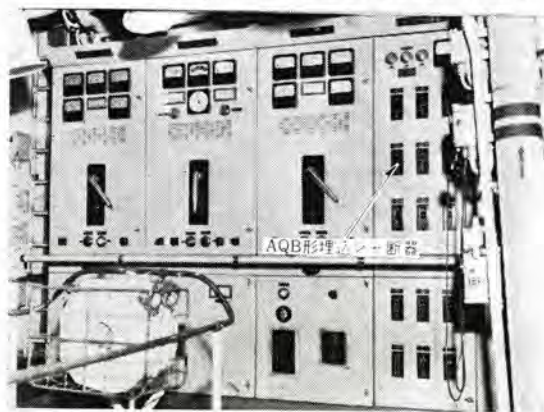


図 8.2 警備艦用 2 号主配電盤に装備された AQB 埋込シ断器

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・Seibei 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およびラットレー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、サークュレータ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、そしてこ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っ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もつて S 行列を用いて説明し、ハイブリッド回路の分類法に關しても記してある。またハイブリッド回路の例として、6 Gc 帯用マジックT、6 Gc 帯用円形管形ハイブリッド回路、11 Gc 帯用円形管形ハイブリッド回路および6 Gc 帯用広帯域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行列をそれぞれ a および b とした場合

$$b = S \cdot a \dots \dots \dots (2.1)$$

なる式で b と a とを関係付ける n 行 n 列の平方行列 S のことである。ここで行列 a, b の i 番目 ($i=1, 2, 3, \dots, n$) 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、 $a_i^* \cdot a_i/2$ 、 $b_i^* \cdot b_i/2$ がそれぞれの波の平均電力をあらわすように規

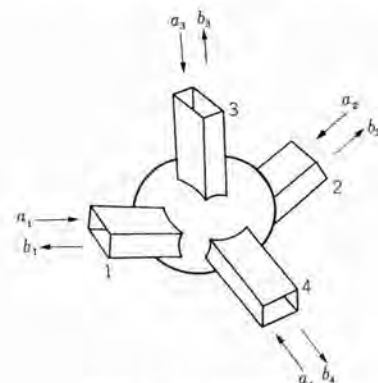


図 2.1 4分岐導波管回路

Fig. 2.1 Waveguide junction with four branches.

準化してある。行列 S の要素 S_{ij} は第 j 分岐からだけ振幅 1 の波がはいり、他の分岐からははいる波がまったくないときに、第 i 分岐に出てくる波であって、第 j 分岐から第 i 分岐への電圧透過係数である。とくに $i=j$ なるときは、第 i 分岐の電圧反射係数である。

一般に、可逆性受動回路においては相反定理が成立するゆえ

$$S_{ij} = S_{ji} \quad (2.2)$$

であり、したがって S 行列は対称行列となる。また回路が無損失の場合には、その S 行列はユニタリ行列となり、

$$S \cdot S^* = 1 \quad (2.3)$$

すなわち

$$\sum_j S_{ij} \cdot S_{jk}^* = \delta_{ik} = \begin{cases} 1, & i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (2.4)$$

が成立する。

2.2 整合4分岐導波管回路の性質

一般の4分岐無損失導波管回路のうちの、いかなるものがハイブリッド回路としての性質をもっているかを S 行列を用いて考える。図2.1の回路において、第 i 分岐からだけ波がはいり、他の分岐はすべて無反射終端されているとき、第 i 分岐からこの回路の中をみて完全整合されているものとする。すなわち

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

において、

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \quad (2.7)$$

なるものとする。また

$$\left. \begin{aligned} S_{12} = S_{21} = A &= |A|e^{ja} \\ S_{13} = S_{31} = B &= |B|e^{jb} \\ S_{14} = S_{41} = C &= |C|e^{jc} \\ S_{23} = S_{32} = D &= |D|e^{jd} \\ S_{24} = S_{42} = E &= |E|e^{je} \\ S_{34} = S_{43} = F &= |F|e^{jf} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

と記せば、式(2.6)は

$$S = \begin{pmatrix} 0 & A & B & C \\ A & 0 & D & E \\ B & D & 0 & F \\ C & E & F & 0 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

となる。式(2.9)に式(2.4)を適用すれば

$$\left. \begin{aligned} |A|^2 + |B|^2 + |C|^2 &= 1 \\ |A|^2 + |D|^2 + |E|^2 &= 1 \\ |B|^2 + |D|^2 + |F|^2 &= 1 \\ |C|^2 + |E|^2 + |F|^2 &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

となる。式(2.10)を整理すれば

$$|A| = |F|, \quad |B| = |E|, \quad |C| = |D| \quad (2.11)$$

がえられる。また式(2.9)に式(2.5)を適用すれば

$$BD^* + CE^* = 0 \quad (2.12)$$

$$AD^* + CF^* = 0 \quad (2.13)$$

$$AE^* + BF^* = 0 \quad (2.14)$$

$$AB^* + EF^* = 0 \quad (2.15)$$

$$AC^* + DF^* = 0 \quad (2.16)$$

$$BC^* + DE^* = 0 \quad (2.17)$$

がえられる。いまたとえば式(2.12)に式(2.11)を代入すると

$$\begin{aligned} BD^* + CE^* &= |B| \cdot |D| e^{j(b-d)} + |C| \cdot |E| e^{j(c-e)} \\ &= |B| \cdot |D| e^{j(b-d)} \{1 + \cos(c-e-b+d) + j \sin(c-e-b+d)\} = 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

となる。したがって

$$|B| \cdot |D| = 0 \quad (2.19)$$

すなわち

$$|B| = |E| = 0 \quad (2.20)$$

または

$$|C| = |D| = 0 \quad (2.21)$$

あるいは

$$(b-d) - (c-e) = \pi \quad (2.22)$$

となる。同様のことが式(2.13)ないし(2.17)にたいしてもいえて、結局式(2.12)ないし(2.17)がすべて成立する場合として、

$$\begin{aligned} (1) \quad & \begin{cases} |A| = |F| = 0, |B| = |E| \neq 0, |C| \neq |D| = 0 \\ \text{でかつ } (b-d) - (c-e) = \pi \text{ の場合} \end{cases} \quad (2.23) \\ & \begin{cases} |A| = |F| \neq 0, |B| = |E| = 0, |C| \neq |D| = 0 \\ \text{でかつ } (a-d) - (c-f) = \pi \text{ の場合} \end{cases} \quad (2.24) \\ & \begin{cases} |A| = |F| \neq 0, |B| = |E| \neq 0, |C| = |D| = 0 \\ \text{でかつ } (a-e) - (b-f) = \pi \text{ の場合} \end{cases} \quad (2.25) \\ (2) \quad & \begin{cases} |A| = |F| = 0, |B| = |E| = 0, |C| = |D| \neq 0 \text{ の場合} \end{cases} \quad (2.26) \\ & \begin{cases} |A| = |F| = 0, |B| = |E| \neq 0, |C| = |D| = 0 \text{ の場合} \end{cases} \quad (2.27) \\ & \begin{cases} |A| = |F| \neq 0, |B| = |E| = 0, |C| = |D| = 0 \text{ の場合} \end{cases} \quad (2.28) \\ (3) \quad & |A| = |F| = 0, |B| = |E| = 0, |C| = |D| = 0 \text{ の場合} \quad (2.29) \\ (4) \quad & (b-d) - (c-e) = \pi, (a-d) - (c-f) = \pi, \\ & (a-e) - (b-f) = \pi \text{ の場合} \end{aligned} \quad (2.30)$$

の4形式が考えられる。

上記4形式のうち(4)の場合は、第1、第2式より

$$(a-e) - (b-f) = 0 \quad (2.31)$$

がみちびかれ、これは第3式

$$(a-e) - (b-f) = \pi \quad (2.32)$$

と矛盾することになるから不都合である。また(3)は式(2.10)と矛盾して不都合である。結局、整合された4分岐無損失回路が実現されるためには、 $|A| = |F|$ 、 $|B| = |E|$ 、

$|C|=|D|$ のうち1組ないし2組が0でなければならないことになる。

さて(2)の場合はいかなる回路であるかという、たとえば式(2.26)の場合を考えると、式(2.10)から

$$|C|=|D|=1 \quad (2.33)$$

となり、式(2.9)は位相基準面を適当にとると

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

となる。この回路と考えられるものとしては図2.2 (a)のように完全に分離した2本の導波管、(b)のように結合度0 db の方向性結合器および円形導波管側の偏波面の方向を(c)のように選んだ場合の円形管形4分岐回路などがある。これらは当然ハイブリッド回路ではない。

(1)の場合は、式(2.23)を例にとると式(2.10)を用いて

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & B & \sqrt{1-|B|^2}e^{j\alpha} \\ 0 & 0 & \sqrt{1-|B|^2}e^{j\alpha} & |B|e^{j\alpha} \\ B & \sqrt{1-|B|^2}e^{j\alpha} & 0 & 0 \\ \sqrt{1-|B|^2}e^{j\alpha} & |B|e^{j\alpha} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

$$\text{ただし } (b-d) - (c-e) = \pi \quad (2.36)$$

がえられる。これは任意の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、他の一つの分岐には結合がまったくないことを示している。すなわち、これがハイブリッド回路である。導波管ハイブリッド回路の例を図2.3に示してある。なお、ここで興味ある性質は、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かならず式(2.36)の関係があることである。

2.3 導波管ハイブリッド回路の整合法

前節においては、4分岐回路で $S_{ii}=0$ ($i=1, 2, 3, 4$) とすれば、ハイブリッド回路が得られることを示したが、これはハイブリッド回路を得るための唯一の方法ではない。つぎに

$$S_{jk}=S_{kj}=0 \quad (2.37)$$

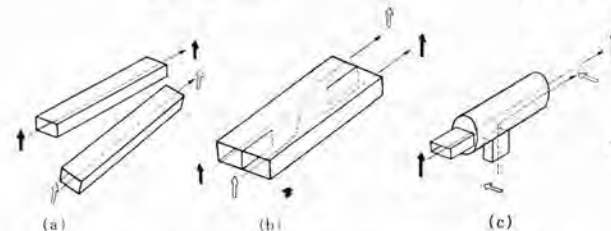


図 2.2 特定の2組の分岐の間にだけ完全結合のある4分岐導波管回路の例

Fig. 2.2 Examples of waveguide junctions with four branches two particular sets of which have complete coupling in each other.

導波管ハイブリッド回路の広帯域整合・喜連川・立川

$$S_{jj}=S_{kk}=0 \quad (2.38)$$

からでもハイブリッド回路が得られることを示す。

いまかりに $j=3$ $k=4$ とすると

$$S_{34}=S_{43}=0 \quad (2.39)$$

$$S_{33}=S_{44}=0 \quad (2.40)$$

であるから、この場合の S 行列は

$$S = \begin{pmatrix} G & A & B & C \\ A & H & D & E \\ B & D & 0 & 0 \\ C & E & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.41)$$

となる。上式にユニタリ条件式(2.4)を適用すると

$$\left. \begin{aligned} |G|^2 + |A|^2 + |B|^2 + |C|^2 &= 1 \\ |A|^2 + |H|^2 + |D|^2 + |E|^2 &= 1 \\ |B|^2 + |D|^2 &= 1 \\ |C|^2 + |E|^2 &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (2.42)$$

なる関係がえられる。これらの関係式からただちに

$$|G|^2 + 2|A|^2 + |H|^2 = 0 \quad (2.43)$$

したがって

$$G=A=H=0 \quad (2.44)$$

なる結果がみちびかれ、式(2.41)は

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & B & C \\ 0 & 0 & D & E \\ B & D & 0 & 0 \\ C & E & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

となり、さらに式(2.5)から式(2.12)が得られるから

$$|B|=|E| \neq 0 \quad (2.46)$$



(1)1点全合形



(2)環状形



(3)2線路結合形



(4)

(4)ハイブリッド合成形

図 2.3 導波管ハイブリッド回路の例

Fig. 2.3 Examples of waveguide hybrid junctions.

$$|C|=|D|\neq 0 \quad \dots (2.47)$$

の場合には式(2.35)とまったく同一の式が得られ、ハイブ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 導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 形や十字形方向性結合器では、結合度が $-\infty \sim -10$ 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、ターミ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 | { | (1) 1点会合形 |
| | | (2) 環状形 |
| | | (3) 2線路結合形 |
| | | (4) ハイブリッド合成形 |

第1の1点会合形は構造上、単一分岐回路であって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本の導波管を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下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

$$(b-d)-(c-e)=\pi \quad \dots (2.36)$$

なる関係がある。そして、あるものは

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

の関係のもとで、他のあるものは

$$b-c=\frac{\pi}{2}, e-d=\frac{\pi}{2} \quad \dots (2.49)$$

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. 6 Gc 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っても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⁾

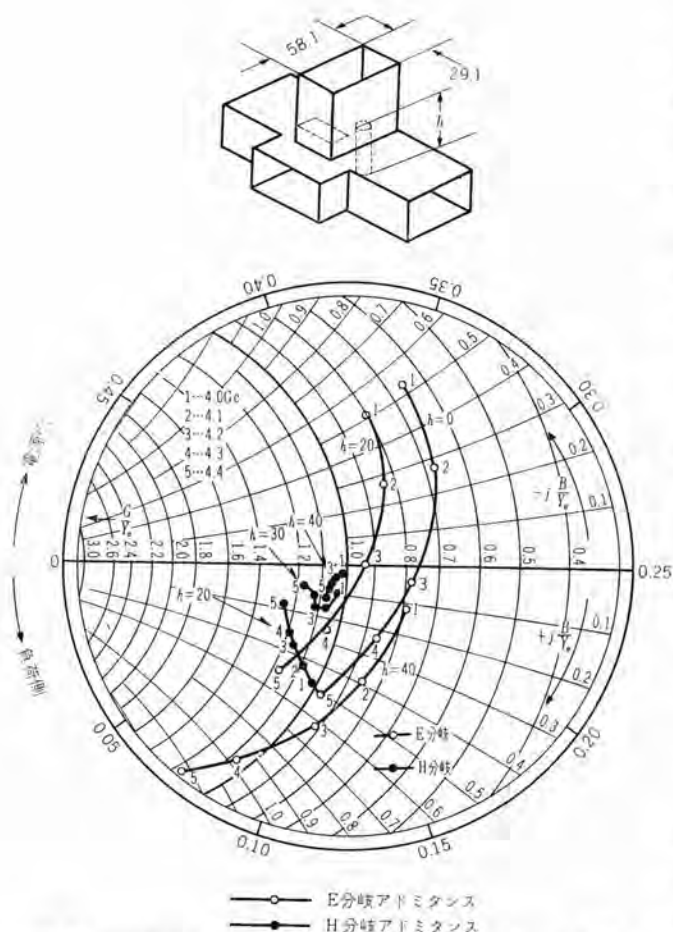


図 3.1 分岐域にポストを装荷したマジックTのアドミタンス特性
Fig. 3.1 Admittance characteristics of magic-T, when the post is loaded in its junction section.

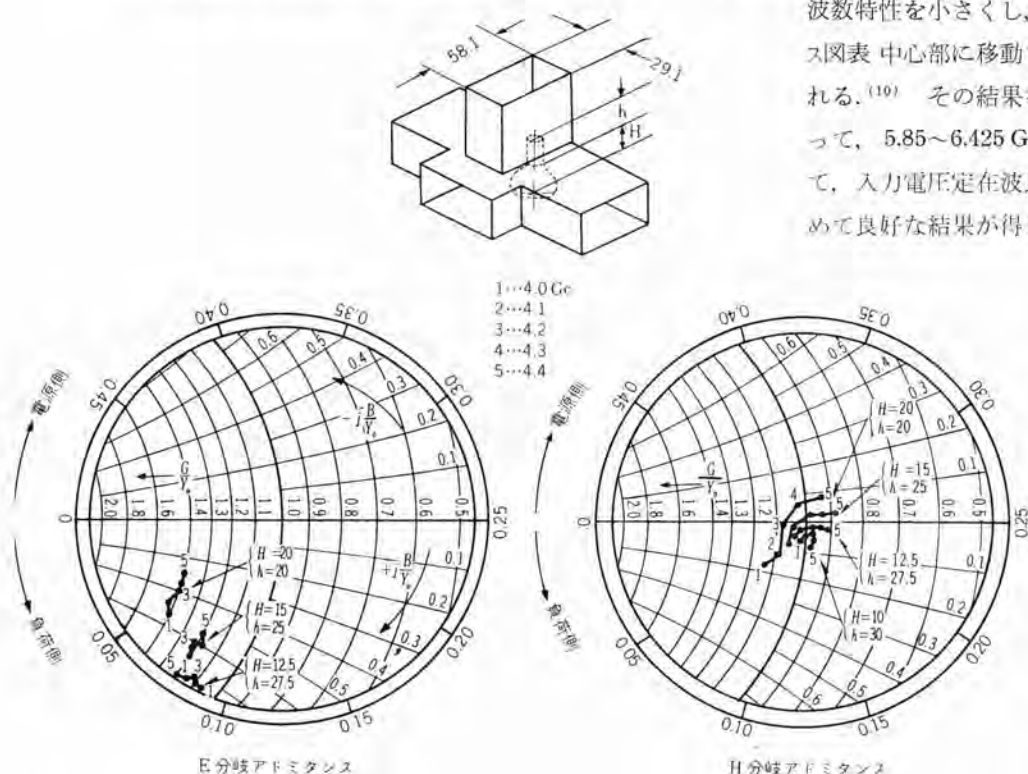


図 3.2 分岐域に倒杯形ポストを装荷したマジックTのアドミタンス特性
Fig. 3.2 Admittance characteristics of magic-T, when the wine-glass post is loaded in its junction section.

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筒形ポストを、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 Smith 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 ($h+H$) が主として 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は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ダクタンス分に関してはできるだけ小さく、サセプタンス分に関してはできるだけ単調になるようにする。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 Smith 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、5.85~6.425 Gc の周波数帯域にたいして、入力電圧定在波比 1.01 以下という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 以下となっている。なお周波数帯域を 5.85~6.115 および 6.115~6.425 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

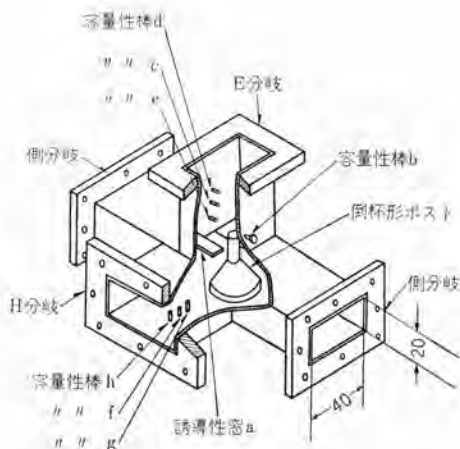


図 3.3 6 Gc 帯広帯域整合マジックT の構造
Fig. 3.3 Structure of broad-band matched magic-T for 6 Gc band

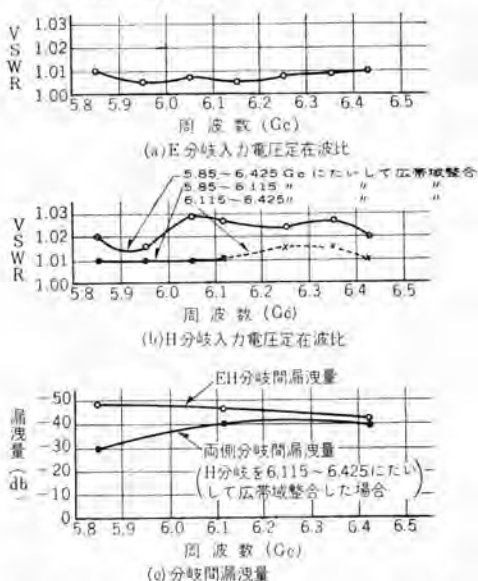


図 3.4 6 Gc 帯広帯域整合マジックT の特性
Fig. 3.4 Performances of broad-band matched magic-T for 6 Gc band.

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 以下となっている。

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 Gc 帯超多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 Gc 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 Gc 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_{10} 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、分岐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 Gc 帯矩形導波管 WRJ-6 より扁平導波管へのテーパー管が必要となる。テーパー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環端面の位置がある。この最適位置は前述の

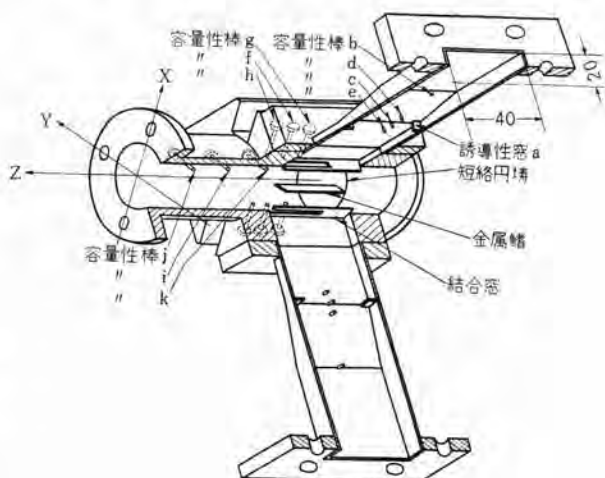


図 4.1 6 Gc 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路の構造
Fig. 4.1 Structure of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 6 Gc band.

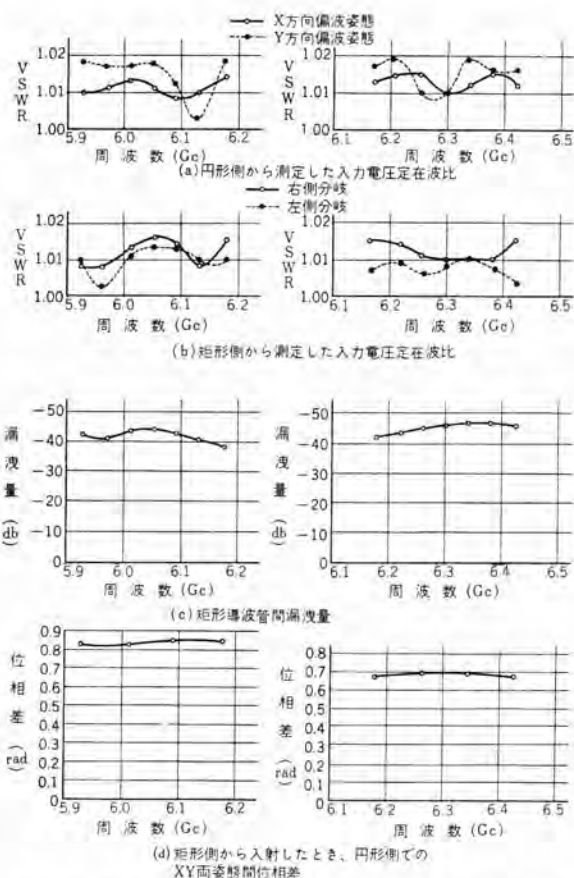
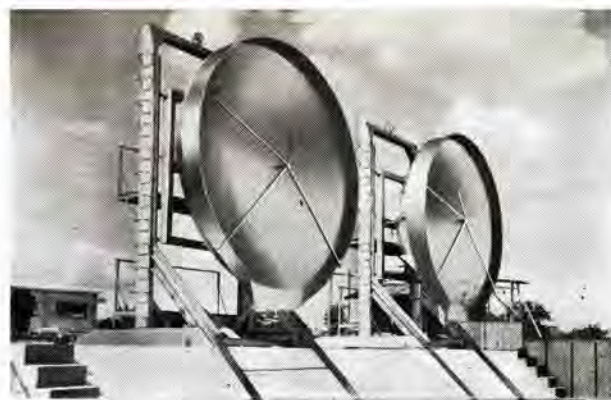


図 4.2 6 Gc 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路の特性
Fig. 4.2 Performances of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 6 Gc band.

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。短絡円端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 方向偏波状態にたいするアドミタンス特性が広帯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 方向偏波状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 方向偏波状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 方向偏波状態には無影響で、Y 方向偏波状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端端面より突出させた金属簾である。この金属簾の長さおよび幅を、Y 方向偏波状態アドミタンス特性が広帯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 方向偏波状態に対しては 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 方向偏波状態に対しては 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帯域整合を行なうことができる。

上述の方法で広帯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) は円形導波管側導波管ハイブリッド回路の広帯域整合・喜連川・立川



(a) アンテナ 外観



(b) 一次放射器

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放射器

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 両方向偏波状態にたいしとも 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 両状態間には位相差 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 軸に平行な楕円偏波となる。

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放射器である。ハイブリッド回路の円形側には、XY 方向偏波状態間の移相差が $(\pi/2 - \phi)$ rad なる広帯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放射する。このアンテナに関してはまだ簡単な報告⁽¹¹⁾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、最大電力楕円偏波率 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 TE_{11} 状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

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。この回路は第2.2で述べたように、円形側での直交2状態の偏波方向を図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とはそれらの伝送状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成器が必要となるゆえ、分岐3の開口と分岐4の開口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に実験的に選定し、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パ導波管形変成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。小形な変成器としては、図5.1に示すような一段の1/4波長変成器が考えられる。この1/4波長変成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波長変成器部と円形導波管との接続面の呈する等価誘導性サセプタンスの値はきわめて大きい。このサセプタンスを相殺するために矩形導波管と1/4波長変成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

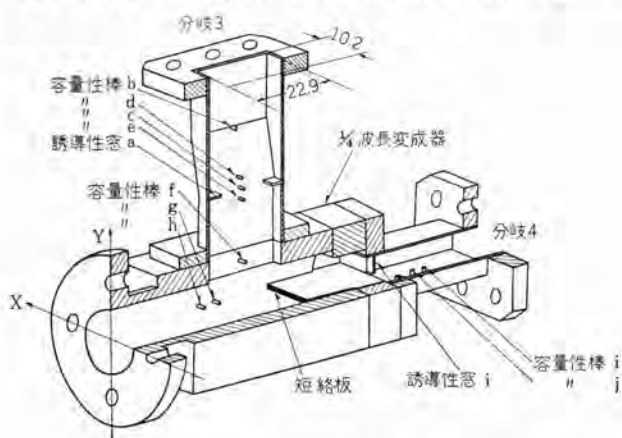


図 5.1 11 Gc 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路の構造

Fig. 5.1 Structure of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 11 Gc band.

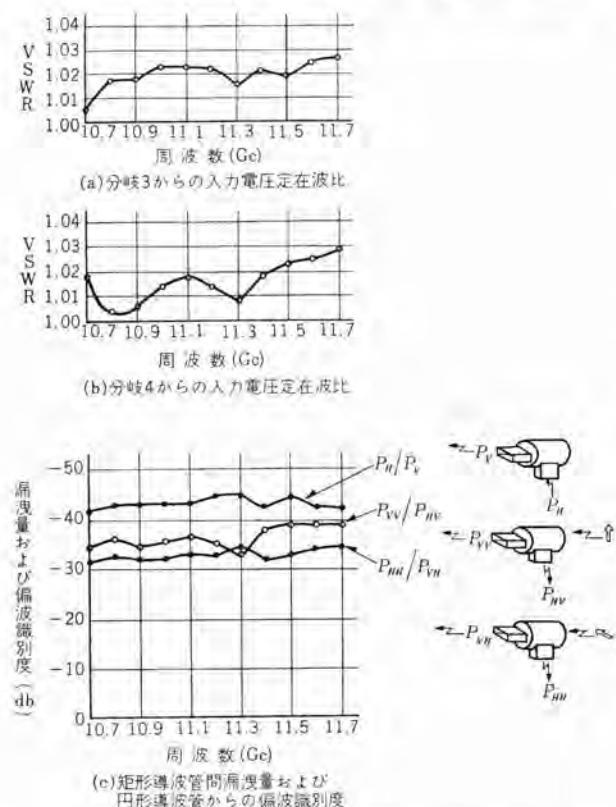


図 5.2 11 Gc 帯広帯域整合円形管形ハイブリッド回路の特性
Fig. 5.2 Performances of broad-band matched circular waveguide hybrid junction for 11 Gc band.

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 方向偏波状態の波を入射させたときの分岐 4 と分岐 3 とへの電力分配比、Y 方向偏波状態の波を入射させたときの分岐 3 と分岐 4 と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、最近では従来のマジック 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.Tomiya-su 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

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

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

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

で示される。非対称状態は格子によってほとんど影響を受けないから、 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_{10} 状態にたいする管内波長の計算

導波管 ハイブリッド回路の広帯域整合・喜運川・立川

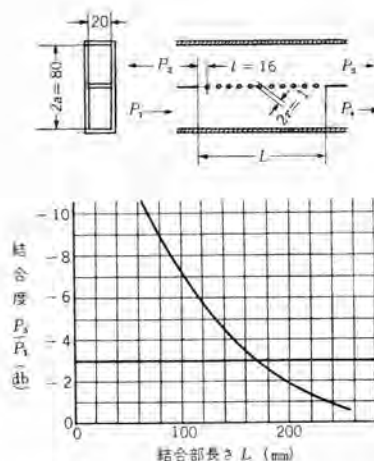


図 6.1 結合部に格子を配列した方向性結合器の結合部長と結合度との関係 (計算値)
Fig. 6.1 Relation between coupling length and coupling of directional coupler with grid in its coupling section.

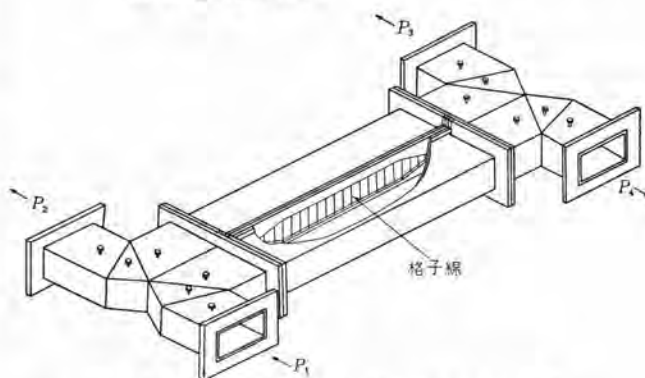
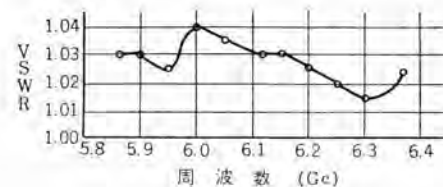
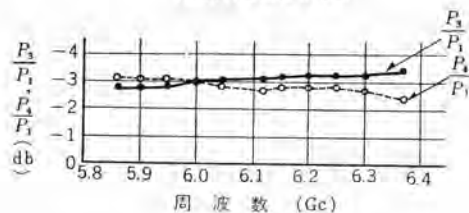


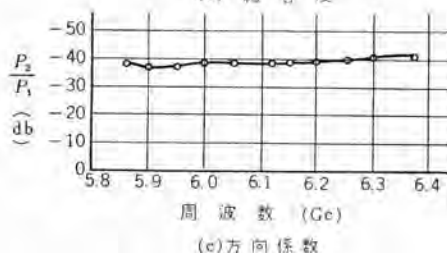
図 6.2 6 Gc 帯広帯域 3db 方向性結合器の構造
Fig. 6.2 Structure of broad-band 3db directional coupler for 6 Gc band.



(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

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

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_3/P_1 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パ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 より上の偏差は ± 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. Montgomery, 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. Montgomery: 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: 6Gc 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: 11Gc 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., VCIII, 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）の考え方にさらに 20 kV 側に屋外キュービ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 キュービクル、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氣的、機械的、空氣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 キュービクル内の LC-B 形負荷断路器を経て 20 kV のバスダクトに連結される。20 kV キュービクルよりラチル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 圧	R 22-F 21-F 20-F 19 kV

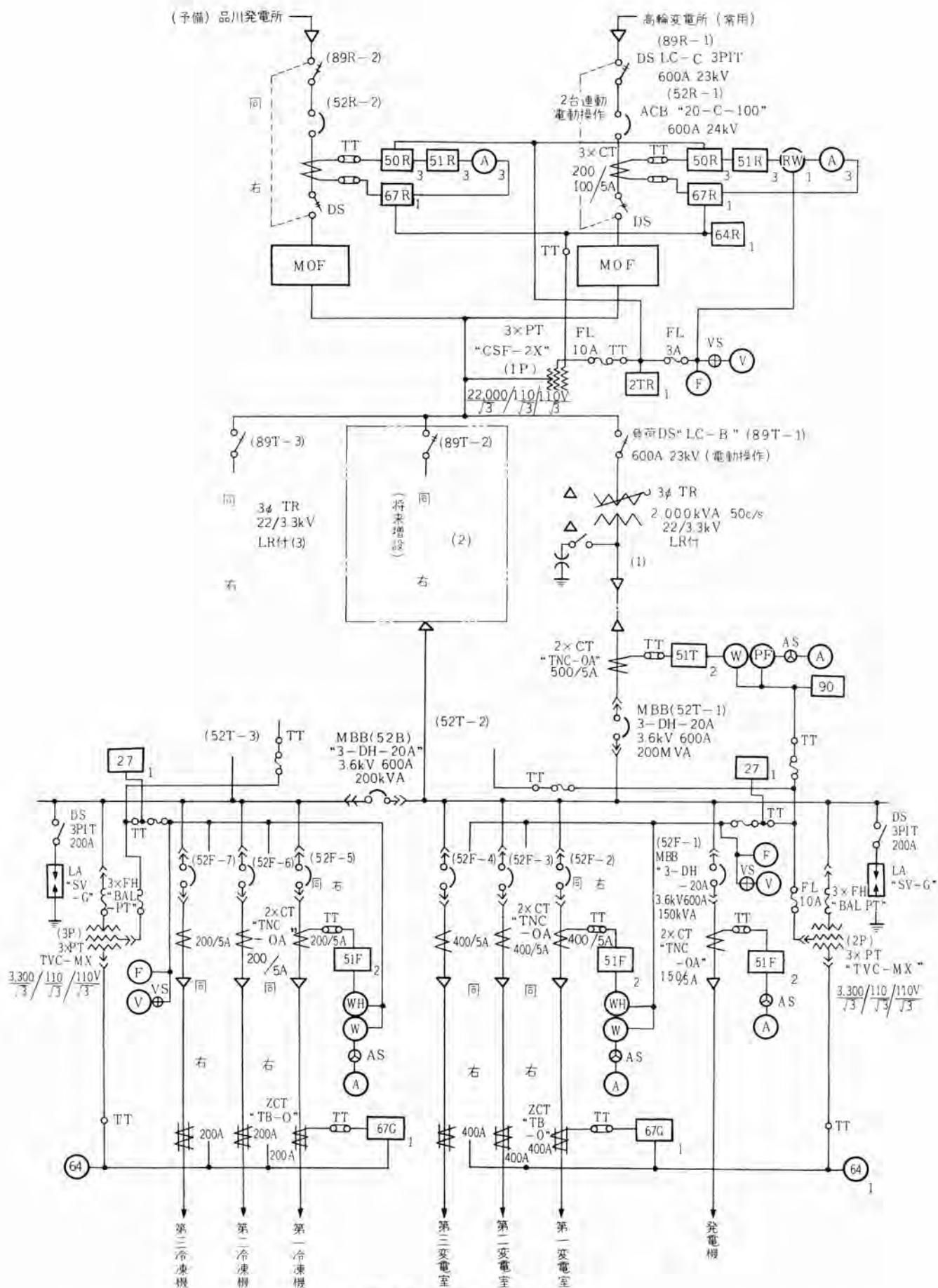


図 1.2 単線接続図
Fig. 1.2 Skelton diagram.



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 切換器が付採用され、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 形窒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。なおラフホルツ 継電器 (1 段および 2 段動作) ダイアル 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 ($\pm 10\%$) とし、調整 タップ は ± 8 段 17 点、1.25 % ステップ とする。この URS 形負荷時 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な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 回を保証するが、一般の配電器具と異

新形式のユニットサブステーション・井上

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. 屋外キュービクル

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 ガイシ、断路器などを立体的に取付け、シタ断器、避雷器、計器用変成器類を適当に配置するため鉄構の支柱間、支柱間あるいは支柱と支柱間の径間、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 ユニ 株式会社の特高変電所建設にあたって、その用地が限定され、地価もすこぶる高いので、用地面積の少なくてすむ 22 kV キュービクル が考えられ、採用されたのである。22 kV 屋外キュービクル は屋内キュービクル と同様にシタ断器 その他の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 キュービクル 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 キュービクル 採用による利点は用地面積が従来の鉄構式に比し約 $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ 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 シツ害 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 屋外キュービクル

屋外 キュービクル 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 シタ断器 キュービクル 2 台、PT コンプ レッサキュービクル 1 台、変圧器 キュービクル 2 台と バスタクト で構成されている。

屋外 キュービクル の仕様はつぎのとおりである。

受電 シタ断器 キュービクル	2 台
20-C-100 形三極単投空気 シタ断器	
24 kV 600 A 圧縮空気操作式	1 台
LC-C 形三極単投断路器	2 台



図 3.1 20 kV 屋外 キュービクル 外観
Fig. 3.1 Exterior view of 20 kV outdoor cubicle.

三菱電機・Vol. 34・No. 11

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グが施してあり、もちろん密閉構造となっている。母線室、断路器室、シ断器室の室間ならびに相間にはパリアを設け、一部の故障が他室または他相に波及しないようにするとともに相間短絡を生じないようにし、パリア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。

空気シ断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断器キュービクルの内部に防音装置を施し、排気音を吸収してキュービクルの外部に漏れる音響を半減させている。

受電2回線の空気シ断器はいかなる場合にも絶対に同時投入しないよう電氣的、機械的、空氣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、電氣的インターロックを主とし機械的、空氣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形空気シ断器

20-C-100形空気シ断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断容量が得られるのでビル用キュービクルその他に需要多く多数

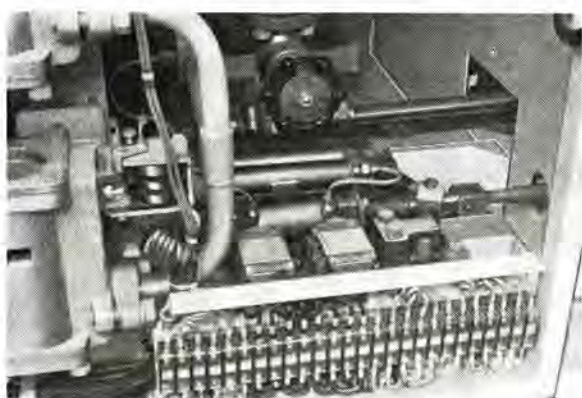
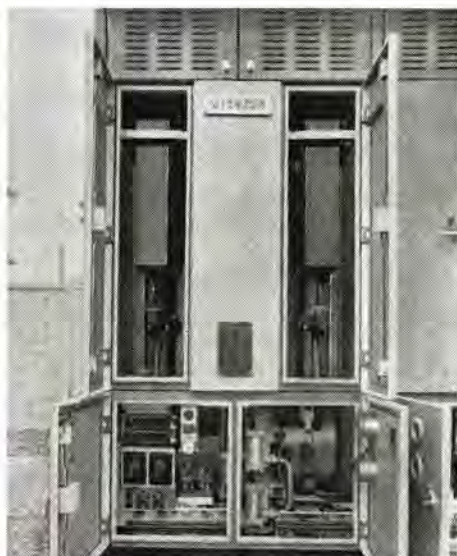


図 3.3 空気シ断器間の鎖錠装置

Fig. 3.3 Interlock between air circuit breakers.

図 3.4 20-C-100 形空気シ断器

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



納入して好評である。図3.4は空気シ断器がキュービクルに収納された外観を示すもので補助気そうの上部に接触部と操作機構を備え、投入シ断とともに直流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、シ断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。シ断器の操作圧力は常時10気圧で、圧力が普通8気圧に下がればシ断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責務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。

空気シ断器の特長を記述するとつぎのとおりである。

(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断器本体が直接取付けてあるのでシ断器の占有面積が非常に少なく、同じ電圧同じシ断容量の油シ断器の $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ である。

(4) 20-C-100形空気シ断器は鉄板製キュービ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断器やガイシ形シ断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形空気シ断器の操作圧力は常時10気圧である。空気シ断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断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つているので、この新形式のユニットサウにもLC-B形負荷断路器が変圧器一次キュービクルに使用されている。(図3.5参照)

LC-B形負荷断路器はパ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内の消弧作用によってアークは急激にシ断される。この負荷断路器のシ断定格は消弧要素により限定され、使用電圧、力率、シ断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る。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断器

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
キ 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、キ 電線用、その他の メタルクラッド 内部には 3-DH-20 A 形三極単投磁気 シャ断器、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-A 3 形三相 オートバルブ 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 シャ断器 を収納している。メタルクラッド の構造はキュービクル 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、シャ断器 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行えるので シャ断器 の点検に便で互換性がある。この シャ断器 の引出しは シャ断器 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 コイカルタ そ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 磁気シャ断器

当社で製作している 磁気 シャ断器 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、多年の要望を満した油なし シャ断器 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 シャ断器 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-20 A 形磁気 シャ断器 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 シャ断能力の低下はなく、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、アーク接触子は耐弧性合金を使用しており、シャ断による



図 4.2 3-DH-20A 形磁気 シャ断器

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) 磁気シヤ断器はメタルクラッドに最適の設計構造でありシヤ断器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こぶる優秀で所要寸法も少ないので据付場所も少ない。

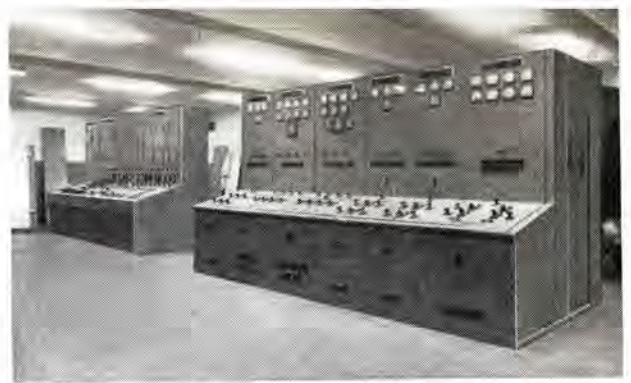


図 5.1 監視制御盤

Fig. 5.1 Supervisory board.

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、屋外変電所全体をここで中央監視制御することができる。

各種継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)
キ電盤	2面

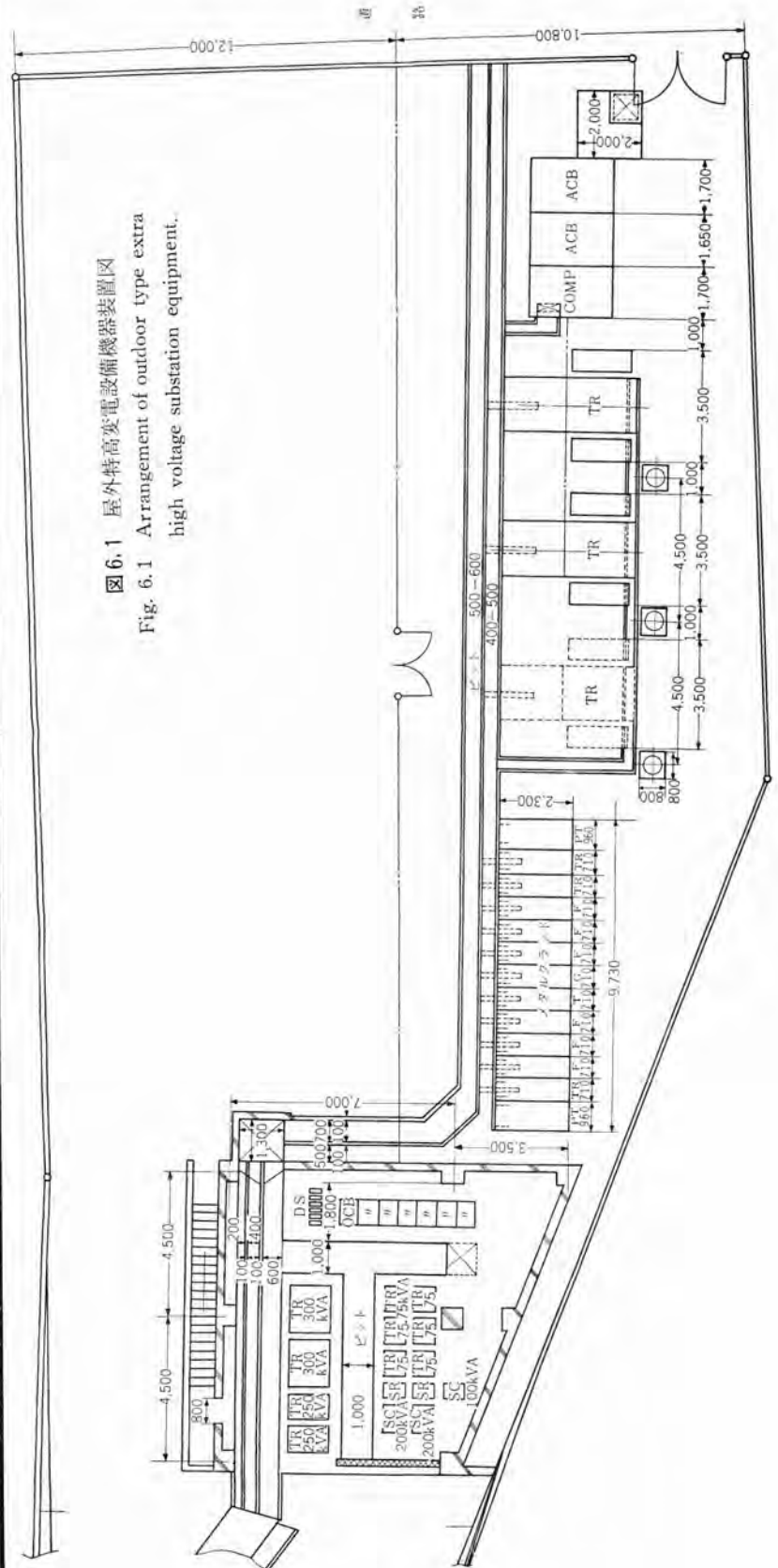
故障の表示は DA 形ドロップ式故障表示器を電圧計形漏電計とともに正面の計器部に取付け、故障個所の発見監視を一目瞭然にさせている。

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、鉄構に支持ガ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
新形式のユニットサブステーション・井上

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 ソニー 株式会社に納入した新形式の ユニットサウ 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 ユニットサウ 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 キュービクル を採用したので、変電所に必要な用地面積は従来の $\frac{1}{2}$ ～ $\frac{1}{3}$ 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 キュービクル、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 ユニットサウ は全密閉形であるので塩害および煙じん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 キュービクル 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 キュービクル 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 キュービクル は前述の ソニー 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 キュービクル 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。技術資料を提出したこともしばしばある。70 kV 級特高 キュービクル 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 キュービクル 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 キュービクル、「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 キュービクル 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制限して早急に遮断しなければ、事故は拡大して、その復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遮断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に迅速に報知するために、FT 形表示ヒューズもあわせて開発した。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形開閉器 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

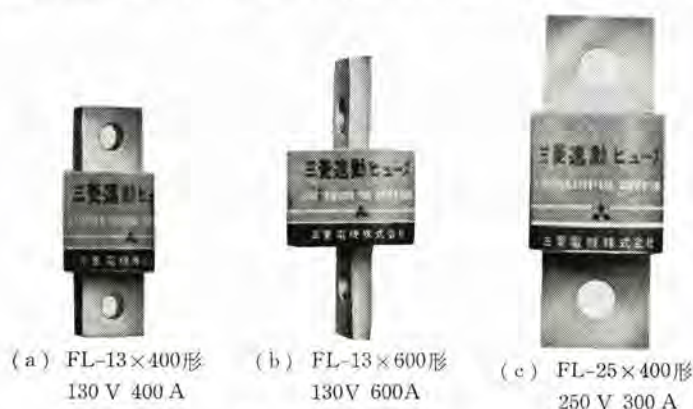


図 1.1 FL 形速動ヒューズ
Fig. 1.1 Type FL fast-acting fuse.



図 1.2 FT 形表示ヒューズ 250V 1A
Fig. 1.2 Type FT, indicating fuse.



図 1.3 整流器トレイ入り FL-25x400 形ヒューズと FT 形表示ヒューズ
Fig. 1.3 Type FL-25x400 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 $\frac{1}{20}$ 以下、400 % では $\frac{1}{200}$ 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 $t=t_m$

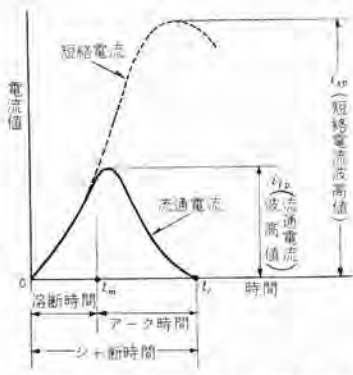


図 2.2 限流形ヒューズの限流作用
Fig. 2.2 Limiting action of current limiting fuse.

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ャ断 $\int i^2 dt$ 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ク抵抗により大きくしぼり、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_{fm} をピークとして時間 t_e 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、電流シャ断までに実際に回路に流入するシャ断 $\int i^2 dt$ (図 2.2 において $t=0$ から t_e 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) シャ断容量が 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、シャ断容量 RMS 100,000 A が確実に検証されている。

(4) 電流シャ断後にサージ電圧を発生しない。

限流形ヒューズは、自己のアーク抵抗により電流をしぼ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。

定格電流シャ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

- 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为一体となっている。
 - (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) 確實、迅速に表示動作をする。
 - (6) シャ断容量が大きく、RMS 100,000 A 以上である。
 - (7) 電流シャ断時のサージ電圧が低い。
 - (8) 2 極直列にすれば AC 600 V までシャ断ができる。

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

現在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。

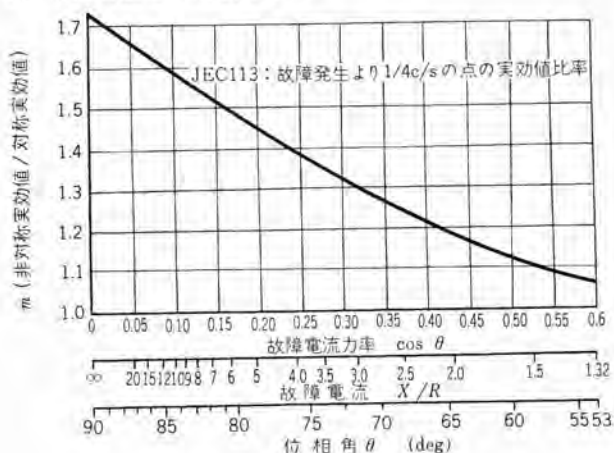
表 3.1 定 格 表

形 名	定 格 電 圧 AC (V)	定 格 電 流 (A)	シャ断定格 (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	ヒューズ節 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。



注：この図は次の条件を基として作図した。

1. 交流分の減衰は 0
2. 故障は電圧 0 で発生
3. 非対称実効値 $= \sqrt{(\text{交流分実効値})^2 + (\text{直流分})^2}$

図 3.1 故障電流の非対称実効値対対称実効値の比率 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 を適用して、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、シラ低圧速動ヒューズ・岩崎・小林・岩崎

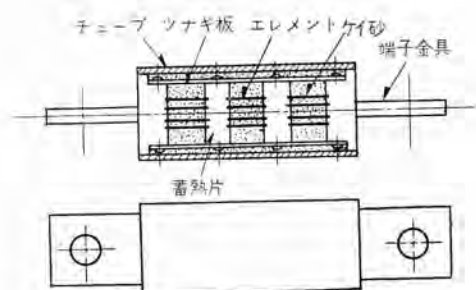


図 4.1 FL 形ヒューズ 構造説明図

Fig. 4.1 Expository views of type FL fuse construction.

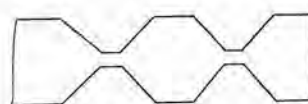


図 4.2 ヒューズエレメントの形状

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 は内径精度がよいので端子金具とのハメ合部の密封構造は完備で定格 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 電圧の急とも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ク抵抗 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には、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

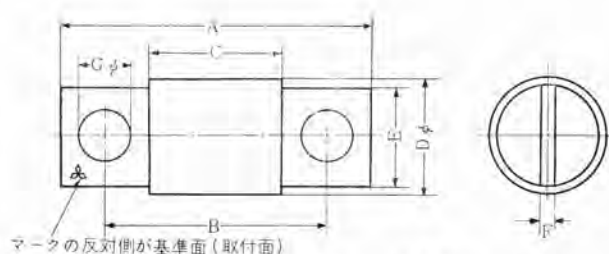


図 4.3 FL 形低圧速動ヒューズ外形図

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 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、熔断をのがれる。すなわち短時間過負荷では熔断せず、大電流では瞬時に動作し故障を高速度に遮断するのである。

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、その熔断を報知するもので、図 5.1 の外形図に示すように 2 極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 1φ 抵抗器付 2 極
定格電流 1 A
ただし補助接点だけ 0.5 A
絶縁耐力 AC 乾燥 極間 1,500 V
極アース間 3,000 V
遮断電流 100,000 A

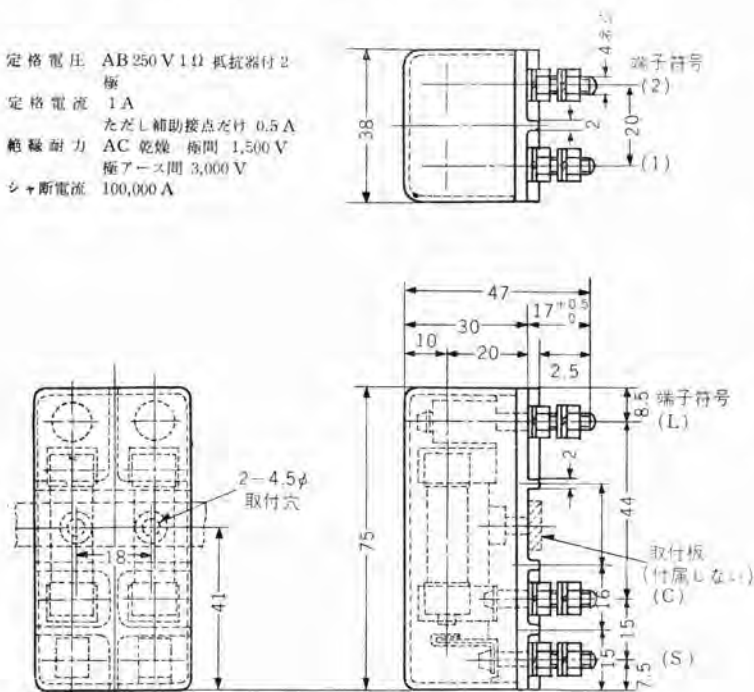


図 5.1 FT 形表示ヒューズ外形図

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 形ヒューズが熔断すると、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熔断する。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 形ヒューズ熔断を報知する。カバーが透明であるから外部からもヒューズ動作は明瞭に観察できる。

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。

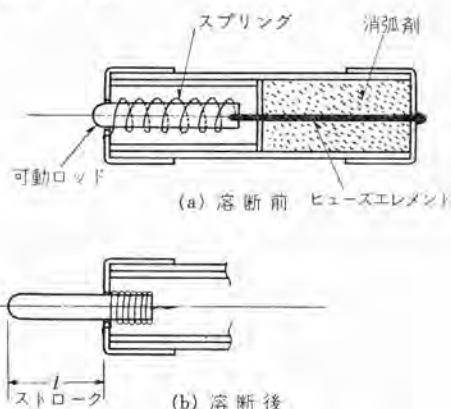


図 5.2 FT 形ヒューズ筒構造図

Fig. 5.2 Construction of type FT fuse unit.

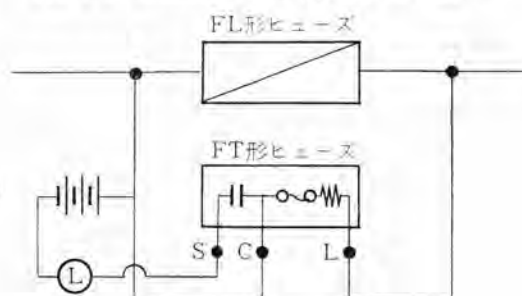


図 5.3 FT 形ヒューズ結線図例

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 温度特性

この ヒューズは 絶縁なしで直接保護装置の 導体に取り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)	
100 以下	1.6×24 36	0.6
201~200	4×25 100	
201~300	4×50 200	
301~400	5×50 250	1.2
401~600	6×50 300	

表 6.2 付 図

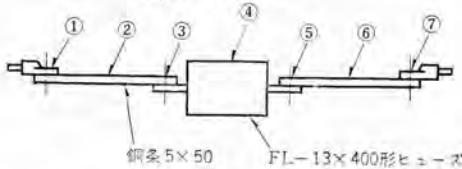


表 6.2 FL-13×400形ヒューズ 温度上昇試験結果

通電電流 アンペア 定格比	冷却 風速 (m/sec)	温 度 上 昇							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	30
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	30
400	100	15	18	19	20	20.5	19	17	30
460	115	24	29	35.5	36	37	32	27	30

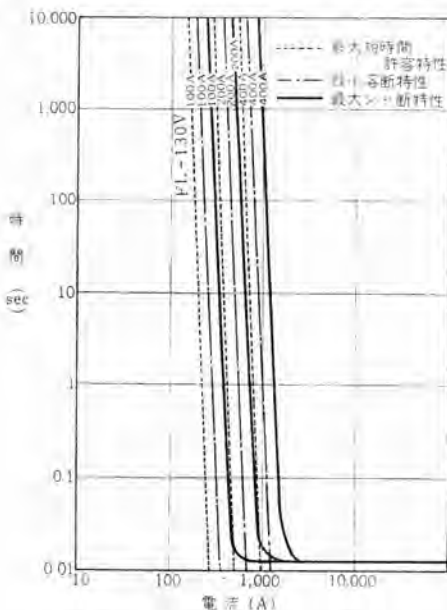


図 6.1 FL-13 形速動ヒューズ 時間電流特性曲線
Fig. 6.1 Time current characteristics of type FL-13 fast-acting fuse.

表 6.3 FL 形ヒューズの溶断 I^2t

ヒューズ形名	溶断 I^2t (A ² ·sec)	
	最 小	最 大
FL-13×100	1.3×10^3	1.73×10^3
FL-13×200	4.9×10^3	6.5×10^3
FL-13×400	1.56×10^4	2.08×10^4
FL-13×600	3×10^4	4×10^4

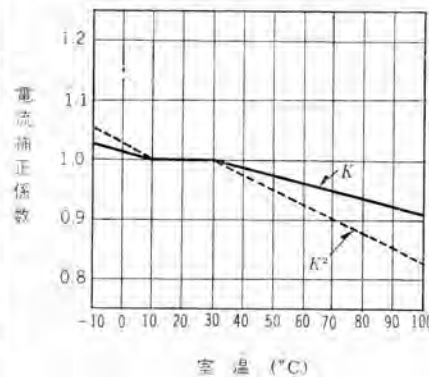


図 6.2 時間電流特性温度補正係数
Fig. 6.2 Ambient temperature adjustment factors.

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 1.5 m 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

ついいはある一定の値 (溶断 I^2t) 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^2t 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^2t は $(97.5)^2 =$

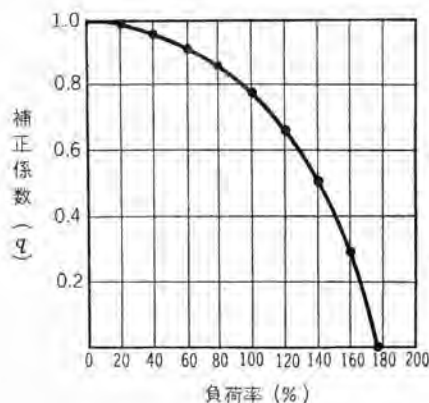


図 6.3 溶断時間電流特性負荷率補正係数
Fig. 6.3 Preloading adjustment factor.

95%以下がる。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1.5 m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パラッ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ずかである。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っている、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、リック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はすべて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ク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	試 験 条 件 (AC60 c/s)						試 験 結 果											シャ断後の状態
										FL 形 ヒューズ					FT 形 ヒューズ						
形 名	定格電圧 (V)	定格電流	番号	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)	(+) シャ断電流 (非対称実効値)	動作時間(c/s)			$\int i^2 dt$			溶断電流 (max波高値) (A)	溶断時間 (c/s)	シャ断時間 (c/s)	溶断電流 (max波高値) (A)		
										溶断	アーク	シャ断	溶断	アーク	シャ断						
FL-13×400 FT	130 130/250	400A 1A	944-67	150	100	83	7,400	107	8,300	0.10	0.21	0.31	1.4×10^4	4.26×10^5	5.7×10^5	4,716		(※)			
			#-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	125	異常なし	
			#-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	250 130/250	400A 1A	#-8	130	100	82	6,400	343	9,600	0.25	0.29	0.54	3.2×10^4	6.85×10^5	1×10^6	5,600	0.25	0.54	177		
			#-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	異常なし	
			#-80	300	99	85	7,400	195	112,000	0.05以下	0.38	0.38	*	5.7×10^5	5.9×10^5	11,500	#	0.38	184		

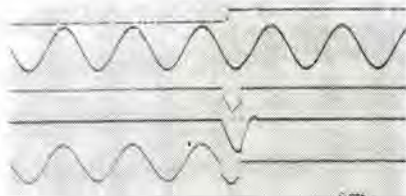
*: オンロから算出不能のため最大 I^2t を使用する

(※): FL 形単独試験

+: シャ断電流は JEC-113 法で算出



(a) FL-13×400 形 ヒューズ
シャ断電流 127,000 A



(b) FL-25×600 形 ヒューズ
シャ断電流 9,600 A

図 6.4 FL 形ヒューズの代表的
シャ断試験 オシログラム

Fig. 6.4 Typical interrupting
test oscillograms of type
FL fuse.

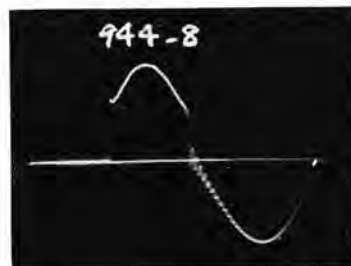


図 6.5 FL-13×600 形 ヒューズシャ断試
験状況

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 ヒューズシャ断 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)

ヒューズシャ断 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

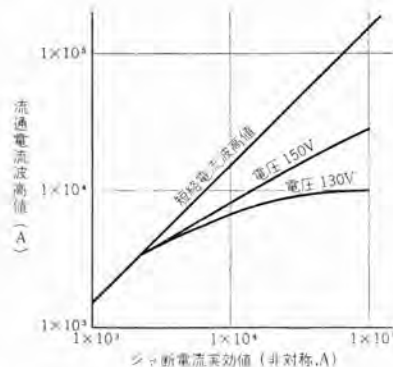


図 6.6 FL-13×400 形ヒューズ
限流特性曲線
(短絡力率 0.1~0.3 の場合)

Fig. 6.6 Maximum peak let-thru
current characteristics at 150
V and 130 V of type FL-13×
400 fuse.

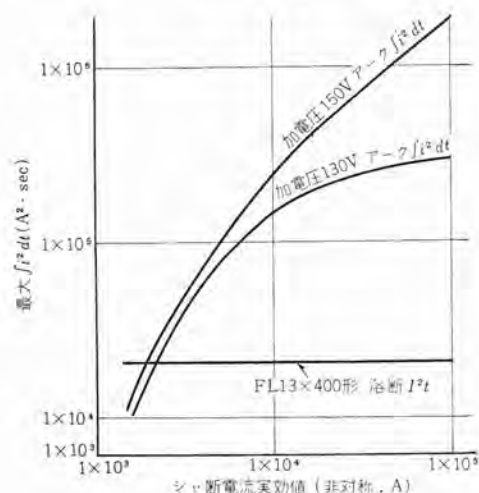


図 6.7 FL-13×400 形ヒューズ $\int i^2 dt$ 特性
曲線
(短絡力率 0.1~0.3 の場合)

Fig. 6.7 Max clearing $\int i^2 dt$ charac-
teristics of type FL-13×400.

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
しく限流されており、その限流比はシャ断 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 シャ断 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

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。
このアーク 時間と 溶断時間 とを加え合わせたものがシャ
断時間で、図 6.1 の実線 で示す。アーク 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) アーク $\int i^2 dt$ と シャ断 $\int i^2 dt$

アーク 時間中に回路に流入する アーク $\int i^2 dt$ 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 シャ断 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 に示したがアーク $\int i^2 dt$ は大電流域 では回路電圧に
よりいちじしく影響をうける。

この最大アーク $\int i^2 dt$ と最大 溶断 $I^2 t$ との和が シャ断

$\int i^2 dt$ であるから、図 6.7 は $\int i^2 dt$ が早見できるように最大溶断 I^2t 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 乾燥閃絡値 | 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 $\times 115\% = 1.15 A$ 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することが必要である。

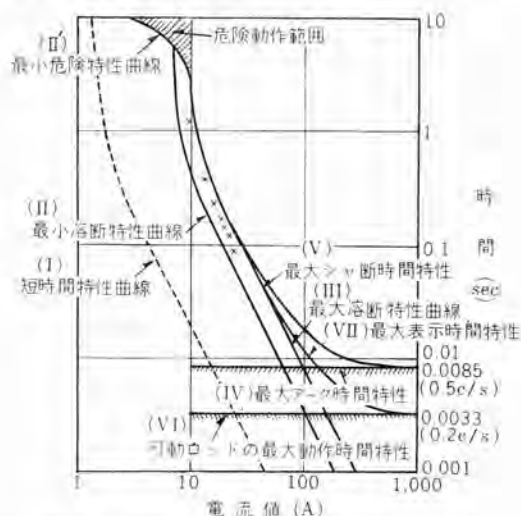


図 7.1 FT 形表示ヒューズ時間電流特性曲線
Fig. 7.1 Time current characteristic of type FT indicating fuse.

(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 $\int i^2 dt$ 時間特性

図 7.1 曲線 (V) で示すが、これは曲線 (III) に曲線 (IV) の最大アーク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 $\int i^2 dt$ 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閉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 $\int i^2 dt$ 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、ゲルマニウムで 85°C をこえると整流特性が低下しついには整流素子の破壊を招来する。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が考えられなければならない。

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って最近の整流素子自体の信頼性はきわめて高くなっているが冷却システム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っ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 $\int i^2 dt$ 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、シヤ断器で行なわれるのが普通であるが、シヤ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実際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⁽¹⁾がこれを短絡から保護するときにはヒューズのシヤ断 $\int i^2 dt$ 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で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。

$$\sqrt{2} \cdot a > (1 + K) E_{pi} \dots\dots\dots (8.1)$$

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、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	単相二重二重整流	単相全波		三相全波		六相二重星形
結線図	図						
	波形						
整流回路電流(Ia)	平均値	$I_a/2$	$I_a/2$	$I_a/2$	$I_d/3$	$I_d/3$	$I_d/6$
	実効値	$I_a/\sqrt{2}$	$I_a/\sqrt{2}$	$I_a/\sqrt{2}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/\sqrt{3}$	$I_d/2\sqrt{3}$
二次線電流(Ia)	波形						
	実効値	I_a	I_a	I_a	$\sqrt{2}/\sqrt{3} I_d$	$\sqrt{2}/\sqrt{3} I_d$	I_d
直流電圧(Ea)		$0.9 E_s$	$0.9 E_s$	$0.9 E_s$	$1.35 E_s$	$1.35 E_s$	$1.17 E_s$
逆電圧尖頭値		$2/\sqrt{2} E_s$	$\sqrt{2} E_s$	$\sqrt{2} E_s$	$\sqrt{2} E_s$	$\sqrt{2} E_s$	$\sqrt{6} E_s, 2\sqrt{2} E_s (3)$
逆電圧波形							
備考		(1) 実際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する飛躍電圧を生じる		(3) 無負荷または臨界電流値以下の場合はまたこのときは $E_{pi} = 1.35 E_s$

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。

$$I_{mean} = \frac{I_d}{m \cdot p \cdot n} \quad \dots \dots \dots (8.2)$$

$$I_{eff} = \frac{I_d}{m \cdot \sqrt{p} \cdot n} \cdot \sqrt{1 - p} \cdot \phi(u) = \sqrt{p} \cdot I_{mean} \quad \dots \dots \dots (8.3)$$

$$\text{なお、} \phi(u) = \frac{\sin u (2 + \cos u) - u (1 + 2 \cos u)}{2 \pi (1 - \cos u)^2} \quad \dots \dots \dots (8.4)$$

ここに I_d : 直流出力電流, m : 転流群の数, p : 相数, n : 1 相当りの並列数, 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ない。

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ずかなりとも電流の不均衡があるから、電流値は大きいほうの値に対してとられなければならない。

(2) 整流素子の保護と選択 シュ断 (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 シュ断 $\int i^2 dt$ と比較して

最大 シュ断 $\int i^2 dt$ (ヒューズ) $< i^2t$ (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 短絡保護を行わなければならない。

ただしヒューズの最大 シュ断 $\int i^2 dt$ 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

$$\text{シュ断} \int i^2 dt < \left(\frac{E_s}{E_p} \right)^2 i^2t (\text{素子}) \dots \dots \dots (8.6)$$

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 が熔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 スタック 内における不平衡率を S とすれば、スタ

ック についての i^2t は式 (8.7) で与えられる。

$$i^2t (\text{スタック}) = \{n(1-S) + S\}^2 i^2t (\text{素子}) \dots \dots (8.7)$$

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、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のべた i^2t 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

$$\text{シュ断} \int i^2 dt (\text{ヒューズ}) < \{n(1-S) + S\}^2 i^2t (\text{素子})$$

または短時間 I^2t (ヒューズ) $\dots \dots \dots (8.8)$

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^2t を使用しなければならない。

(3) シュ断器 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当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 シュ断器 による保護動作は瞬時動作の継電器を使用しても 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 シュ断器 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 シュ断器 (DB, DR など) または一般の交流 シュ断器 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 が熔断

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ャ断を完了する。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ャ断時間はこれに0.33 c/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ャ断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0.33 c/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、しかもシャ断器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、先にのべた高速度保護装置が併用されたときもそのBack-upとして考えられるものである。事故電流を検討してシャ断器で保護す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整流素子保護のための選択シャ断が確実にこなされることを主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

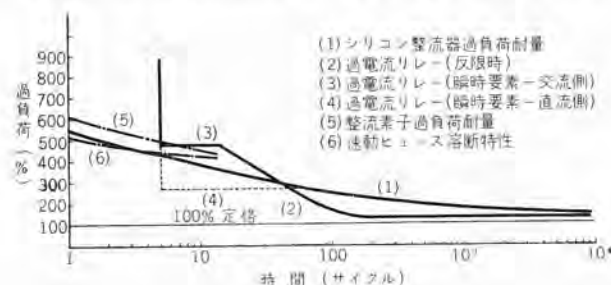


図 8.1 シリコン整流器の保護協調曲線

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 ヒューズとシャ断器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、小形で安価な大シャ断容量をもつ保護装置ができて上がるので最適である。

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な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特性以内に FL 形ヒューズのシャ断特性があ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ャ断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 130 V 100~600 A, 250 V 200~400 A 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、半導体整流体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さらに大電流ヒューズがそれぞれ要求されているので、目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: 三菱研電電力ヒューズ, 「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 , $t=kQ_a^{-n}$.

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がしマイカと、接着含浸材料であるダイレジン⁽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が多いが、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 にコロナ放電が起こり、その放電電荷量を Q_a とすると、検出抵抗両端には

$$V_d(t) = \frac{1}{C_x + C_n + C_x \frac{C_a}{C_0}} \cdot Q_a \cdot e^{-at} \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし

$$1/a = R_d \left(C_n + \frac{C_x \cdot C_a}{C_x + C_0} \right) \dots \dots \dots (2.2)$$

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増える。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いのは、各試料の耐コロナ性を比較する目的のほか、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.

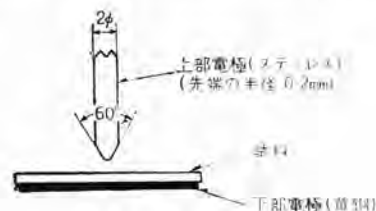


図 2.2 試験電極

Fig. 2.2 Test electrode arrangement.

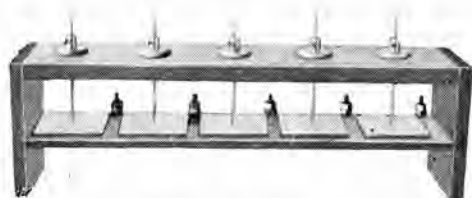


図 2.3 電極配置
Fig. 2.3 Electrode assembly.

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。

試験に用いたのはがしマイカは、大きさが約 50×40 mm で、厚さが 0.03 mm のものと、厚さが 0.02 mm のものを 2 枚重ね合せた 2 種類である。ダイアレジンは厚さ約 $0.06 \sim 0.07$ mm、大きさが約 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 $0.05 \sim 0.07$ 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 $600 \sim 800$ 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 0.03 mm のはがしマイカを試料とし、電極間隙 0.2 mm、印加電圧 2.8 kV 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

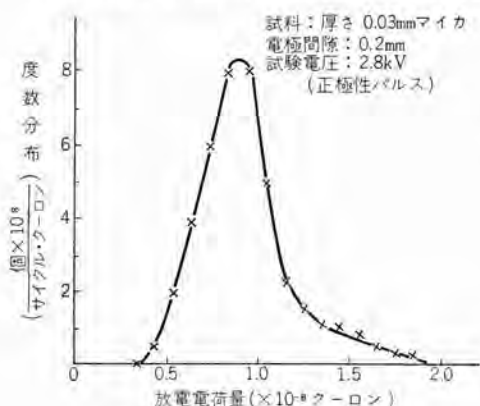


図 3.1 コロナパルス分布の一例
Fig. 3.1 Example of distribution curve of corona pulse obtained on mica splitting.

表 3.1 試験結果の概要 40°C, 30% RH				
試料	はがしマイカ	ダイアレジ	コンパウンド	備考
試料枚数	23	27	19	試験電源は 600~800c/s
試料厚さ (mm)	0.03 および 0.02 × 2	0.055~0.072	0.045~0.07	
間隙長さ (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 (× 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)	$2.3 \times 10^7 \sim 2.5 \times 10^8$ 以上	$3.6 \times 10^6 \sim 3.6 \times 10^7$	$3.2 \times 10^5 \sim 4.1 \times 10^6$	
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	

0.9×10^{-8} クーロンで相当狭い範囲に集中しているので、この試料のばあいの放電電荷量は 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 $1.2 \sim 5.4$ 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、ダイアレジンは約 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 60 c/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 0.01 mm 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

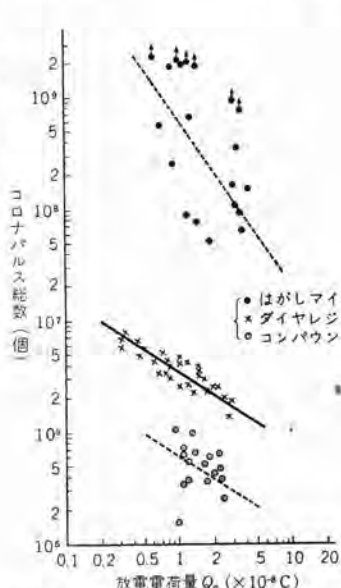


図 3.2 放電電荷量と厚さ 0.01 mm を侵食するに要するコロナパルス総数との関係
Fig. 3.2 Relation curves of corona coulombs vs. total number of pulses required to erode a thickness of 0.01 mm.

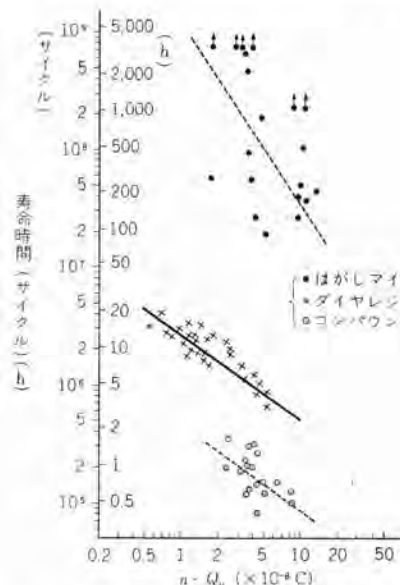


図 3.3 (放電電荷量) × (1 サイクル中の発生数) と厚さ 0.01 mm を侵食する寿命時間との関係
Fig. 3.3 Relation curves of quantity of corona vs. life required to erode a thickness of 0.01 mm.

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、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を図 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コロナ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、試料を数枚重ね合わ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、0.02 mm 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、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 の平均値的な寿命時間から、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単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だから、仮りに 1 mm のマイカ厚があれば、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、現在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とすれば

$$t = a - kQ_a \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

が成立するはずである。また寿命がコロナ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_a の n 乗に比例するものと考えれば

$$t = k \cdot Q_a^{-n} \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

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

$$t = k \cdot e^{-\alpha Q_a} \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

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所的な絶対温度が、コロナの放電電荷量に比例するならば、

$$t = k \cdot e^{\beta/Q_a} \quad \dots\dots\dots (4.4)$$

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るとおり、マイカおよびコンパウ

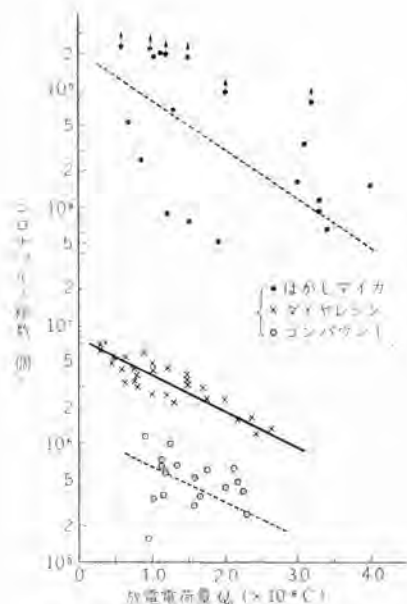


図 4.1 放電電荷量と厚さ 0.01 mm を侵食するに要するコロナパルス総数との関係

Fig. 4.1 Relation curves of corona coulombs vs. total number of pulses required to erode a thickness of 0.01 mm.

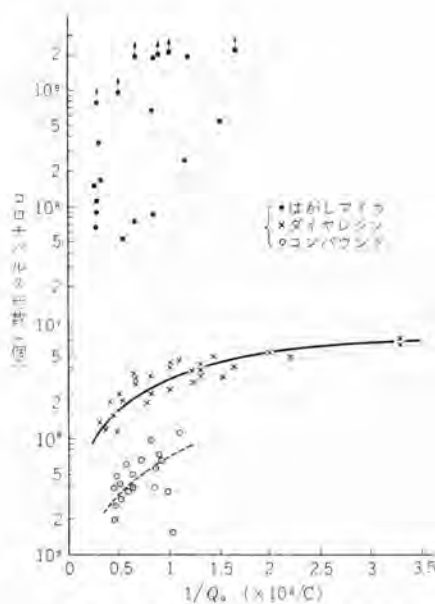


図 4.2 放電電荷量の逆数と厚さ 0.01 mm を侵食するに要するコロナパルス総数との関係

Fig. 4.2 Relation curves of reciprocal of corona coulombs vs. total number of pulses required to erode a thickness of 0.01 mm.

ドはパ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、比較的パラツキの少ないダイアレ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、式 (4.2) の n の値は、マイカおよびコンパウンドではパラツキが大きくて求めにくい、ダイアレンでは約 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のびることがわかる。

5. む す び

(1) 発電機絶縁の構成材料であるマイカ、ダイアレン

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) ダイアレンの耐コロナ性は、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

- (1) 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).
- (2) 石黒・伊佐山：ダイアラスチック絶縁「三菱電機」, 30, No. 5, p. 329 (1956).
- (3) 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 巻, 856 号, p.59 Jan. (1960).
- (4) 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).
- (5) たとえば W. H. Horton : A Statistical Method for Predicting Insulation Life from Experimental Data Power Apparatus 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—とである。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いし電圧と、転流リアクトルの磁束ない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濾波器の過渡現象

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 $v_{1,1}^{-0}$ 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。起動時のリアクトル電流の初期値 $i_{L,1}^{-0}$ はもちろん零である。

回路常数が臨界域ないし自然転流域に属するとき、各半サイクルの起点でのリア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

$$\frac{v_{1,n}^{-0}}{E} = \frac{e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}}{1 - e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} + e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}(2n-1)} \left\{ \frac{v_{1,1}^{-0}}{E} + \frac{e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}}{1 - e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} \right\} \quad (4.1)$$

$$\frac{v_{2,n}^{-0}}{E} = \frac{1}{1 - e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}(2n-1)} \left\{ \frac{v_{1,1}^{-0}}{E} + \frac{e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}}{1 - e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} \right\} \quad (4.2)$$

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

$$\frac{i_{1,n}}{I} = \frac{2 \left(1 - \frac{v_{1,n}^{-0}}{E} \right)}{\sqrt{1-\lambda^2}} e^{-\frac{2\lambda\pi z}{\mu}} \sin \left(\frac{2\pi \sqrt{1-\lambda^2} z}{\mu} \right) \quad (4.3)$$

$$\frac{i_{2,n}}{I} = \frac{2 v_{2,n}^{-0}}{E \sqrt{1-\lambda^2}} e^{-\frac{2\lambda\pi z}{\mu}} \sin \left(\frac{2\pi \sqrt{1-\lambda^2} z}{\mu} \right) \quad (4.4)$$

で表わされる。ここで

$$\left. \begin{aligned} z &\equiv t / (2\tau_0) \\ I &\equiv E / 2\sqrt{L/C} \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

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

$e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}(2n-1)}$ ないし $e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}(2n-1)}$ 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

$$t' \approx 2\tau_0(n-1) \quad [\text{ただし } \approx \text{ は等価的な関係を示す等号}] \quad (4.6)$$

と考えるとよい。 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数関数は等価的に

$$\left. \begin{aligned} e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}2(n-1)}} &\approx e^{-\frac{2\pi\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cdot \frac{1}{2\tau_0} t'} \\ e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}2(n-1)}} &\approx e^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} e^{-\frac{2\pi\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \cdot \frac{1}{2\tau_0} t'} \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

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。後にのべるように、転流リアクトル、同コイル、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。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 にかかしておく。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 $\lim_{n \rightarrow \infty} v_{1,n}^{-0} (\equiv v_{1,\infty}^{-0})$ 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

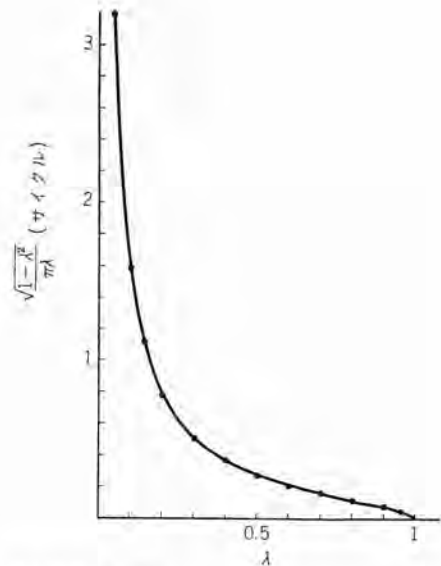


図 4.1 インバータ主回路の

$$\text{時定数} \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\pi\lambda}$$

(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、 $v_{1,\infty}^{-0}/E = -0.0153$ であって実質上 $v_{1,\infty}^{-0} \approx v_{1,1}^{-0}$ である。過渡変化を伴わないこのような起動法は林、吉住氏によっ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、リアクトル電流初期値 $i_{r,n}^{-0}$ 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って式 (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

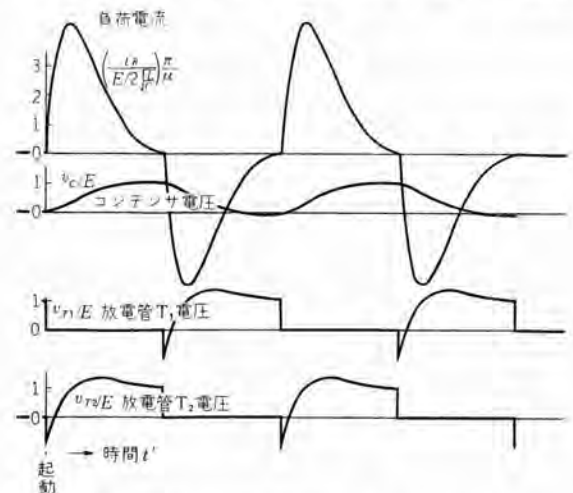


図 4.2 $\mu=0.6$, $\lambda=0.8$ (臨界域) のときの起動現象 (Bendix 計算機による)

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].

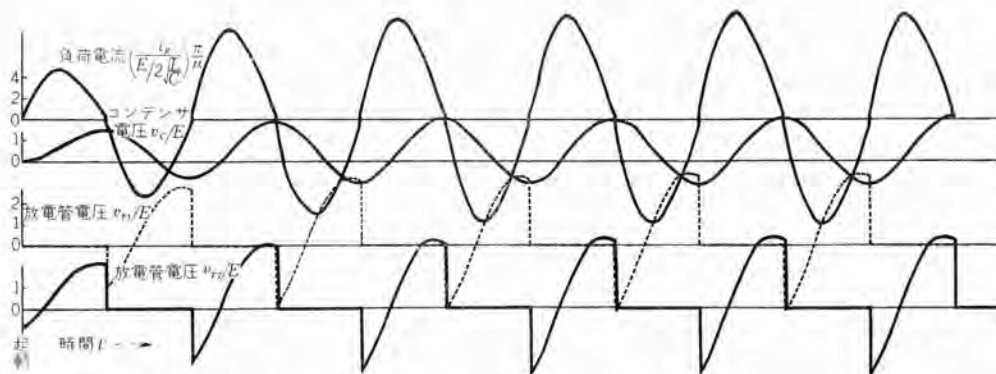


図 4.3 起動時のオシロ ($\mu=1.0$, $\lambda=0.2$)

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 サイクルはかかっている。他の例については計算波形をいちいち示すのもめんどむなことであるから、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

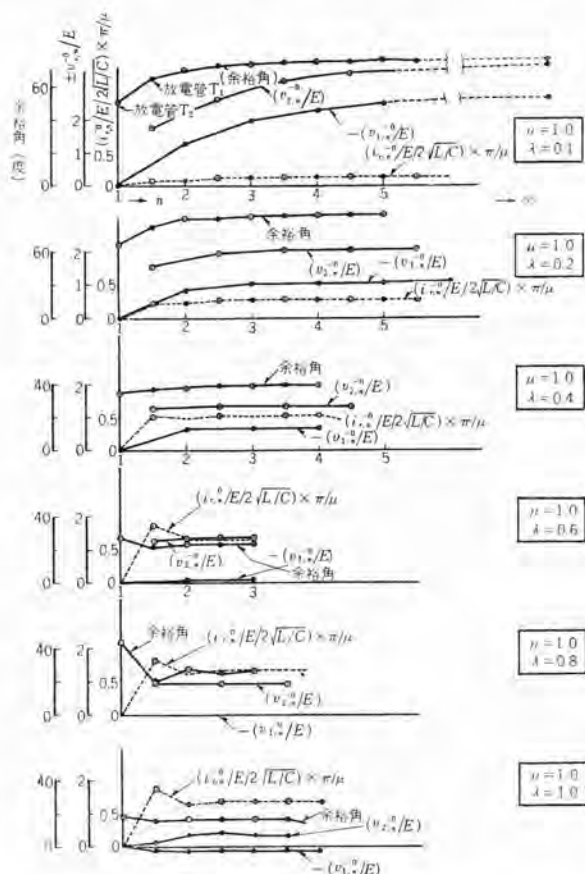


図 4.4 起動時における電圧、電流初期値および余裕角の推移〔強制転流域〕

Fig. 4.4 Transient variations of initial values of condenser voltage and reactor current at start process.

$i_{r,n}^{-0}$ 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、後者の放電管の解消がおくれるという残留イオ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 $v_{1,n}^{-0}$ 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 $v_{2,n}^{-0}$ 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ア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ない。

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。これは転流コンデンサの電圧が相つぐ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のべたが、実用器のばあい直流母線に平滑器を入れる⁽⁹⁾ため平滑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。この影響を考えに入れるためには、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。インバータのとり直流電流は第 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にであるが、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

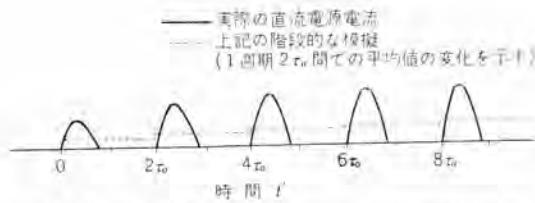


図 4.5 直流電源電流の build up の等価的な置換
Fig. 4.5 Equivalent treatment of building-up process of DC supply current.

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が、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

$$\bar{i}_{d,n} = [C(v_{2,n}^{-0} - v_{1,n}^{-0})] / 2\tau_0 \quad (4.8)$$

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

$$\bar{i}_{d,n} = \frac{CE}{2\tau_0} \cdot \frac{1 + \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}}{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \left\{ \left(\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} - 1 \right) + 1 - \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}(n-1)} \right\} + \frac{Cv_{1,1}^{-0}}{2\tau_0} \cdot \frac{(1 + \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}})}{1 + \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \cdot \frac{CE}{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \quad (4.9)$$

$[\alpha, \beta]$ 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

$$i = \frac{E}{R_{1e}} \left\{ \frac{R_{1e}}{R_{2e}} + 1 - \varepsilon^{-\frac{R_{1e}}{L_e} t} \left(1 - \frac{i_{1e}^{-0}}{E/R_{1e}} \right) \right\} \quad (4.10)$$

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) と違って n が整数として増してゆくにつれ階段的变化をする量であるが、前の式 (4.6) で扱ったような連続的变化への置きかえにより、式中の時間に関する唯一の変化項について次の等価の関係式

$$\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}(n-1)} \approx \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta} \omega_{0e} t'} \quad (4.11)$$

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えることができる。ただし、この等価性になりたつためには、

$$R_{1e} = \frac{2\tau_0}{C} \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1}{\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \quad (4.12)$$

$$R_{2e} = \frac{2\tau_0}{C} \cdot \frac{1}{\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \quad (4.13)$$

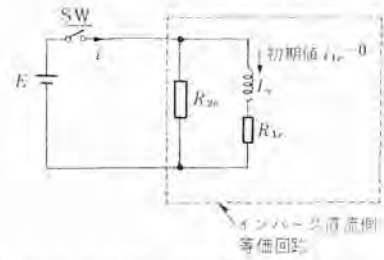


図 4.6 インバータの直流電源 E の側から見た等価回路
Fig. 4.6 Equivalent circuit of inverter circuit viewing from DC power supply.

$$L_e = \frac{2\tau_0^2}{\pi C} \cdot \frac{\beta}{\alpha} \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}} - 1}{\varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}} + 1} \quad (4.14)$$

$$i_{1e}^{-0} = (1 + \varepsilon^{-\frac{\alpha\pi}{\beta}}) \frac{Cv_{1,1}^{-0}}{2\tau_0} = \frac{v_{1,1}^{-0}}{R_{1e}} \quad (4.15)$$

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、

$$\frac{R_{1e}}{2\sqrt{L_e}} = \pi \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} - 1}{\mu \cdot \varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} + 1} \quad (4.16)$$

$$\frac{R_{2e}}{2\sqrt{L_e}} = \pi \cdot \frac{1}{\mu \cdot \varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} + 1} \quad (4.17)$$

$$\frac{\omega_0 L_e}{2\sqrt{L_e}} = \pi \cdot \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\lambda} \cdot \frac{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} - 1}{\varepsilon^{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} + 1} \quad (4.18)$$

$$\frac{i_{1e}^{-0}}{E/2\sqrt{L_e}} = \left(\frac{v_{1,1}^{-0}}{E} \right) / (R_{1e}/2\sqrt{L_e}/C) \quad (4.19)$$

$$\frac{\omega_0 L_e}{R_{1e}} = \frac{\sqrt{1-\lambda^2}}{\lambda} \quad (4.20)$$

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) の直流平滑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_{d1}) の脈動の周期に近い、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い。
- (2) 今まで述べて来たようなインバータの正常な動作

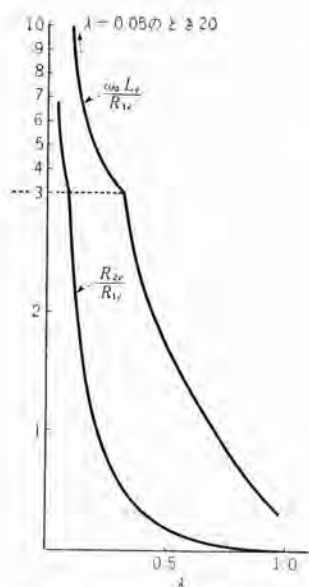


図 4.7 インバータ 直流側等価回路 (図 4.6) の各素子定数の比
Fig. 4.7 Ratios of circuit constants of equivalent circuit shown in Fig. 4.6.

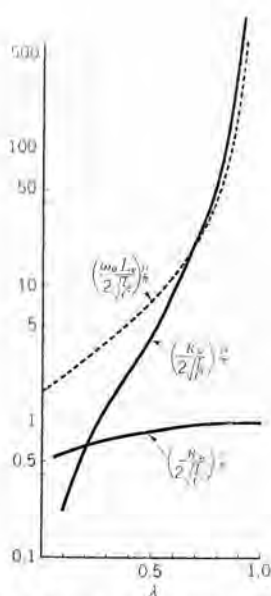


図 4.8 インバータ 直流側等価回路の各素子定数
Fig. 4.8 Circuit constants of equivalent circuit shown in Fig. 4.6.

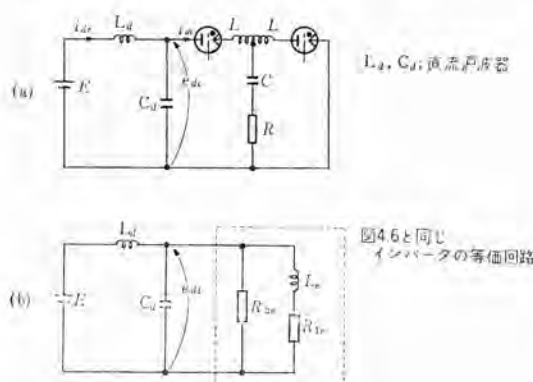


図 4.9 直流濾波器を有するインバータの等価回路の導出
Fig. 4.9 Derivation of equivalent circuit of a inverter with filter in DC bus.

を阻害するような直流濾波器が用いられたばあい (たとえば図 4.9 (a) で C_d が無いばあい, T_1 放電時の電流通路には 直流リアクトル L_d 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ふ.) 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_{an} 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。また直流濾波器は, 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 \bar{i}_{an} の裏関数 \bar{I}_{an} として

$$\bar{I}_{an} = \frac{E}{2\sqrt{L}} \cdot \frac{\varepsilon \frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} + 1}{\varepsilon \frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} - 1} \left[\frac{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}{p + \frac{\lambda\omega_0}{\sqrt{1-\lambda^2}}} \left\{ 1 + \frac{\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}} - 1}{E} v_{L,1}^{-0} \right\} \right] \dots (4.21)$$

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濾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_{dr} 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, 高調波含有量がかかなり大きくても, 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, 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

$$\bar{e}_{0,n} = R \left[\int_0^{\pi/\beta} i_{1,n} dt + \int_0^{\pi/\beta} i_{2,n} dt \right] \dots (4.22)$$

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

$$\bar{e}_{0,n} = \frac{\mu\lambda}{\mu} \left(\varepsilon^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} - \frac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \right) |E + v_{2,n}^{-0} - v_{1,n}^{-0}| \dots (4.23)$$

となる。ここで式 (4.8) から $i_{0,n}$ との関係を求めると

$$e_{0,n} = \frac{\mu\lambda}{\pi} \left(\varepsilon^{-\frac{\lambda\pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}} - \frac{\lambda}{\sqrt{1-\lambda^2}} \right) \left[1 + \frac{\pi}{\mu} \left(\frac{i_{0,n}}{I} \right) \right] \quad (4.24)$$

〔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 $E_{0,n}$ も式 (4.21) を式 (4.24) に代入することにより簡単な n の一次関数として表わすことができる。

上記は直流濾波器がないばあいの取扱いであるが、濾波器のあるばあいには、式 (4.24) 中の E は直流濾波器の出力端電圧（インバータ側直流電圧、たとえば図 4.9 の e_m ）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_m 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、 $\bar{E}_{0,n}$ だけでなく、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、けっきょく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化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。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

突発的な移動に相当する。ただしこの 2 点はいずれも図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

$$\frac{i_{1,n}}{I} = \frac{2 \left(1 - \frac{v_{1,n}^{-0}}{E} \right)}{\sqrt{1-\lambda_2^2}} \varepsilon^{-\frac{2\lambda_2\pi}{\mu}} \sin \left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda_2^2}}{\mu} z \right) \quad (4.25)$$

$$\frac{i_{2,n}}{I} = \frac{2v_{2,n}^{-0}}{E} \varepsilon^{-\frac{2\lambda_2\pi}{\mu}} \sin \left(\frac{2\pi\sqrt{1-\lambda_2^2}}{\mu} z \right) \quad (4.26)$$

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

$$\frac{v_{1,n}^{-0}(\mu, \lambda_2)}{E} = \frac{\varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} - \varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}(2n-1)} \left\{ \frac{v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2)}{E} \right. \\ \left. \left[\frac{\varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} \right] \times \dots \times \dots \right\} \quad (4.27)$$

$$\frac{v_{2,n}^{-0}(\mu, \lambda_2)}{E} = \frac{\varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} - \varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}(2n-1)} \left\{ \frac{v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2)}{E} \right. \\ \left. + \frac{\varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\lambda_2\pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}} \right\} \times \dots \times \dots \quad (4.28)$$

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また第 1 回路状態の初期値 $v_{1,\infty}^{-0}(\mu, \lambda_1)$ 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

$$\frac{v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2)}{E} = \frac{v_{1,\infty}^{-0}(\mu, \lambda_1)}{E} = \frac{-\varepsilon^{-\frac{\lambda_1\pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\lambda_1\pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}}} \quad (4.29)$$

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、はじめは相当大的な値にはねあがり、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

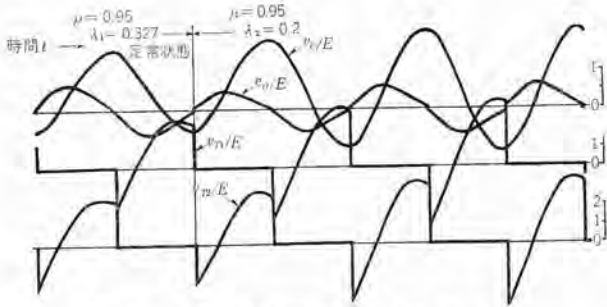


図 4.10 負荷変化の一例 [($\mu=0.95, \lambda_1=0.327$) の定常状態から ($\mu=0.95, \lambda_2=0.2$) へ変化]

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

$$\frac{R_{gi,1}(\mu, \lambda_2)}{R_{gi,\infty}(\mu, \lambda_2)} = \frac{1 - \varepsilon \frac{\lambda_2 \pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}{1 - \varepsilon \frac{\lambda_1 \pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}} \quad (4.30)$$

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% まで瞬間的に降下し、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 倍まで瞬間的に上昇する。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

$$\frac{R_{gi,1}(\mu, \lambda_2) \cdot E_0(\mu, \lambda_2)}{R_{gi,\infty}(\mu, \lambda_2) \cdot E_0(\mu, \lambda_1)} = \frac{\sqrt{\frac{1-\varepsilon \frac{\lambda_2 \pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}{1-\varepsilon \frac{\lambda_1 \pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}}} \cdot \frac{1+\varepsilon \frac{\lambda_2 \pi}{\sqrt{1-\lambda_2^2}}}{1+\varepsilon \frac{\lambda_1 \pi}{\sqrt{1-\lambda_1^2}}} \cdot \frac{\lambda_2}{\lambda_1}}{\dots} \quad (4.31)$$

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。

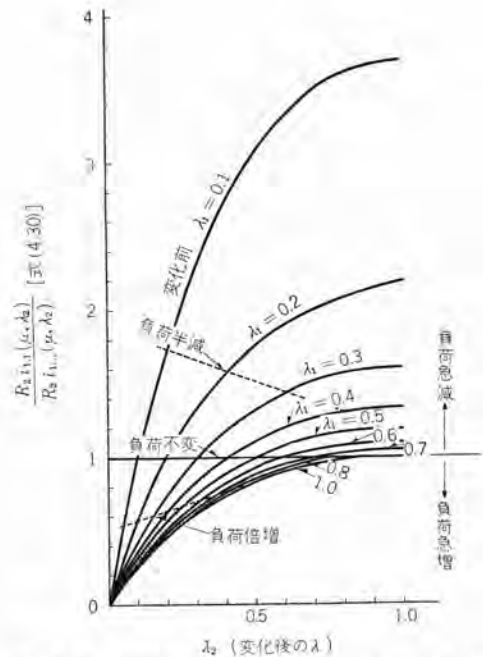


図 4.11 負荷変化の際の出力電圧の瞬時変化率 [変化後の定常値を基準として与える] (μ, λ_1) の定常状態から放電管 T_1 の点弧位相で (μ, λ_2) に突発変化 [臨界域, 自然転流域]

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 (μ, λ_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、 $100 \rightarrow 62 \rightarrow 98\%$ と変化する。また、 $\lambda_1=0.8$ 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、電圧の過渡的变化は大きい。その代わり動揺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揺が静まることわかる。

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_a 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 $(\theta_a - \theta_r) = \theta'_a$ とに分けて考えると、負荷変動直後の放電管 T_2 の θ'_a がいちばん小さくこれより後両放電管の θ'_a は次第に増大する。各放電管、各サイクルの余裕角や θ'_a を区別するため

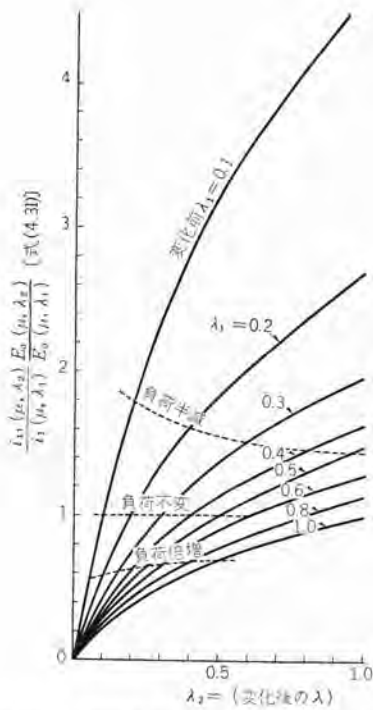


図 4.12 負荷変化の際の出力電圧の瞬時変化率
〔変化前の定常値を基準として示す〕
(μ, λ_1) の定常状態から T_1 点弧位相で
(μ, λ_2) へ突発変化〔臨界域, 自然転流域〕

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_{a1}' は $\theta_{a2,1}'$ で表わされ、つぎの式

$$E - 2L \frac{d}{dt}(i_{1,1}) = 0 \quad (4.32)$$

を満足する時間 $\tau_{a2,1}'$ 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 $\tau_{a2,1}'$ は

$$2 \left(1 - \frac{v_{1,1}^{-0}(\mu, \lambda_2)}{E} \right) e^{-\frac{2\lambda_2 \pi (\tau_{a2,1}')}{\mu}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\lambda_2^2}} \cos \left[\frac{2\pi \sqrt{1-\lambda_2^2}}{\mu} \left(\frac{\tau_{a2,1}'}{2\tau_0} \right) + \phi_2 \right] = 1 \quad (4.33) \quad [\text{ここで } \sin \phi_2 = \lambda_2]$$

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 $\theta_{a2,1}'$ 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のすなわち実際の余裕角 $\theta_{a2,1}$ 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見ると

変化前定常状態: $\theta_a = 57$ 度 [前報告図 3.22]

直列インバータ 総論 (3)・河合

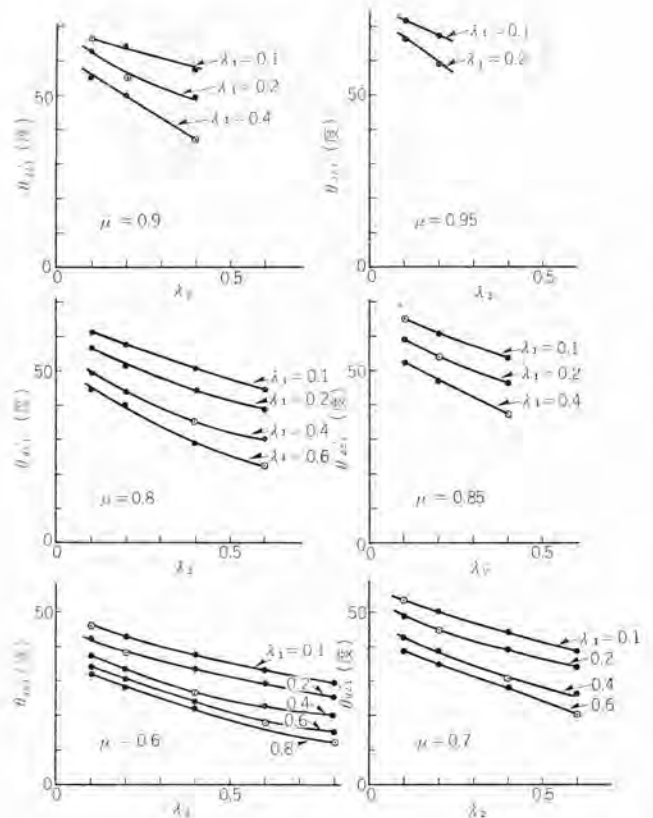


図 4.13 負荷変化直後の θ_d' [臨界域, 自然転流域]
Fig. 4.13 Diagram showing θ_d' at first half cycle after load change [θ_d' is illustrated in Fig. 4.15].

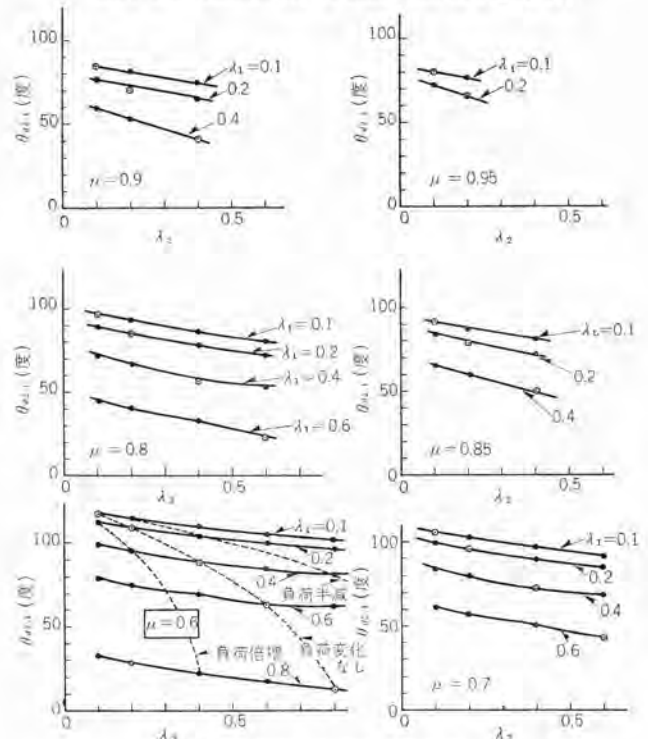


図 4.14 負荷変化直後の余裕角 θ_a
〔ただし臨界域, 自然転流域〕

Fig. 4.14 Diagram showing margin angle θ_a at first half cycle after load change.

変化後第 1 サイクル:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{放電管 } T_2 \text{ の } \theta_a' = 44 \text{ 度} & [\text{図 4.13}] \\ \text{ } & \text{ } \\ \text{ } & \theta_r = 22 \text{ 度} & [\text{変化前の休止角}] \\ \text{ } & \text{ } \\ \text{ } & \theta_a = \theta_r + \theta_a' = 66 \text{ 度} & [\text{図 4.14}] \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{放電管 } T_1 \text{ の } \theta_a' > 44 \text{ 度} \\ \text{ " } \theta_r = 33 \text{ 度 [変化後の休止角]} \\ \text{ " } \theta_a > 77 \text{ 度} \end{array} \right.$$

以下次第に θ_a は増大

変化後定常状態: $\theta_a = 84$ 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: $\theta_a = 84$ 度 [図 3.22]

変化後第 1 サイクル:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{放電管 } T_2 \text{ の } \theta_a' = 44 \text{ 度} \\ \text{ " } \theta_r = 33 \text{ 度 [変化前の休止角]} \\ \text{ " } \theta_a = 77 \text{ 度} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{放電管 } T_1 \text{ の } \theta_a' < 44 \text{ 度} \\ \text{ " } \theta_r = 22 \text{ 度 [変化後の休止角]} \\ \text{ " } \theta_a < 66 \text{ 度} \end{array} \right.$$

以後次第に θ_a は減少

変化後定常状態: $\theta_a = 57$ 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_a 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さげられない。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、回路に異常な動揺が起こり、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ア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アクトルによる強制シャ断によって、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つづけ、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揺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永続すれば、たとえ事故に発展しなくて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ャ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 が強制シャ断されれば、 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ア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は式 (4.4) で $n \rightarrow \infty$ としたもの] で $t = \tau_f$ において

$$v_{1,x}^{-0} = - \frac{E}{1 - \varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}}} e^{-\alpha\tau_f} \left(\cos \beta\tau_f + \frac{\alpha}{\beta} \sin \beta\tau_f \right) \quad (4.35)$$

$$i_{1,x}^{-0} = \frac{E}{1 - \varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \cdot \frac{1}{L\beta} e^{-\alpha\tau_f} \sin \beta\tau_f \quad (4.36)$$

となる。したがってリアクトル端子電圧は

$$2L \frac{di_{1,x}}{dt} = \frac{2E}{\cos \phi} e^{-\alpha t} \left\{ \cos(\beta t + \phi) \left[1 - \frac{2\alpha}{\beta} \sin \beta\tau_f \frac{e^{-\alpha\tau_f}}{1 - \varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \right] - \cos(\beta t + \phi - \beta\tau_f) \frac{e^{-\alpha\tau_f}}{1 - \varepsilon^{\frac{\alpha\pi}{\beta}}} \right\} \quad (4.37)$$

ここで

$$\sin \phi = \lambda = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}, \quad \frac{\alpha}{\beta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \lambda^2}}, \quad \alpha\tau_0 = \frac{\lambda}{\mu} \pi, \quad \beta\tau_0 = \frac{\sqrt{1 - \lambda^2}}{\mu} \pi$$

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 $\left[E - 2L \frac{d}{dt} (i_{1,x}) \right]$ は余裕角に相当する時間 $\tau_a \left[= \frac{\theta_a}{180} \tau_0 \right]$ の間は負でありそれ以後は正となるから

$$\left[E - 2L \frac{d}{dt} (i_{1,x}) \right]_{t=\tau_a} = 0 \quad (4.38)$$

したがって、 τ_a を与える式は

$$\frac{2}{\cos \phi} \varepsilon^{-\alpha \tau_d} \left\{ \cos(\beta \tau_d + \phi) \left[1 - \frac{2\alpha}{\beta} \sin(\beta \tau_f) \frac{\varepsilon^{-\alpha \tau_f}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\alpha \pi}{\beta}}} \right] - \cos(\beta \tau_d + \phi - \beta \tau_f) \frac{\varepsilon^{-\alpha \tau_f}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\alpha \pi}{\beta}}} \right\} = 1 \quad (4.39)$$

となる。短絡事故にならずに自然回復する限界では、 $\tau_d = 0$ となるから、この限界での τ_f を τ_{fl} とするとこれは、

$$\frac{2\varepsilon^{-\alpha \tau_{fl}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\alpha \pi}{\beta}}} \left[\frac{2\alpha \cos \phi}{\beta} \sin(\beta \tau_{fl}) + \cos(\beta \tau_{fl} - \phi) \right] = \cos \phi \quad (4.40)$$

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

$$\frac{2\varepsilon^{-\frac{\lambda \pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}}{1 - \varepsilon^{-\frac{\lambda \pi}{\sqrt{1-\lambda^2}}}} [2\lambda \sin(\beta \tau_{fl}) + \cos(\beta \tau_{fl} - \phi)] = \sqrt{1-\lambda^2} \quad (4.41)$$

ここで

$$\sin \phi = \lambda, \quad \beta \tau_{fl} = \frac{2\pi \sqrt{1-\lambda^2}}{\mu} \left(\frac{\tau_{fl}}{2\tau_0} \right)$$

と書きかえられる。この τ_{fl} を電気角で示したものを θ_{fl} 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、応自然回復の可能性があるわけである。この θ_{fl} は、同図下に示した放電管 T_1 の正常な管電圧波形で、例えば \square の点から測った位相差であるが、他の放電管の消弧位相 Δ から測った位相差 ($\theta_{fl} + \theta_i$) を同図の点線に、また順電圧のかかりはじめる位相 Δ (これにより前では通弧は起こり得ない) から測った位相差

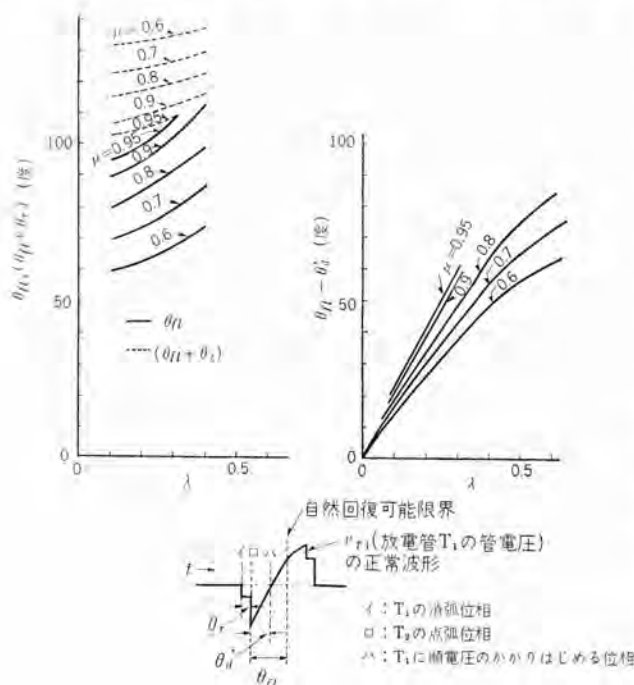


図 4.15 通弧の際の自然回復可能限界

Fig. 4.15 Diagram showing critical phase beyond which arc-through occurs due to forward-fire.

($\theta_{fl} - \theta_i$) 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。

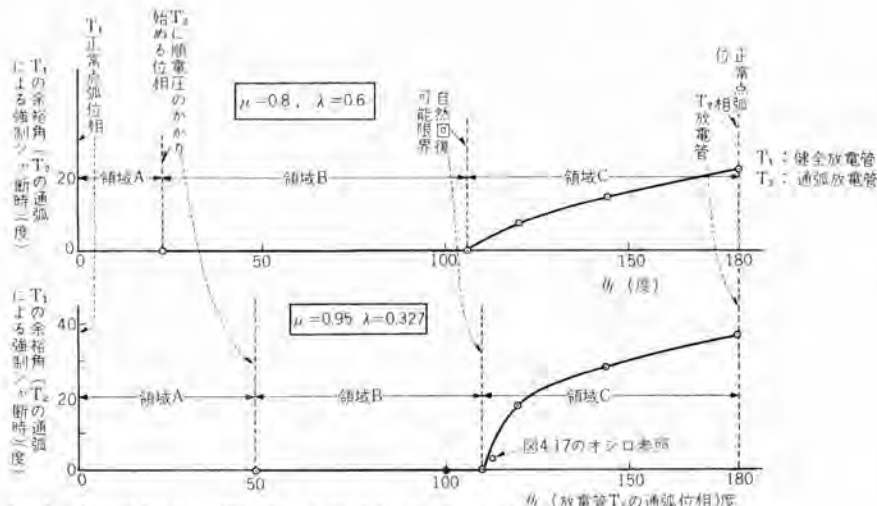
通弧による事故の確率を減らすために、自然回復の条件をもう一度考えなおして見よう。もし T_1 の通弧によって、 T_2 が強制シャ断されたとすると、この瞬間の T_2 の管電圧は $\left[E - 2L \frac{d}{dt}(i_{L,x}) \right]_{t=t_0}$ であるが、これを書き直すと

(強制シャ断時の T_2 の管電圧)

$$= E + 2(v_{L,x}^0 | Ri_{L,x}^0) \quad (4.42)$$

となる。強制シャ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。 $Ri_{L,x}^0$ 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 $v_{L,x}^0$ もまた正であるから、けっきょく $v_{L,x}^0$ と $Ri_{L,x}^0$ と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、 $v_{L,x}^0$ も $Ri_{L,x}^0$ もともに大きいので T_2 には飛躍逆電圧がかからず、したがって強制シャ断がきかないことになるのである。 θ_{fl} が小さいことを望めば望むほど $v_{L,x}^0$ が大きくなることはさけられないから、残る逃げ道は $Ri_{L,x}^0$ を減らすことである。この電圧 $Ri_{L,x}^0$ は後の図 4.17 のオシロを見てわかるとおり、 $i_{L,x}^0$ 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 と並列にながしか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シャ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パ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_{fl} 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。



領域A：通弧の絶対生じない領域（ T_2 には逆電圧がかかっているため）

領域B：通弧によって転流失敗となる領域

領域C：通弧が起きても自然回復しうる領域

図 4.16 相手放電管の通弧によって 強制シャ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 [$\theta_{ds,1}$: margin angle of the former tube at the instant of forced interruption].

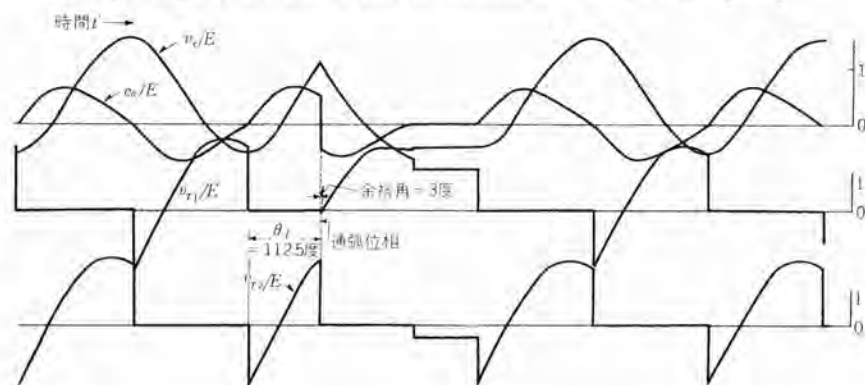


図 4.17 通弧の際の自動回復のオシロ [$\mu=0.950, \lambda=0.3270$ の
定常状態において $\theta_f=112.5$ 度の位相で 1 サイクル通弧]

Fig. 4.17 Oscillogram 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慮に入れるとこの限界はもっと遅れた位相になる。このことの検討の例として図 4.16 に自然回復に成功したばあいの強制シャ断

単純な回路状態ではこの現象の取扱いはいわめて簡単である。

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 $v_{1,\infty} \rightarrow 0$ [式 (4.1) で $n \rightarrow \infty$ としたもの] の値に保たれたままになっている。この $v_{1,\infty} \rightarrow 0$ は前報告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になる。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づ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

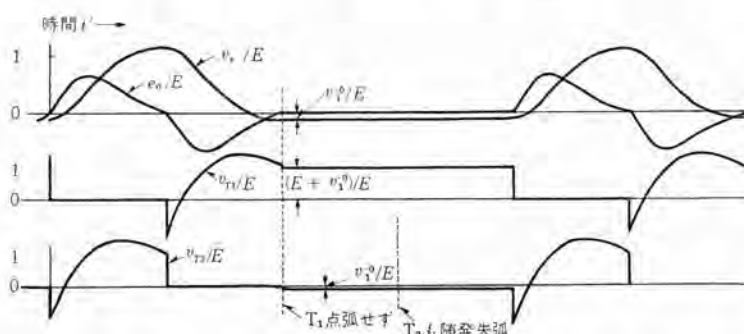


図 4.18 失弧のオシロ [$\mu=0.8, \lambda=0.6$ 、放電管 T_1 失弧、このため
 T_2 も随発失弧、失弧前にインバータは定常状態]

Fig. 4.18 Oscillogram showing recovering process after miss-fire.

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 ω_{100}^{-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、随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 報告は説明のつこう上かなり数式が多くなり解説的な色彩が薄くなったきらいはあるが、今までの報告で全然とりあげられた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てまだ巻半ばにも達していないといってもよいが、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ずらわ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 建大予 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	関西経営管理協会	作業の標準化と改善のための分析手法	川 奈 敏 雄	本 社
" 8-15, 20	規格協会	部課長のための QC セミナ	小島井 繁	本 社
" 8-18	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	若 林 弘 章	本 社
"	三菱造船広島精機製作所	工業意匠について	若 林 弘 章	本 社
" 8-19, 24	関西経営管理協会	IE 技術者養成講座	久 保 博 司	伊 丹
" 8-23	日本建鉄	Engineering Economy の考え方	堀 直 昌	本 社
" 8-26	北海道大学	位相同期復調方式	小 林 信 三	無線機
"	北海道大学	広帯域半月形 アンテナ の特性	河 村 孝	無線機
"	北海道大学	反射空洞を有する平板形ラ線 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とがある。

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の、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、コロナ放電による雑音障害や電力機器の発生する雑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おける線路ということができる。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、単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 帯では単一回線だけでなく、簡易多重通信装置として 12~24 チャンネル 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ということである。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、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という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、電力線搬送保護継電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、継電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およ次のとおりである。

(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発揮する。

(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雑音、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与えられるから、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利点であるが、その反面建物、山岳などでシャヘ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こ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(国際電信電話諮問委員会)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チャンネル程度に制限されるため最近施設されることが少なくなった。無線送受信機内で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方式が単側帯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えることができる。

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、一概に優劣を論ず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、またいず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的那样であろう。

- a. 通話路数および通信量
- b. 全区間距離と中継数および中継方式
- c. 通話品質および通信の内容
- d. 要求される信頼度
- e. 回線分岐に対する要求
- f. 他回線との接続条件
- g. 建設費
- h. 保守上の問題
- i. 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帯はまた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に思われるから、比較的近距离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こと、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。主要諸元つぎのとおり。

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. 受信機スレッシュホールド	—85dbm
g. 中継方式	ヘテロダイン中継 または ビデオ中継

(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

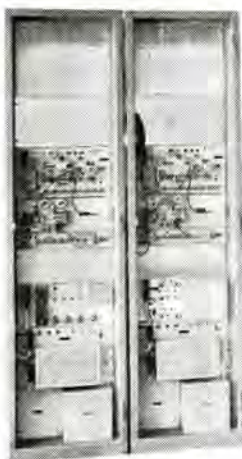


図 2.1 ME—1 形無線送受信機

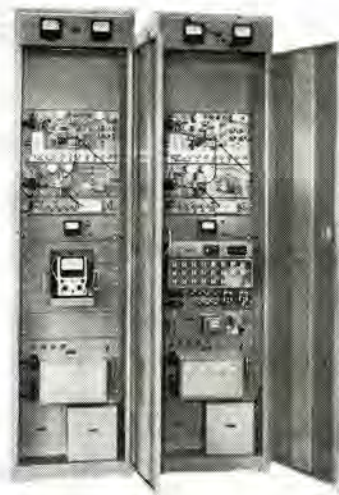


図 2.2 ME—4 形無線送受信機

- f. 受信機 スレッシュホールド -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 6.5~8.1kMc
- b. 変調方式 FM
- c. 変調周波数 0.3~316kc

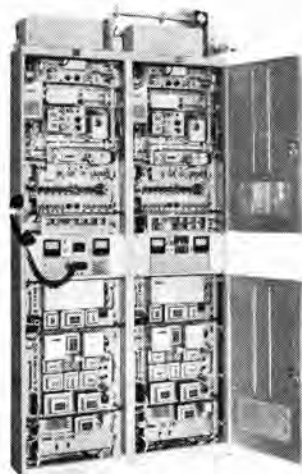


図 2.3 ME-3 A 形無線送受信機

- d. 送信出力 定格 1W
- e. 周波数安定度 $\pm 0.05\%$
- f. 受信機 スレッシュホールド -86dbm

- 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帯波伝送方式のトランジスタ端局装置である。回路構成

表 2.1 2 kMc 帯空中線

直 径 (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、その他はアルミ板

表 2.2 7 kMc 帯空中線

直 径 (m)	1.2	1.8	2.0
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 305~595kc, 10kc 間隔
- d. 通話路容量 最大 30 チャンネル
- 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 チャンネル
- c. 伝送周波数帯域 0.3~316kc (打合せ電話回線を含む)
- d. 音声周波数帯域 0.3~3.4kc, 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まざる。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より経済的なものとする事が望まれる。

(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路を構成するのに有利である。

(2) 通信回路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水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共振器により構成され、発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

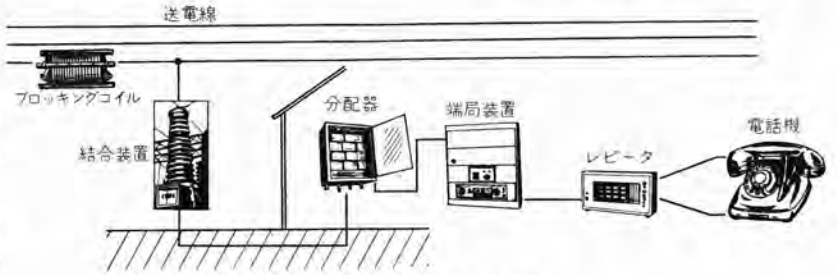


図 3.1 電力線搬送電話装置の構成

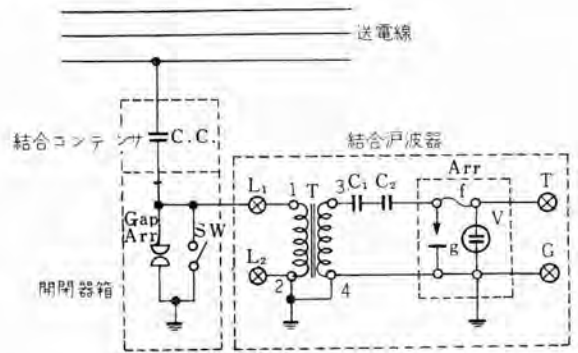
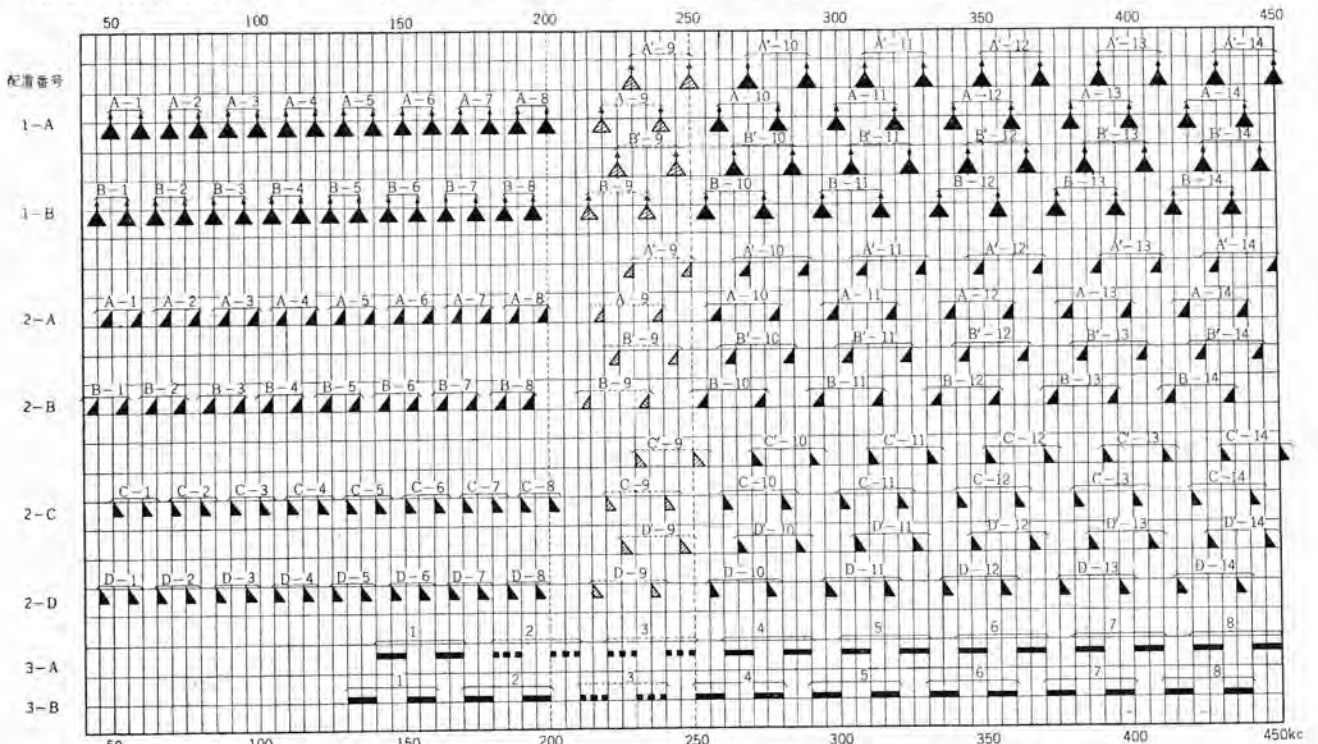
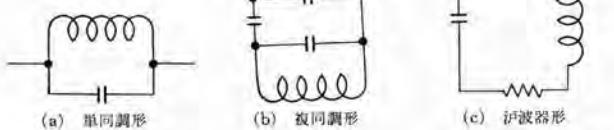


図 3.2 結合装置の接続図

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) 線路周波数は一例を示す。

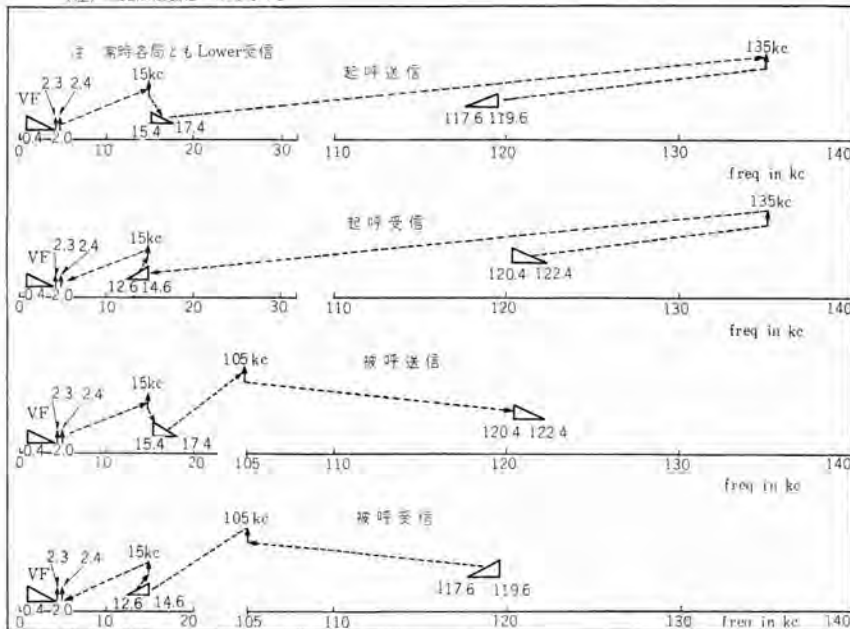


図 3.5 周波数反転形 1 通話路電力線搬送電話装置周波数配置図

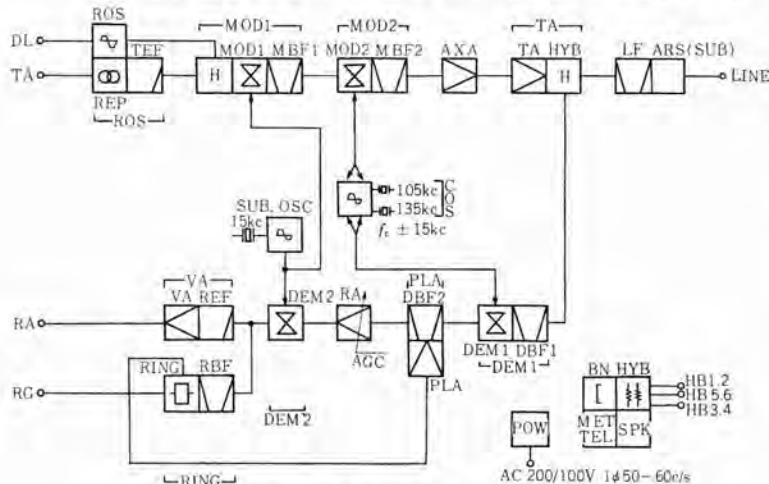
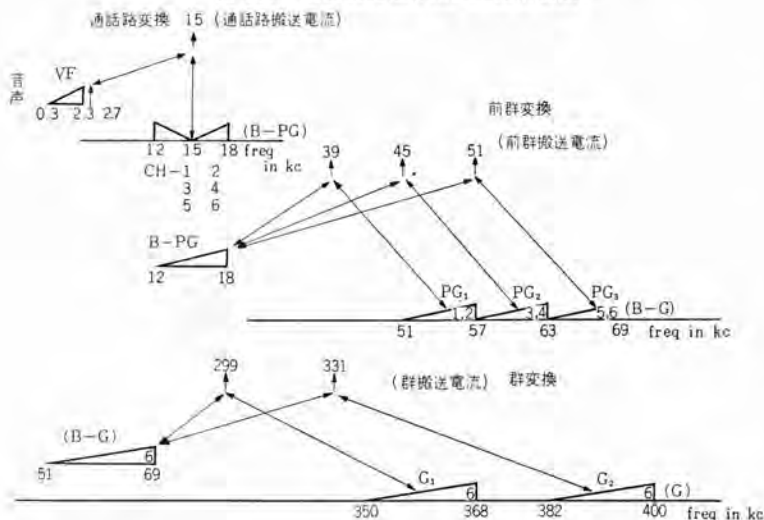


図 3.7 周波数反転形電搬回路構成図



(注) 1. 内数字は通話路番号を示す。
2. 線路周波数は一例を示す。

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 100~400 μ H 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、共振器形の回路構成として使用周波数帯域におけるインピーダンスを高く (1,000~2,000 Ω 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で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信を行なうもので、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あり、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。



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ことがあり、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、予定の項目を終わ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ありますが、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)

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、林料工学などを含み、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、待ち行列の理論、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、そのために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の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。

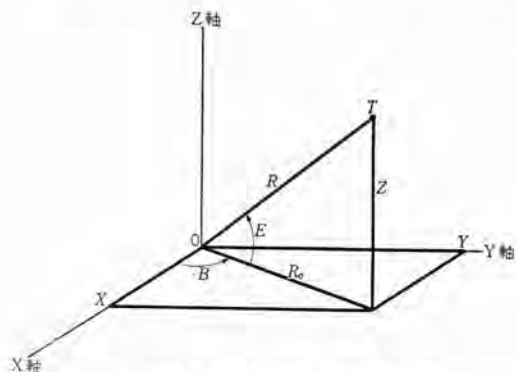


図 4.1 目標の座標

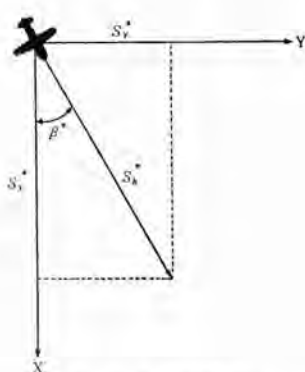


図 4.2 x - y 面投影図

$$\left. \begin{aligned} X &= R \cos E \cdot \cos B \\ Y &= R \cos E \cdot \sin B \\ Z &= R \sin E \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.1)$$

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。

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= \dot{S}_X = \dot{R} \cos E \cdot \cos B - \dot{E} R \sin E \cdot \cos B - \dot{B} R \cos E \cdot \sin B \\ \frac{dY}{dt} &= \dot{S}_Y = \dot{R} \cos E \cdot \sin B - \dot{E} R \sin E \cdot \sin B + \dot{B} R \cos E \cdot \cos B \\ \frac{dZ}{dt} &= \dot{S}_Z = \dot{R} \sin E + \dot{E} R \cos E \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.2)$$

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機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) とうていそのまま今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 をもつ平滑装置を通すことであり、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。

$$\left. \begin{aligned} S_X &= S_X^* + \tau \dot{S}_X^* \\ S_Y &= S_Y^* + \tau \dot{S}_Y^* \\ S_Z &= S_Z^* + \tau \dot{S}_Z^* \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.3)$$

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 との和は、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、次式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} S_X^* &= S_h^* \cos \beta^* \\ S_Y^* &= S_h^* \sin \beta^* \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.4)$$

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。

$$\left. \begin{aligned} \dot{S}_X^* &= \dot{S}_h^* \cos \beta^* - S_h^* \dot{\beta}^* \sin \beta^* \\ \dot{S}_Y^* &= \dot{S}_h^* \sin \beta^* + S_h^* \dot{\beta}^* \cos \beta^* \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.5)$$

ゆえに

$$S_X = S_h^* \cos \beta^* + \tau (\dot{S}_h^* \cos \beta^* - S_h^* \dot{\beta}^* \sin \beta^*) \dots\dots\dots (4.6)$$

$$S_Y = S_h^* \sin \beta^* + \tau (\dot{S}_h^* \sin \beta^* + S_h^* \dot{\beta}^* \cos \beta^*) \dots\dots\dots (4.7)$$

$$S_Z = S_Z^* + \tau \dot{S}_Z^*$$

ここで、 S_h^*, β^* 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 $\cos\theta^*$ を、また式(4.7)に $\sin\theta^*$ を乗じてこの和を求めれば次のとおりである。

$$S_1\cos\theta^*+S_2\sin\theta^*=S_h^*+\tau\dot{S}_h^* \quad (4.8)$$

同様に式(4.7)に $\cos\theta^*$ を乗じたものから、式(4.6)に $\sin\theta^*$ を乗じたものを引けば

$$S_1\cos\theta^*-S_2\sin\theta^*=\tau S_h^*\dot{\theta}^* \quad (4.9)$$

を得る。これらは次のように整理される。

$$\left. \begin{aligned} S_1\cos\theta^*-S_2\sin\theta^*-\tau S_h^*\dot{\theta}^* &=0 \\ S_1\cos\theta^*+S_2\sin\theta^*-S_h^*-\tau\dot{S}_h^* &=0 \\ S_2-S_2^*-\tau\dot{S}_2^* &=0 \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

S_h^* 、および θ^* 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、

$$\begin{aligned} \dot{R}^*\cos E \cdot \cos B - \dot{E}^*R\sin E \cdot \cos B - \dot{B}^*R\cos E \cdot \sin B - S_1^* &= 0 \\ \dot{R}^*\cos E \cdot \sin B - \dot{E}^*R\sin E \cdot \sin B + \dot{B}^*R\cos E \cdot \cos B - S_2^* &= 0 \\ \dot{R}^*\sin E + \dot{E}^*R\cos E - S_3^* &= 0 \end{aligned}$$

である。ここで

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \dot{R}^* \\ V_2 &= R\dot{B}^*\cos E \\ V_3 &= R\dot{E}^* \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

とすれば上三式は次のように書ける。

$$\left. \begin{aligned} V_1\cos E \cdot \cos B - V_2\sin B - V_3\sin E \cdot \cos B - S_1^* &= 0 \\ V_1\cos E \cdot \sin B + V_2\cos B - V_3\sin E \cdot \sin B - S_2^* &= 0 \\ V_1\sin E &+ V_3\cos E - S_3^* = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

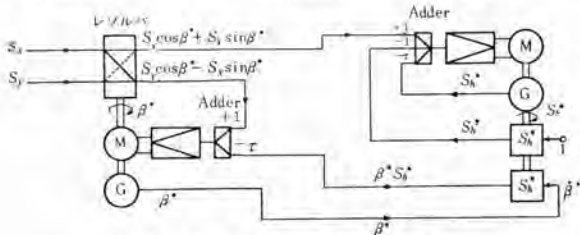


図 4.3 θ^* および S_h^* の計算系

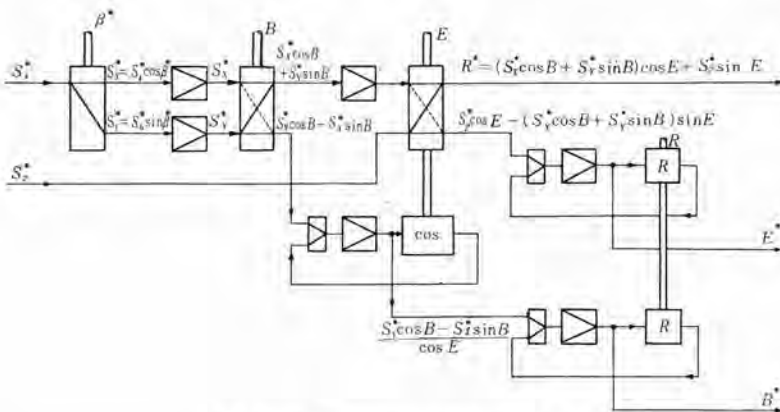


図 4.4 Regenerative signal の計算系

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

$$V_1 = S_1^*\cos B \cdot \cos E + S_2^*\sin B \cdot \cos E + S_3^*\sin E$$

$$V_2 = S_1^*\cos B - S_2^*\sin B$$

$$V_3 = S_2^*\cos E - S_1^*\sin E \cdot \cos B - S_3^*\sin E \cdot \sin B$$

と書ける。regenerative signal \dot{B}^*, \dot{E}^* および \dot{R}^* は式(4.11)より

$$\left. \begin{aligned} \dot{R}^* &= S_1^*\cos B \cdot \cos E + S_2^*\sin B \cdot \cos E + S_3^*\sin E \\ \dot{B}^* &= \frac{S_1^*\cos B - S_2^*\sin B}{R\cos E} \\ \dot{E}^* &= \frac{1}{R}(S_2^*\cos E - S_1^*\cos B \cdot \sin E - S_3^*\sin E - \sin B) \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

として求められる。

regenerative 回路は、 S_h^*, θ^* より式(4.4)を用いて、smoothed speed S_1^*, S_2^*, S_3^* 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 を追尾レーダに送り、追尾誤差信号と加算して、追尾レーダ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、この方式のもう一つの利点は、追尾レーダ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、この瞬間において、点 O 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。

$$\vec{R}_f = \vec{R} + \vec{PP}_f = \vec{R} + \vec{S} \cdot T_f \quad (4.14)$$

ここで用いられる記号は

\vec{PP}_f = deflection vector

T_f = time of flight (命中のためには弾丸が発射点 O 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 = 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

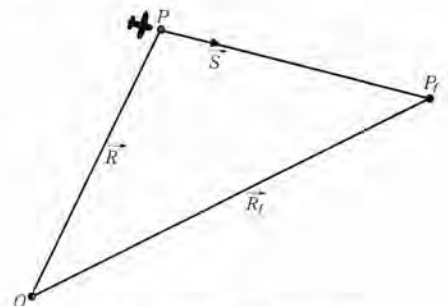


図 4.5 命中点予測のベクトル図

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つ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、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 を乗ず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 time of flight 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 計算を行なつ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 = future slant range
- L_{dt} = bearing deflection
- E_{dt} = 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

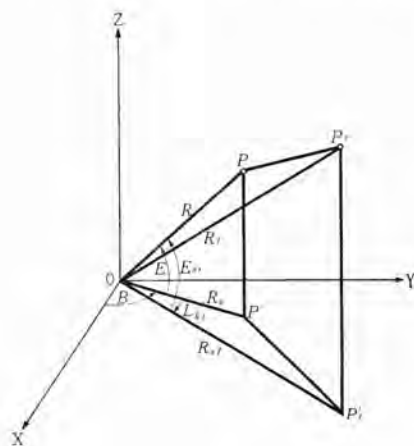


図 4.6 現在位置と未来位置との関係図

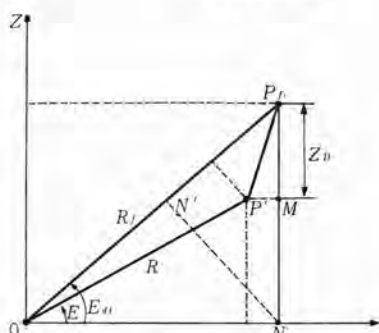


図 4.7 照準面内投影図

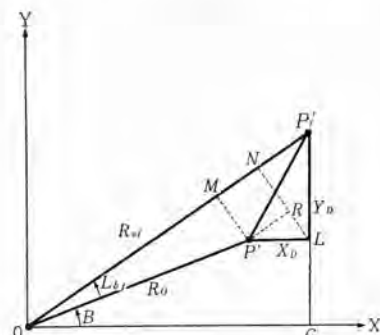


図 4.8 水平面内投影図

$$\left. \begin{aligned} X_D &= S_A * T_f - X_0 \\ Y_D &= S_A * T_f - Y_0 \\ Z_D &= S_Z * T_f - Z_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.15)$$

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

$$\begin{aligned} P_f N &= P_f M + M N = Z_D + R \sin E \\ (Z_D + R \sin E) \cos E_{dt} - R_{df} \sin E_{dt} &= 0 \dots\dots\dots (4.16) \end{aligned}$$

の 2 式が成立する。またこの図より、 $OP_f = ON' + N'P_f$ であるから

$$R_f = R_{df} \cos E_{dt} + (Z_D + R \sin E) \sin E_{dt} \dots\dots\dots (4.17)$$

である。

次に図 4.8 を考えよう。(水平面への射影) この図は

$$P'M = LN - LR = Y_D \cos (B + L_{dt}) - X_D \sin (B + L_{dt})$$

また

$$P'M = R_0 \sin L_{dt}$$

であることを示している。この 2 式を組合わせて、

$$R_0 \sin L_{dt} = Y_D \cos (B + L_{dt}) - X_D \sin (B + L_{dt})$$

すなわち

$$\begin{aligned} Y_D \cos B \cdot \cos L_{dt} - Y_D \sin B \cdot \sin L_{dt} - X_D \sin B \cdot \cos L_{dt} \\ - X_D \cos B \cdot \sin L_{dt} - R_0 \sin L_{dt} = 0 \dots\dots\dots (4.18) \end{aligned}$$

同じ図より

$$\begin{aligned} R_{df} &= OM + MN + NF' = R_0 \cos L_{dt} + X_D \cos (B + L_{dt}) \\ &\quad + Y_D \sin B \cdot \cos L_{dt} \\ &= R_0 \cos L_{dt} + X_D \cos B \cdot \cos L_{dt} - X_D \sin B \cdot \sin L_{dt} \\ &\quad + Y_D \sin B \cdot \cos L_{dt} + Y_D \cos B \cdot \sin L_{dt} \dots\dots\dots (4.19) \end{aligned}$$

を得る。

(4.18) および (4.19) の両式は、 R_{df} および L_{dt} を決めるために同時に解かれる。 R_{df} 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。

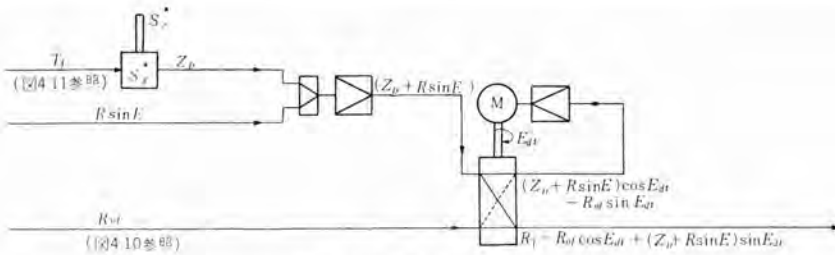


図 4.9 E_{dlt} の計算系

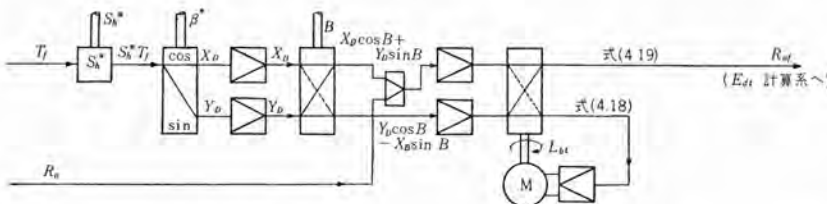


図 4.10 R_{of} および L_{bt} の計算系

$$R_f = f_1(T_f) + f_2(T_f) + f_3(E_{dlt}) \quad (4.20)$$

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 外周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周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でここでは省略し、一つの装置にまとめあげた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ふ構想なくしては、数学的基礎や演算機構の研究はできるものではない。

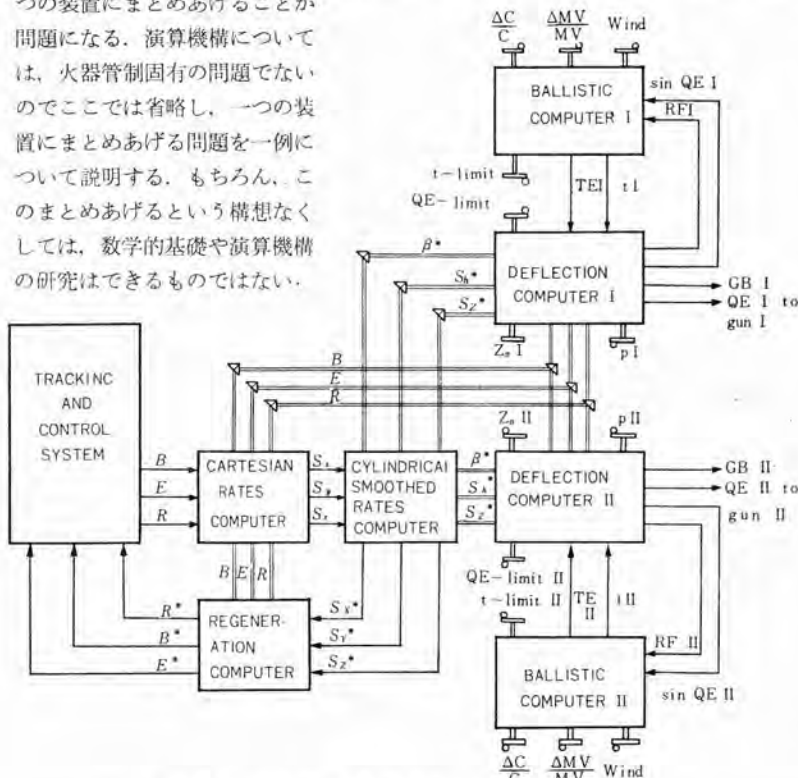


図 5.1 コントラベス社 F.C.S 系統図

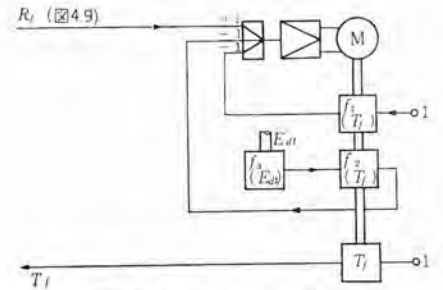
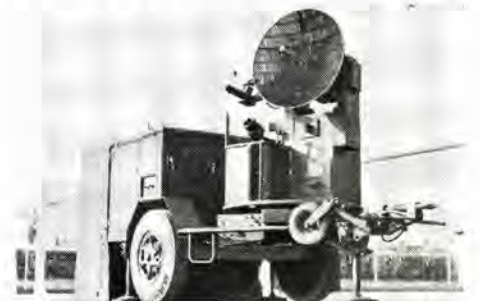


図 4.11 経過時間計算系

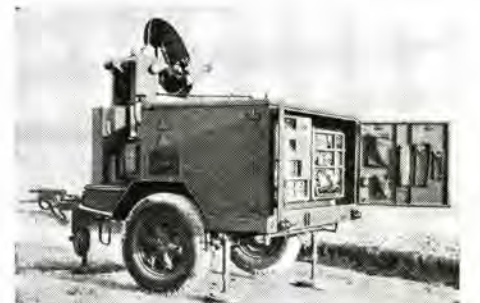
ここではスイス、コントラベス社火器管制系の一例についてその系統設計の概要をのべよう。図 5.1 は同社の Fire Predictor の系統ブロック図である。またこれが装置として一体に構成せられ二輪トラック上に搭載せられたものの一例を図 5.2(a)(b) に示す。以下図 5.1 のブロック図について説明しよう。Radar Tracker により目標を Track

することによって得られる方向角 B 高低角 E 距離 R は MAGSLIP (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) に説明した計算機構によって 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



(a)



(b) 図 5.2 コントラベス社 フレーダマウス F.C.S トラック および コンピュータ

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 $\tan T$ 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ってくると Ballistic Computer も Deflection Computer も各1個で十分であってそう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る。

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って、Radar tracker の目標探索能力は非常に低いから、なんらかの形で Search radar あるいは Acquisition radar からの目標指示を受けるように配置されなければならない。しかも多方面から数編隊の同時波状攻撃を受けた場合一定防衛地域に配置された火力をもっとも効率よく使用するため数中隊を group として中央指揮するための Group Command ということが行なわれる。すなわち図に示すように Group Commander のところに Search radar があり、ここに高級司令部からの Early-warning 情報が伝達されると、いくつかの目標がこの Group の防衛地域に侵入すると同時にこの Search radar によって捕捉される。Group Commander は逸はやくこれらの目標を取捨選択して、数個の R. P. P. I. に配当し、この R. P. P. I. 極座標を ラジオリンク によって隷下の各中隊に刻々送る。各中隊はこの情報を自動的に受けると同時に Parallax computer によりその目標位置を自己の P. P. I. の極座標に変換し、これを

Radar tracker に与える。そして Tracker は指示された方向に対し 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 に送りがえされているので、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、まさに戦術指揮のオートメーションを具現しているわけであって、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って来たわけである。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事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はやいかんともすることができない。しかるに最近における航空機の発達にはますますいちじるしく高々度、高速度になって来た。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ふものの、航空機の高速度も非常に高速度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「デビュ」せられ、時にのそ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 にくい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って、この夢を可能ならしめた基礎は外ならぬ エレクトロニクス 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。地对空の 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ではなばなしい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。

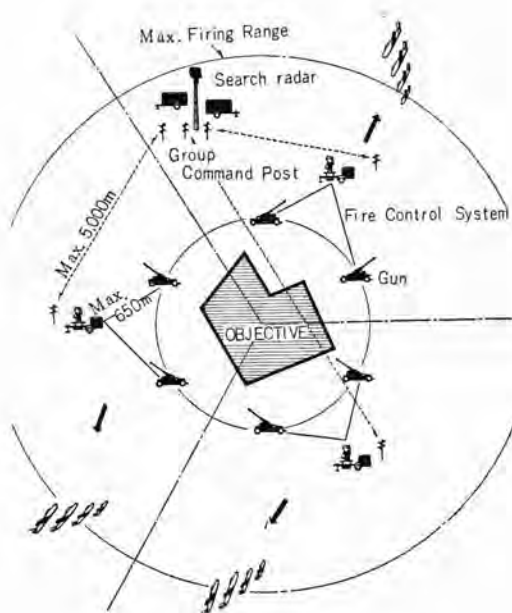


図 5.3 グループコマンドの一例

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められる。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 カリフォルニア公益事学委員会 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 年間もっとも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、長い歴史をもった炉形であり、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)

トリ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 電極スイッチ は W 社では トリスタ三極素子 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。トリスタ 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 を使いました。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。

本文はトリ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) トリスタ 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) 大電流時のトリスタの 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) 大出力のトリスタの逆変換器の効率はどの程度であろうか
- (5) トリスタ 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 トリスタ、4 個を使った インバータ回路 を 図 1 に示す。

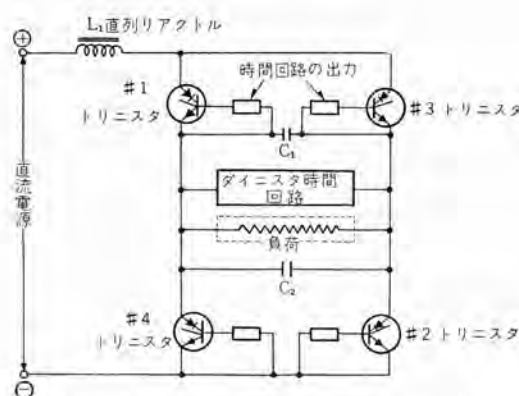


図 1 4 個のトリスタを使ったインバータ回路

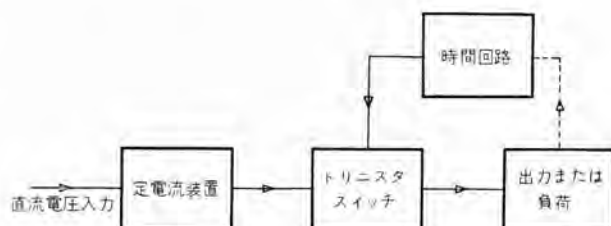


図 2 トリスタ三極素子を使ったインバータ回路のブロック図

21, 22; 23, 24; の各組合せ トリスタは同時に 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。トリスタ 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 を仲介として解説してある。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ことを示し、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リスタの逆電流、逆電圧を制限しか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 ず 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パ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、また空冷のばあいには外周にフィンを設置してある。

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ある。

伝達されるトルクの大きさは励磁電流とスベリとにほぼ比例する。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

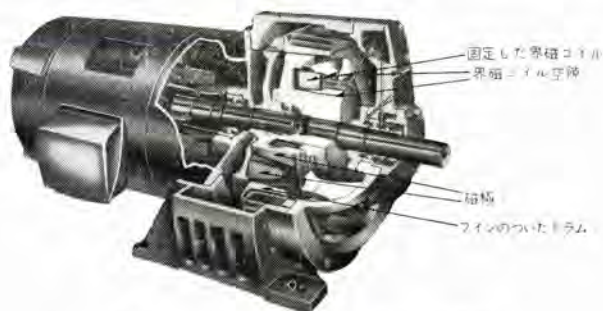


図1 中容量 Magnaflow drive の断面



図2 小容量 Magnaflow drive
(電動機と渦電流つぎ手が同一フレームに納められている)

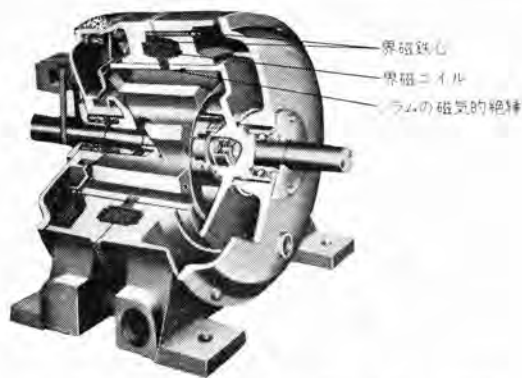


図3 大容量水冷式 Magnaflow drive の断面



図4 22kW 以下の Magnaflow drive用電子管式制御装置

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信号を供給し、この信号を設定電圧と比較しその誤差信号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 $\pm 2.0\%$ 、速度のドリフト $\pm 1.0\%$ 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 $\pm 0.5\%$ 、ドリフト $\pm 0.5\%$ 以内である。さらに速度変動率 $\pm 0.25\%$ 、ドリフト $\pm 0.25\%$ 、あるいは速度変動率 $\pm 1.0\%$ 、ドリフト $\pm 0.1\%$ 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 $\pm 2.0 \sim 2.7\%$ 、ドリフト $\pm 2.0\%$ 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 程度速度制御ができ、安価でがんじょうでしかも多くの特長をもつので、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 新良由幸氏)

■ インド国鉄向け交流電気機関車 1号機完成す

激しい競走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	連続定格引張り	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

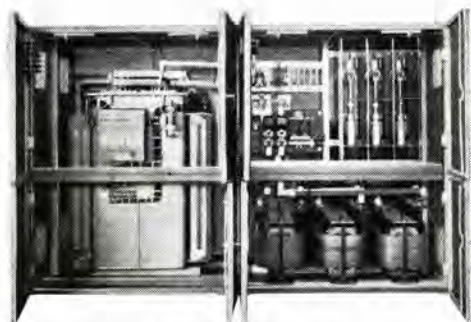
■ 10,000 kVA 自励タービン発電機相ついて完成

国内最大容量を誇る 10,000 kVA 自励タービン 発電機が 2 台相ついて据付完了し好成績をもって運転を開始した。1 台は山陽パルウ 岩国工場向けで回路方式は 自励複巻に 磁気増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 なして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 パルウ 工場の主要電源として運転中である。

1 台は帝国人絹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

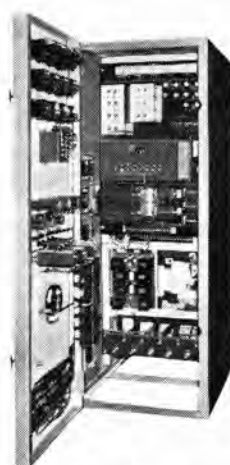


自動装置キュービクル

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発揮している。

いずれも発電機定格は 10,000 kVA 3,300 V, 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なう大容量機用として設計製作し、工場において サージテスト 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 %	
屋外用油入自冷式、組立輸送形、内鉄形、負 換変圧器 CR-URA 形、窒素封入密封式		
騒音 55 ホン以下		
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 アーク 時間が短く負荷電流 シェア 断時の油の炭化がないので、接触子の寿命が

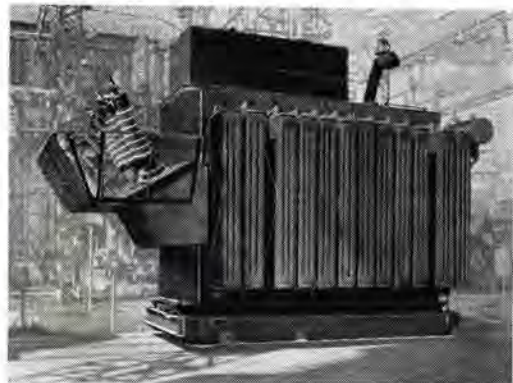
長く、構造が簡単で保守点検が容易であるとともに動作が確実である。なお本器は東京電力の形式試験として負荷電流閉閉試験30万回を行ない良好な結果を得た。引続き無負荷操作試験を実施中である。

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。

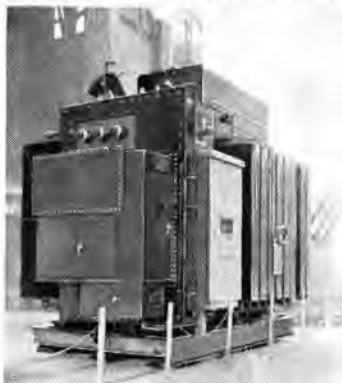
3. 衝撃圧力継電器を採用しているので保護は完全に誤動作がない。

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
負荷時乾式タツウ切換器付変圧器 CR-URA形



三相 50c/s 10,000 kVA 60 kV/6.9-3.45 kV
負荷時乾式タツウ切換器付変圧器 CR-URA 形低圧側およびタツウ切換器

■ 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。

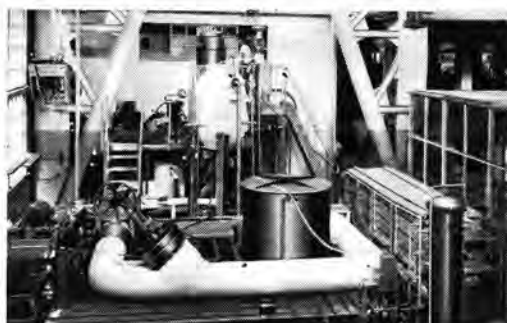
キャンドモータとは、原子炉や、高温高压のループなど（火力発電所ボイラ）で、内部の流体を無漏洩で循環させるために開発されたものである。漏洩をなくするためには、従来メカニカルシールが用いられたが、これでは、高温高压での信頼性が望みにくい。キャンドモータポンプでは、モータとポンプとを一体にした構造になっており回転部のシールを考える必要がなく非常に信頼性が高い。

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 m ³ /h
極数	4	流体圧力	140 kg/cm ²



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め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 始め多数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いる。
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、高温高压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

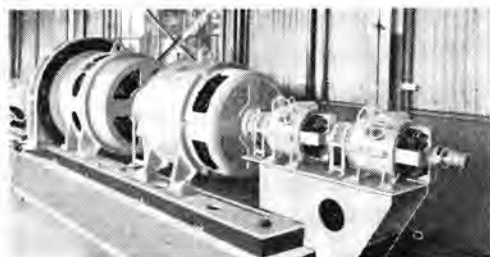
最近複雑な系統現象に対して適確な判断を下して保護あるいは制御する各種装置が開発されているが、これらの今までになかった高性能の保護継電装置、自動制御装置の試験研究用としてわが国最大の模擬送電線設備を完成し運転を開始した。

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、これが実系統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統なみに無視しうる。
2. 端子電源として火力50 kVA、火力200 kVA、水力50 kVA 水力200kVA（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、タツウ付リアクタ、タツウ付変圧器、CT、PT などあらゆる種類の実系統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っており、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. 三相シヤ断器4台単相シヤ断器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統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

た。詳細なデータは別にこれを発表する。



模擬送電線路ワッ組

	シュランタ ガラス	石英 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 $\times 10^{-7}$ (25 to 300°C)	9	5.5
紫 外 線 透 過 率 (2,537Å) (%)	82	90
誘 電 体 力 率 (周波数 10 ⁶ 25°C)	0.0019	0.0008
体 積 固 有 抵 抗 (log 10 Ω-cm 25°C)	9.7	12.0

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タ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、鋭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、斬新な企画を取り入れた、幅 10 m、

長さ 24 m、240 m² の シュランタガラス 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 % 以下のシュランタガラス 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 ステム 部分に使用されているが、来年度には、暖房器の エLEMENT 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。

■ 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
過電流定格	単相半波整流回路 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



シリコン 整流素子

この SR 200 F 形の特長は以下のとおりである。

1. PN ジUNCTION からなる基本ダイオードをベースに取付けるのにハードソルダを用いているので、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。
2. 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じん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。
3. 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。

■ シュランタガラス工場完成



シュランタガラス 工場



連続式電気炉

■ 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/cm ²	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、本機とは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。

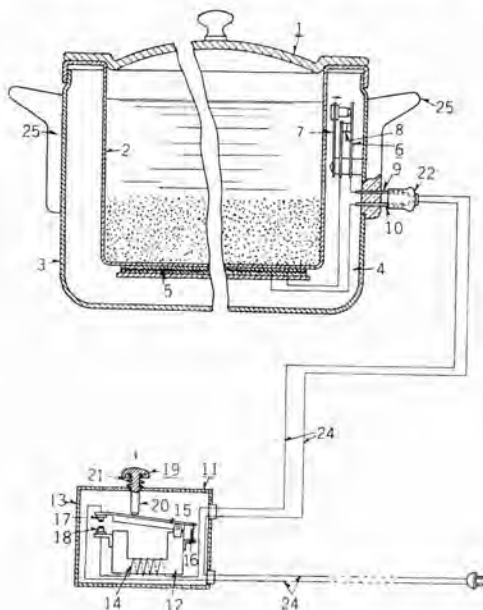
完成は昭和37年初頭となる予定である。



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、電気回路を開放したバイメタルが、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)を開放して、発熱体(5)の電気回路をシ断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ため、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ので、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

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、個々の湯沸しにつき作動温度に多

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ネジを適宜回転することにより、これを行なっているが、この調節ネジ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 1

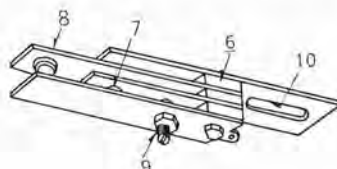


図 2

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 卓 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 掀 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 卓 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
"	防眩材	"	514593	{尾 島 学 二・成 沢 一 男 大 久 保 貴 一	世 田 谷
"	扇風機の塑造翼車	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 儀 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 山
"	積算計数装置	"	514996	加 藤 義 明	福 山
"	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	長 崎
"	扇風機支持装置	35-6-29	515001	久 米 富 十・柘 植 恵	中 津 川
"	密閉形荷重計	"	515143	前 田 祐 雄・菰 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	神 戸
"	ねじ座取付板	"	515145	畑 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	伊 丹・ 世 田 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 シュ断 器	"	516680	勝 田 久 登	神 戸
"	回路 シュ断 器	"	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	中 津 川
"	ランブソケット	"	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	名 古 屋・ 菱 機
"	母線保護継電装置	"	517809	森 建	神 戸
"	防爆容器の排気装置	35-9-6	519068	上 原 利 夫	福 岡
"	回わり止め ツケット	"	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
東京商品営業所	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	大阪府北区堂島北町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	札幌市大通り西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 ビル直通 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	名古屋市中区矢田町18丁目1番地 (電) 名古屋 (73) 1531
静岡製作所	静岡市小島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
神奈川鎌倉製作所	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	伊丹市大鹿字主ヶ池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	東京都世田谷区池尻町 (電) 東京 (414) 代表 8111
札幌修理工場	札幌市北二条東12丁目 (電) 札幌 (2) 3976

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	船橋正信
常任委員	浅井徳次郎	委員	宗田栄高
〃	安藤安宗二	〃	片岡野村
〃	小川清一	〃	関津豊
〃	小堀富次郎	〃	米野上
〃	高井得一郎	〃	幹事
〃	中野光雄	〃	井上
〃	馬場文夫	〃	(以上 50 音順)

昭和 35 年 11 月 20 日印刷 昭和 35 年 11 月 22 日発行
「禁断断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内2丁目3番地 吉村誠一郎
印刷所 東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社
印刷者 東京都新宿区市谷加賀町1丁目 高橋武夫
発行所 三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部
電話 和田倉 (201) 1611
発売元 株式会社オーム社書店
東京都千代田区神田錦町3の1
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えることができる。

今回完成したのはセメント用ツインドライフ方式の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の容量を有するものである。

定 格

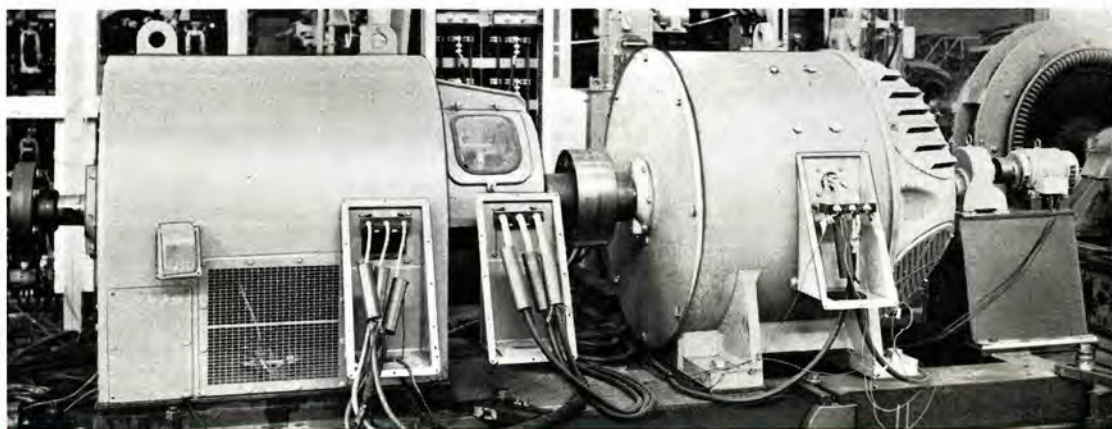
280 kW レクチフロー電動機（誘引通風機駆動用） 1 台

3,300 V 60 c/s、速度制御範囲 450～225 rpm (2:1)

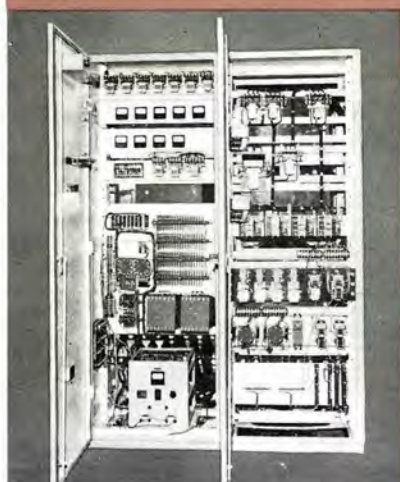
225 kW レクチフロー電動機（セメント用） 2 台

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

ツインドライフ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