

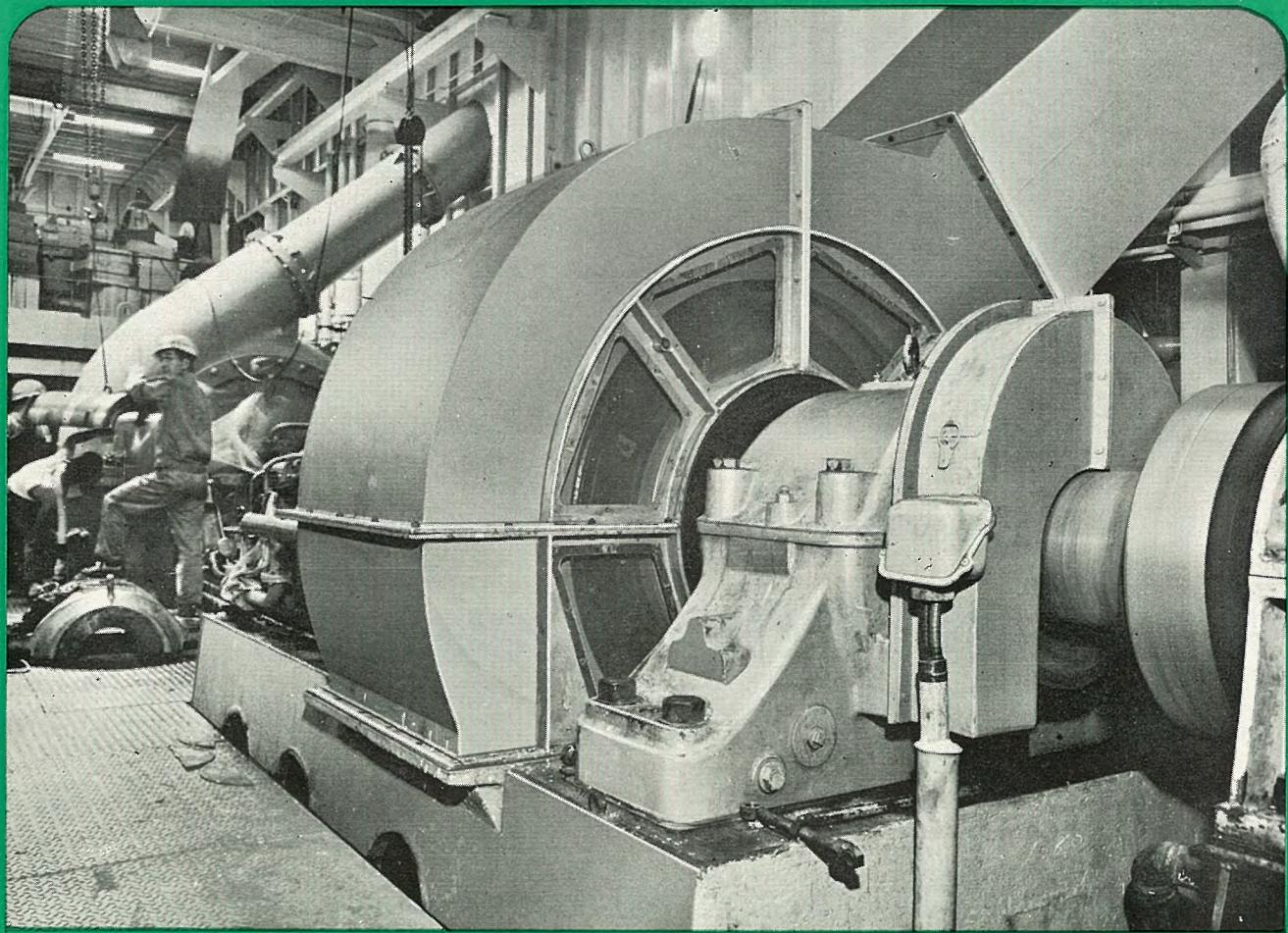
MITSUBISHI DENKI GIHO

三菱電機技報

Vol. 36 September 1962

わが国最大の新鋭 6,000kW しゅんせつ船 国栄丸 の全容





若松築港納めディーゼルポンプしゅんせつ船 大洋丸 2,250kW 500rpm電磁継手

大形しゅんせつ船用のスベリ電磁継手としては、
わが国における最大級のものであり、当社の記録
品である。

その主な仕様をあげると次のとおりである。

形式	開放管自己通風形
定格出力	2,250 kW
定格回転数	493 rpm
エンジン回転数	500～360 rpm
定格	連続
定格回転力	4,450 kg・m
最大回転力	4,900 kg・m
絶縁種別	B種
適用規格	JEC-114
励磁方式	静止励磁方式
励磁容量	25 kW
励磁電圧	125 V

励磁電流 200 A

このスベリ電磁継手はしゅんせつ船のサンドポン
プとディーゼルエンジンとの間に配置されるもので、
その使用目的は次のとおりである。

(1) エンジンとポンプとの間のねじり緩衝体とな
り、エンジンまたはポンプよりくる衝撃、振動の
伝達を制限する。

(2) 電気的に操作を行なうことができ、保守
が容易であるとともに、ポンプの始動時間が短縮
され、またエンジンの起動回数が減少されるので
総合稼働率が向上する。

なおこのスベリ電磁継手は、本機のようにしゅ
んせつ船サンドポンプ用としての用途のほかに、船
のエンジンと推進機との間に配置される船舶推進
用としての用途があり、本機ではこの用途にもそ
のまま使用できるように設計されている。



表紙説明

本船は非自航鋼製船尾流線形船で、タービン駆動発電機により給電される、電動機駆動ポンプしゅんせつ船で硬砂の場合、毎時 1,500 m³、軟泥の場合 2,000 m³ の土量をしゅんせつでき、排送可能距離は常時 6,100 m、最大 8,000 m におよび海面下約 23 m の深度までしゅんせつ可能である等、そのしゅんせつ能力はわが国最大、世界最大級のものである。

本船に装備されている、しゅんせつポンプ、カッタ、ワインチ等のしゅんせつ装置およびその他の補機はすべて電動機駆動で、船内に装備された発電機により給電される。



三菱電機技報

昭和 37 年 第 36 卷 第 9 号 (大形しゅんせつ船用電機品特筆)

目 次

わが国最大の新鋭 6,000 kW ポンプ式しゅんせつ船 “国栄丸”	三菱造船株式会社 広島造船所造船設計部	2
国土総合開発株式会社納め 6,000 kW ポンプ式しゅんせつ船の電機品	池田梯二・甘粕忠男・有働星一	5
国土総合開発株式会社納め 6,000 kW ポンプ式しゅんせつ船の電機品用制御装置	富永隆弘・元木知春	12
しゅんせつ船とその電機品	富永隆弘・元木知春	18
電磁継手	高原洋介・元木知春	26
しゅんせつ船用 レクチフロードライブ	新良由幸・元木知春・長良 高	32
配電線用柱上電圧調整器 (ステップレグ)	清田 浩	38
電解加工	前田祐雄・斎藤長男・荒井伸治	43
マイクロ波回路の広帯域整合	喜連川隆・立川清兵衛	51
高周波磁気増幅器を用いた電圧形演算増幅器	大野栄一・浜岡文夫	59
高速中性子 チョップ	前田祐雄・蘿原 智・川面恵司・大野栄一	67
照明経済に関する二、三の考察	小堀富次雄	74
《技術解説》		
広帯域伝送マイクロ波アンテナの歩み	喜連川 隆	80
《文献抄訳》		
超電導材料コイルによる強大磁場の発生・米国初めての 500 kV 送電系統・“タイフォン”艦載レーダ		87
《ニュース・フラッシュ》		
追尾レーダーあいついで誕生・ターボ冷凍機・西鉄大牟田線新車用電機品完成・NL形スーパーリフタ(電動油圧押上機)完成・高速運転用 ZS-A 形ゼロスピードスイッチ・HK 形電磁クラッチシリーズの完成・RH-4A 形空港面探知レーダ(A SDE)受注		88
《特許と新案》		
内燃機関の燃料ポンプ・着火断続器レバー		91
《最近における社外寄稿一覧》		92
《最近における社外講演一覧》		37
《最近における特許および実用新案》		93
《表紙》		
2. 若松築港納め ディーゼルポンプしゅんせつ船 大洋丸 2,250 kW 500 rpm 電磁継手		
3. 国栄丸のカッタ用 1,500 kW 直流電動機		
4. 三菱ドリルキット		

わが国最大の新鋭 6,000 kW ポンプ式しゅんせつ船“国栄丸”

三菱造船株式会社 広島造船所造船設計部

A New 6,000 kW Dredger, The Kokuei Maru, The Largest in Japan

Mitsubishi Shipbuilding & Engineering Co., Ltd. Hiroshima Works

In former days, dredging work was carried on in a relatively small reclamation at less difficult places and with easily removable sand. But now the scale of the work is enlarged considerably, which needs the operation of powerful dredgers handling large volumes of sand with increased depth of dredging and prolonged distances of discharging sand and mud.

Under the circumstances, a new dredger has been built, surpassing any of existing ships of this kind, for the Japan Industrial Land Development Co. by the Mitsubishi Shipbuilding Yard. This report describes its construction, mechanism, arrangement and operation.

1. まえがき

三菱造船㈱広島造船所が国土総合開発㈱から受注したわが国最大のカッタ付ポンプしゅんせつ船“国栄丸”は昭和36年7月末に完成し、大阪府堺港において土地造成工事に画期的威力を加えて活躍中である。そもそも本船は国土総合開発㈱が米国の著名建設会社である Utah Construction & Mining Co. より技術導入をはかり同社所有の世界最大級ポンプしゅんせつ船“Alameda”を範として国産化したものである。

さて従来のポンプしゅんせつ船が従事していた埋立事業は現在およびこれから行なわれんとするものに比べれば規模も小さく、しゅんせつ可能な土砂も比較的豊富にありまた簡単に採取できる場所にあったため、小馬力のポンプしゅんせつ船でも間にあっていたが今後は埋立事業規模の拡大に伴って在来のポンプしゅんせつ船では不可能視されていたような場所をも高能率的にしゅんせつ埋立の必要性にせまられ良質の土砂を採取できるしゅんせつ深度の大きい排泥距離の長い、近代化された高能率、大馬力のポンプしゅんせつ船が要望されることを必至と考える。

これらの趨勢を考慮した本船は在来のわが国カッタ付ポンプしゅんせつ船を大きく上回る強力なものでかつ構造、機構、配置、および作業方法等には、在来のものには見られない特色を有しており国土総合開発㈱の意図する近代的大規模土地造成工事施行法に完全に対応できるよう設計建造されている。

上述のように埋立造成工事の高能率化のためポンプしゅんせつ船の大形化と近代化が要望されているおりから、この報告においては参考のためまずカッタ付ポンプしゅんせつ船とはいがなるものかを説明したのち本船の概要をのべることとした。

2. 国栄丸の概要

2.1 一般

国土総合開発株式会社は、昨年米国 Utah Construction & Mining Co. から世界最大級のカッタ付ポンプしゅんせつ船“Alameda”をよう船し、現在臨海工業地帯において高能率の土地造成工事をおこすめているが、これよりさき同社は Utah 社と技術提携して同形船の国産化を図った。

広島造船所は、昨年7月その第一番船である本船を受注し、本年7月末無事その引渡しを完了した。

本船は非自航鋼製船尾流線形船で、タービン駆動発電機により給電される、電動機駆動ポンプしゅんせつ船で硬砂の場合、毎時 1,500

m^3 、軟泥の場合 2,000 m^3 の土量をしゅんせつでき、排送可能距離は當時 6,100 m、最大 8,000 m および海面下約 23 m の深度までしゅんせつ可能であるなど、そのしゅんせつ能力は、本邦最大、世界最大級のものである。

本船に装備されている、しゅんせつポンプ、カッタ、ウインチなどのしゅんせつ装置およびその他の補機はすべて電動機駆動で、船内に装備された発電機により給電される。

なお、本船は“Alameda”の同形船の国産化という主旨で建造をはじめたわけであるが、搭載機器はすべて国産のものであるほか、船体主要寸法の増大、船体およびしゅんせつ部各部構造、しゅんせつ深度の増大、低圧給水加熱器系統、主ポンプ潤滑方式、潤滑油清浄方式、機器冷却方式、開放装置、6,600 V 高電圧の採用、など“Alameda”的仕様を一部変更して、日本の国情に沿ったものにした。

また、本船のポンプ呼称馬力は、8,000 PS であるが駆動電動機は、15% up の連続運転にも耐え得るよう余裕をもたせているので、日本の慣習になおせば、約 10,000 PS のポンプしゅんせつ船に相当することになる。

2.2 船体部

(1) 概要

船体は鋼製とし、原則として AB 規格材を使用し、工作も AB 規格に準拠した。

構造は外板、肋骨、船底構造、隔壁、甲板、舷壁、甲板室、機器台など、原則として全溶接構造を採用し十分な強度と水密性を保持させると共に、振動に対しても十分な考慮をはらって設計した。

居住設備として、船長室、機関長室、予備室(2名用)2、一般乗組員室(18名用)1室、賄室兼備の食堂、浴室、などを装備し、各室には機動通風装置およびスチーム、ラジエタ、電熱器などの冷暖房装置が装備されている。

(2) 主要目

垂 線 間 長	67.10 m
形 帯	17.50 m
形 深	4.27 m
計画平均吃水	約 2.65 m
排 水 量	約 3,000 t
居 住 設 備	24 名分

2.3 しゅんせつ部

(1) 概要

しゅんせつ部は本船のしゅんせつ能力に最も影響が大きいため、

稼働率の増大、しゅんせつ能率の向上、しゅんせつ土質への適応性、しゅんせつ機器の遠隔操縦などを十分考慮して下記のような特長を持たせた。

- (a) しゅんせつポンプ、カッタおよび吸排泥管には、耐摩耗材料を採用して稼働率の増大を計った。
 - (b) クリスマストリを採用し、波浪中においてもしゅんせつ作業を可能にした。
 - (c) 種々の排泥管長に適応さすため、しゅんせつポンプの速度を広範囲に選択可能にした。
 - (d) スwingウインチおよびカッタ駆動用電動機には、種々のしゅんせつ土質に適応さすため、ワードレオナード制御方式を採用し、広範囲の速度を選択可能にした。
 - (e) 吸排泥管内への土砂の滞留およびしゅんせつポンプのキャピテーションを防止するため、吸泥管に真空自動調整弁を装備した。
 - (f) 遠距離排送および高含泥率をねらって、排泥管内流速を本邦の在来船より大きくした。
 - (g) 消耗部品は取換えを容易な構造にした。
 - (h) ラダー、カッタ、スwing、スパッドなど、しゅんせつ機の操縦は操縦室から遠隔操縦にしていることはもちろんである。
 - (i) カッタ減速機に当社のロッドトレーン形全密閉2段減速式を採用した。
 - (j) しゅんせつ深度は本邦最大級の23mである。

(2) 主要目

しゅんせつ深度	約 23 m
排泥距離 (常用)	約 6,100 m
(最大)	約 8,000 m
しゅんせつ土量	1,500～2,000 m ³ /h
しゅんせつポンプ	1 台
形式	片側吸込 1 段 ウズ 卷ポンプ
容量(海水で)	10,000 m ³ /h
総揚程	10 kg/cm ²
速度	最高 360 rpm
しゅんせつポンプ 駆動用電動機	1 台
容量	AC 6,000 kW × 270～360 rpm
吸泥管径	915 mm
排泥管径	760 mm
カッタ	1 台
刃数	6 あるいは 5 枚
カッタ電動機	容量 DC 1,500 kW
ラダーウインチ	ドラム 数 1
	卷上荷重 20.5 t × 2
	卷上速度 25 m/min
	使用 ワイヤ 38 mm
スwingウインチ	ドラム 数 2
	卷揚荷重 41 t
	卷上速度 25 m/min
	使用 ワイヤ 38 mm
ラダー および スwingウインチ 電動機	1 台
容量	DC 190 kW

卷上速度	25 m/min
使用 ワイヤ	38 mm
同上 電動機	1 台
容量	DC 110 kW

2.4 機関部

(1) 概 要

本船機関部の特長は、蒸気タービン発電方式の採用である。船舶に装備するものとしては、本船の定格出力 13,529 kVA (11,500 kW) の発電装置は本邦最大のものである。

この発電装置でしゅんせつ作業時のしゅんせつポンプ、各種 ウインチ、カッタ電動機、各種補助機械、船内照明など一切の船内所要電力をまかなっている。この発電機の駆動用蒸気タービンへ蒸気を供給するため、三菱 CE セクショナル形主ボイラ 1 台を機関室後部に装備している。

(2) 主発電機駆動用蒸気 タービン

主発電機および同駆動用蒸気タービン1組を共通の台板に固定し、機関室中段にワードレオナード電動発電機と並べて装備している。(図2.1 参照)

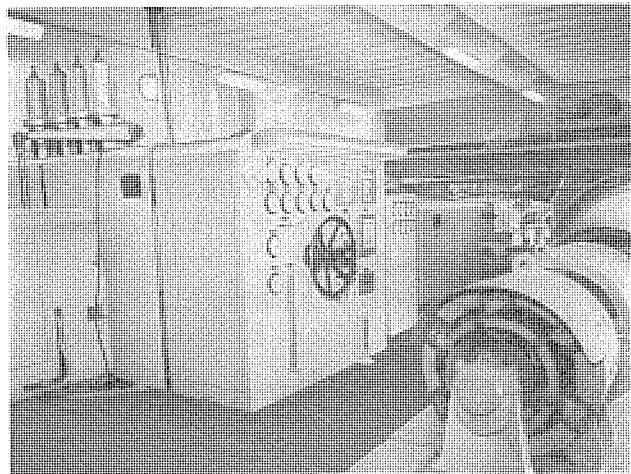


図 2.1 主発電機および同駆動用タービン
Fig. 2.1 Main generator and turbine.

(a) 主要目	三菱 エッシャウイス 形衝動式单汽简单流復
形 式	水式
台 数	1台
発電機出力	連続最大 12,650 kW 常 用 11,500 kW
定 格 速 度	3,600 rpm
入口蒸気条件 (調整弁前で)	蒸気圧力 42.2 kg/cm ² g 蒸気温度 433°C
抽 気 気 非調圧 3段	
第一抽気	最大抽気量 約 3,000 kg/h
第二抽気	最大抽気量 約 3,500 kg/h
第三抽気	最大抽気量 約 3,800 kg/h
タービン 段落数	17 段
過速度危急シヤ断装置作動速度	3,960 rpm
排気室真空	697 mmHg
主要部材質	
タービン 車室 (高圧部)	モリブデン 鋳鋼
タービン 排気室	鋳鉄
タービン 什切板 (高溫部)	モリブデン 鋳鋼

タービン 仕切板 (低温部)	鋳鉄および鋳鋼
タービン 噴口	不銹鋼
タービン 翼車心棒	クロームモリブデン鋼
タービン 翼および縁部	モリブデン入不銹鋼および 不銹鋼
主塞止弁および調整弁室	モリブデン鋳鋼

(b) 計装

タービン 計器盤一面を装備し、盤上に指示圧力計、指示連成計、真空計、記録温度計、電気回転計および指示記録伸差計を適宜配置し、タービン および発電機の保守上必要な個所の測定を容易にしている。その他潤滑油冷却器の油および冷却水出入口に温度計を取付けている。

(c) 保安装置

過速度危急 シャ断装置
潤滑油圧低下危急 シャ断装置
真空低下危急 シャ断装置
発電機比率差動電器作動時危急 シャ断装置
手動危急 シャ断装置
推力軸受軸移動警報装置
潤滑油圧低下警報装置
排気室圧力異常上昇安全装置
自動真空破壊装置

(d) その他

- 船内に装備するため振動その他を考慮して発電機との接続を固定式としないで、ギヤカップリング方式とした。
- 蒸気タービン用潤滑油溜タンク上に電動の予備潤滑油ポンプおよび汽動の非常用潤滑油ポンプを付着し、油面下にインペラ部を沈めて、起動時も潤滑油の流动を容易にした。
- 蒸気タービンに直結したウズ巻式潤滑油ポンプが円滑に潤滑油を供給できるよう、溜タンク内ポンプ吸入管系に油エゼクタを設け、ポンプ吐出側から一部圧油をエゼクタに供給して、ポンプの潤滑油吸入を容易にした。
- 蒸気プラント効率をあげるために、タービンの抽気を海水蒸留装置および給水加熱器へ導いている。

(3) 主復水器

主発電機駆動蒸気タービン下側に、次の要目の主復水器を1台装備する。

形 式	横形真空式直管単流表面復水式
復水器上部真空 (大気圧 760 mmHg で)	703 mmHg
冷却水温度	29.5°C
冷却水量	4,500 m³/h
冷却面積	960 m²
冷却管外径	22.2 mm
胴体構造	伸縮継手方式
タービン排気口との接続	ステンレス伸縮継手方式

(4) 主ボイラ

下記主要目の主ボイラを機関室後部に装備する。(図2.2 参照)

形 式	三菱広島 CE セクショナル形水管式
台 数	1 台
蒸気圧力	常用圧力 (過熱器出口で) 44 kg/cm² g
蒸気温度	(連続最大負荷の場合過熱器出口で) 440°C
蒸発量	連続最大負荷 55,300 kg/h

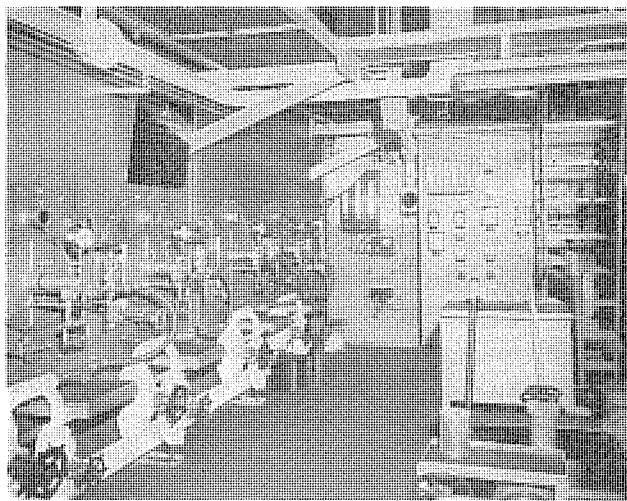


図 2.2 主ボイラ
Fig. 2.2 Main boiler.

この主ボイラには次のボイラ自動燃焼および給水制御装置を備えている。

- ボイラ出口の蒸気圧力を検出して各制御装置に指令を出す主制御装置。
- 主制御装置からの指令によって燃料油調節弁を制御し燃料油量を調節する燃料制御装置。
- 主制御装置からの指令および空気流量によって強圧送風機入口翼開度を調節し空気流量を制御する燃焼用空気制御装置。
- ドラム水位、蒸気流量および給水流量によってドラム水位を一定に保つよう給水流量を制御する給水制御装置。

これら制御装置へ供給する制御用空気は制御用空気そうから供給される。なお制御装置が故障でドラム水位の上昇または低下ならびにバーナ入口燃料油、ボイラ入口給水および計装用空気の圧力低下警報ベル装置を備えている。

(5) 非常用発電機間

500 kVA (400 kW) 非常用発電機を駆動するジーゼル機関1台を装備する。この機関の主な仕様は次のとおりである。

形 式	過給機付 4/c/s ジーゼル機関 6PSTD-26D
定格出力	600 PS
速 度	600 rpm

非常用発電装置は主発電機休止時に次の作業に必要な電力を供給する。

- 非常の際本船を移動するためスイングウインチおよびスピンドウインチの運転。この場合ワードレオード電動発電機を非常時駆動用誘導電動機によって運転する。
- 主ボイラ汽笛の場合、必要な補助機械の運転。
- 主発電機駆動用蒸気タービン始動に必要な補助機械の運転。
- 船内電弧溶接機による主ポンプ、カッタなどの補修作業。
- 照明および通信。

3. む す び

本文ではポンプ式しゅんせつ船“国栄丸”的一部の仕様説明にとどめたが、今後の大形ポンプしゅんせつ船の動向としては、荒天時の作業に耐えるための設計、稼働率増大のための耐久性、総合的能率向上のための高度の近代化、自動化設備の採用など多くの問題点を残している。紙面の都合で要を尽さなかったが、いずれ機会を得て、総体的説明を述べてみたいと思っている。

国土総合開発株式会社納め 6,000 kW ポンプ式 しゅんせつ船の電機品

池田 梯二*・甘粕 忠男*・有働 星一**

Electric Apparatus of 6,000 kW Pump Dredger

Nagasaki Works
Kōbe WorksTeiji IKEDA・Tadao AMAKASU
Seiichi UDŌ

A 6,000 kW pump dredger owned by the Japan Industrial Land Development Co. is the largest ship of this kind in Japan. Electric apparatus installed on board of it has numerous features worthy of description. This report covers the characteristics and construction of principal items such as a 13,529 kVA 6,600 V three phase AC generator, a 6,000 kW induction motor for a pump, a 1,600 W DC motor for driving a 1,500 kW cutter and a Ward Leonard system to supply power to them. They are designed with as small dimensions as possible so as to be installed in narrow spaces, yet with ample capacity to sever the purpose.

1. まえがき

本編は本誌2ページにその概要が述べられている6,000 kWポンプ式しゅんせつ船の主要電機品について、その特長、特性、構造などについて述べたもので容量、および性能において画期的なものである。

13,529 kVA 6,600 V 三相 60 c/s の自家用発電機より 6,000 kW ポンプ用三相誘導電動機を駆動し、またしゅんせつ機械は 1,500 kW カッタ用を始めとし、すべてワード・レオナード方式が採用されている。

とくに狭い場所に設置されるために、各機械はその外形寸法を極力縮小し、しかも所要特性を満足させ、また点検が容易であるように各部に細心の注意を払って設計製作されたものである。

2. 主発電機

2.1 仕様

形 式 全閉冷却器抱込円筒回転界磁交流発電機
容 量 13,529 kVA
端子電圧 6,600 V
相 数 三相
周 波 数 60 c/s
回 転 数 3,600 rpm
力 率 0.85
相 電 流 1,184 A
励 磁 法 自励

本機はこのしゅんせつ船にとう載される電気機器の電源に使用される主発電機で、船用 3,600 rpm 機としては、わが国初めての大容量記録品である。本機の外観を図 2.1 に示し、その断面を図 2.2 に示す。

船用電機品は普通その設置される場所のため据付面積、重量が制限され、また運転条件が陸上機に比し苛酷である。本機は高速大容量機として、これらの条件を満たした機械であり種々特色を有している。その主な点は下記のとおり

である。

(1) 据付面積および回転子引抜寸法を小さくした。

船内の スペース の関係より、外径を少し大きくし長さ方向を極力短くした。軸長は陸上標準機の約 2/3 にすぎない。

(2) ブラケット形両軸受とした。

固定子を フレーム 本体と空気冷却器部分とに三分割とした。発電機輸送、船内搬入の際回転子を組立たままでも寸法が大きくならず、分解再組立の必要がなく据付が簡単である。

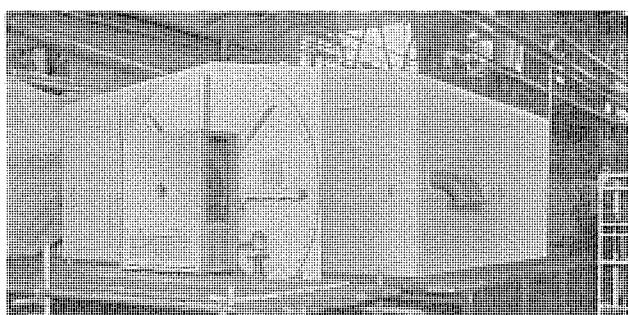


図 2.1 工場運転中の外観

Fig. 2.1 Appearance of electric apparatus in operation at the factory.

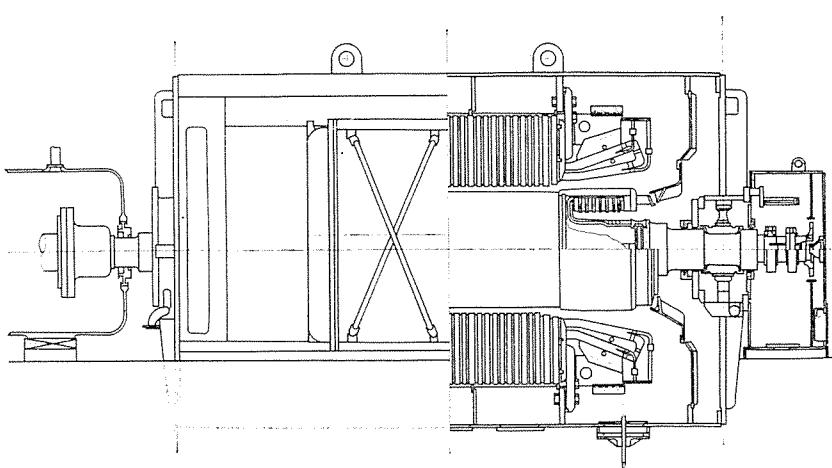


図 2.2 タービン発電機組立断面図

Fig. 2.2 Cross section of generator.

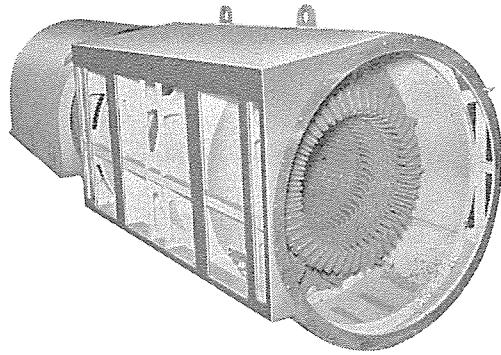


図 2.3 固定子棒本体
Fig. 2.3 Stator of turbine generator.

(3) 空気冷却器抱込の全閉形とした。

2.2 構 造

(1) 固定子

フレームは重量を軽くし強度を増すため鋼板溶接とした。図 2.3 に示すように強め板は通風も兼ね、不要部分は切抜とし重量軽減をはかった。またフレームの床面積と空気冷却器の取付面積を少なくするため角形フレーム方式を採用した。

固定子鉄心はダイライトコアを使用し、固定子コイルの素線は二重ガラス被覆平角銅線で絶縁はマイカテープを主体とし、当社独自のダイヤレジンを含浸したB種ダイヤラスチック絶縁である。

(2) 回転子

回転子は単一鍛鋼で、材質は高張力炭素鋼とし、導体ミジおよび通風ミジを放射状に切ると共に、回転中に軸断面の慣性率の相違による振動を防ぐため磁極部分に軸方向と直角に数個の半円形の切欠きを設けている。なおこれらのミジを切ったあとで、いかなる部分も規定過速度で材料の降伏点の 60% 以上の応力にならないようにしている。

回転子コイルには扁平な平角銅帯を使用し、層間およびミジ内面はマイカで絶縁している。コイル押さえには Ni-Cr-Mo 鋼を使用しコイル端曲部の大きな遠心力に耐えるようにしている。

スリップリングは工具鋼でマイカ絶縁をへだてて軸上に焼バメされ、スリップリング側軸端にはプロペラファンを設け、スリップリングおよびブラシ部を強制冷却している。ブラシ保持器はブラシが磨耗してもブラシ押入圧力が変化しない圧力一定バネを使用し、ブラシ取換も簡

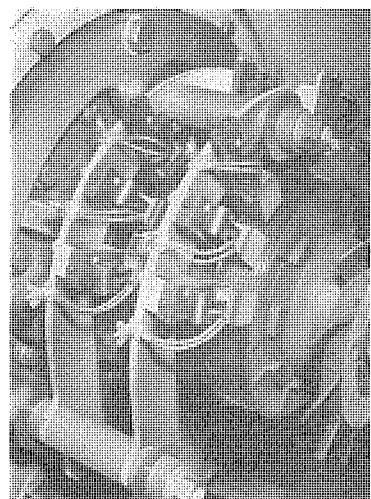


図 2.4 スリップリング回り組立
Fig. 2.4 Slip rings.

単にできる新形ブラシ保持器（実用新案申請中）を採用して点検保守を便利にした。（図 2.4）なおスリップリングまわりには防滴形のカバーを設け、カバーの両側には広い開閉点検トビラを設け点検保守の便利をはかり、カバー端部には空気沪過器を設けている。これは船内の油や水分などの有害なふんい気がカバー内に吸込まれて絶縁低下、スリップリングやブラシの異常摩耗などを起すのを防ぐためである。

(3) 軸受部

ブラケットおよび油切環は鋼板溶接で重量軽減をはかり、強度を増した。軸受は鍛鋼製の裏金にバビットメタルを注入したのでブラケットとの間は球面接触とし、軸の自重によるワン曲、据付誤差などのため軸が不良の応力を受けないようにしている。なお軸電流防止のためブラケットと軸受、およびブラケットと油切環の間に絶縁を施している。また油切環の油シール部には発電機内部の高圧の空気を導きエアシールを行なって、発電機内部へ油が洩れないようにした。（図 2.5 参照）

(4) 空気冷却器

この発電機は船内に据付られるため、陸上のように下部基礎内に冷却器を設けることが困難があるので全閉形を採用し、空気冷却器を全閉構造の内ツクに包含する構造とした。2 個の空気冷却

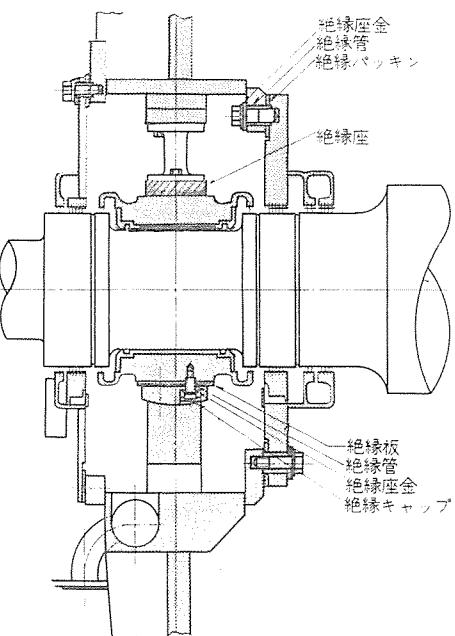


図 2.5 軸受回り組立
Fig. 2.5 Cross section of bearing.

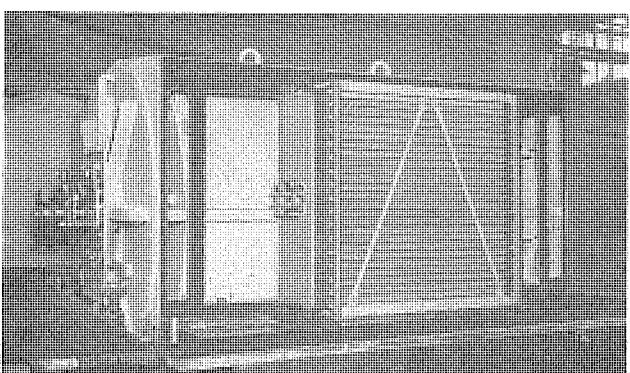


図 2.6 空気冷却器取付
Fig. 2.6 Mounting of air cooler.

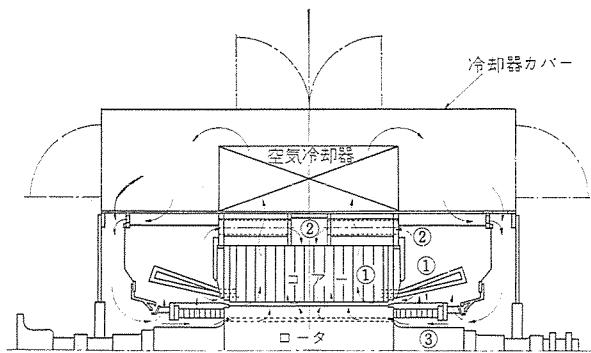


図 2.7 発電機の通風回路
Fig. 2.7 Ventilation circuit of generator.

は万一漏水が起った場合でも、これが直接コイルにかかるないように前述の角形フレームの両側にとりつける Side-Mount 式とした。この空気冷却器の外側には冷却風路となる冷却器カバーを設けており、このカバーの両端面および両側面には大きな開閉点検トビラを設けている。このトビラは空気冷却器が故障した場合、開放して開放運転もできるトビラの役も兼ねている。(図 2.6 参照)

(5) 通風回路

発電機本体の通風は図 2.7 に示すように三つの経路に分けられ、ファンによって押し込まれた風の一部①は回転子とコアの間の空げきを通りコア内部のダクト部を固定子コイルおよびコアを冷しながらコア背部へ出る。他の一部②はフレームの外側にある通風管を経てコアの空げきに入り①の経路の風と一緒になりコア背部に出る。③は回転子コイルエンド部を冷却し、回転子本体部の通風ミジを経てコイルを冷却しながら通風放射穴より空げきに出て①②と一緒になりコア背部へである。この間に温度が上った空気は空気冷却器により冷却され冷却器カバーにより形成された回路を通り再びファンを経て循環する構造になっている。

2.3 工場試験

工場発送にさきだって各種試験を実施し性能を確認したが、結果は下記のとおり満足すべきものであった。

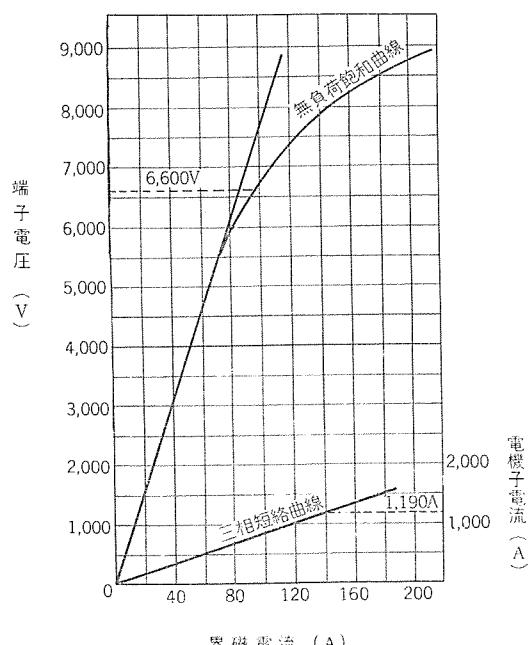


図 2.8 特性曲線
Fig. 2.8 Characteristics curves.

表 2.1 等価温度上昇試験結果

条 件	機 械 損	鐵 損 (6,600V 界磁 98A)	銅 損 (1,184V 界磁 139A)
固定子コイル温度最高 (°C)	31	37.5	71.5
界磁コイル温度 (°C)	31	41	59
空気入口温度 (°C)	18.5	20	21
空気出口温度 (°C)	29.5	34.5	39.5
冷却水温度 (°C)	16	16	16
固定子コイル温度上昇 (°C)	12.5	17.5	50.5
界磁コイル温度上昇 (°C)	12.5	21	38
固定子コイル等価温度上昇 = $17.5 + 50.5 - 12.5 = 55.5^{\circ}\text{C}$			

(1) 無負荷飽和曲線および三相短絡曲線

試験結果を図 2.8 に示す。これより短絡比は 0.685、同期リアクタンス(飽和値)は 146% となる。

(2) 等価温度上昇試験

機械損、鉄損、銅損の三つの場合について温度上昇試験を行なったが、その結果を表 2.1 に示す。固定子コイルの等価温度上昇は 55.5°C となり保証値 75°C (基準入口温度 45°C) に対して十分の余裕がある。なお本機は 10% の過負荷運転を行なってもなんら支障のないように計画されている。

(3) 電圧調整試験

端子電圧をどの程度調整できるかを手動と自動について試験したが、定格値 6,600V に対して 5,700V~7,000V の範囲で可調整であることが認められた。

3. 主ポンプ用 6,000 kW 三相誘導電動機

3.1 仕様

主ポンプ用誘導電動機は、しゅんせつ船の電動機の中でもっとも容量の大きいものであり、その主な仕様は次のとおりである。

出 力 6,000 kW
電 圧 6,600 V
周 波 数 60 c/s
極 数 20
同期回転数 360 rpm
形 式 防滴保護管通風形
回転子形式 卷線形
絶 緣 B 種 (ダイラスチック)
用 途 ポンプ
定 格 連続
速 度 制 御 25%

負荷のポンプはサンドポンプであって、ラダー先端に取付けられたカッタによって掘られた海底の土砂を海水と共に吸込み、排送管を通じて埋立地に送るものである。排送距離、流体中の含泥率によ

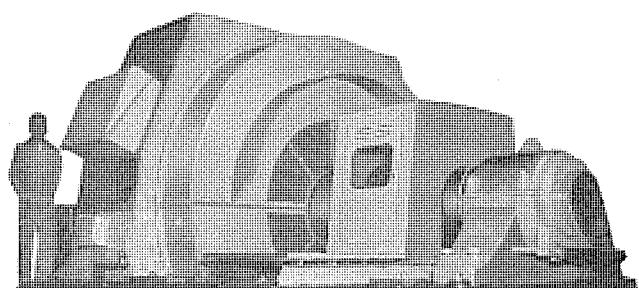


図 3.1 工場試験中の主ポンプ用 6,000 kW 電動機
Fig. 3.1 6,000 kW pump motor under factory test.

り、同一流量を流してもポンプの所用動力は変化する。したがって電動機出力も変化し過負荷になることがある。一般のしゅんせつ船では電動機は短時間の過負荷には耐えられるようになってあるが、長時間過負荷で運転することはできぬが、しかし本船では15%の連続過負荷運転可能である。負荷がさらに115%を連続して越える場合には回転数を落とし、ポンプの所要動力を低下させる必要がある。またこの他単位時間に排送する土砂の量を最大にするには、必ずしも排送する海水の量を最大にすれば良いとは限らず、排送管長、含泥率により或る範囲でポンプの回転数を下げる必要がある。これらの理由により25%の速度制御が採用され、誘導電動機の二次抵抗により速度制御をおこなっている。

3.2 構 造

(1) 通風方式

主ポンプ用電動機は船底中央部の機械室に設けてあり、通風方式は開放防滴保護管通風形である。機械室の空気を図3.2の固定子両側面のエンドカバーより吸込み、固定子フレーム上部よりダクトを通じ上甲板へ吐出し、船底の機械室の温度が上昇するのを防止している。強制冷却用のファンは吐出ダクトの途中に設けてある。

(2) 固定子

固定子フレームは鋼板溶接構造とし、振動の多い場所に用いられるのでとくに丈夫に作ってある。

また固定子および回転子のコイル、鉄心の点検掃除を容易にするために固定子フレームを台板上でしゃう動させることができる構造としている。

湿度が高く、塩分を含むふんい気に設置されるので、固定子コイルにはダイヤラスチック絶縁を採用している。ダイヤラスチック絶縁とはポリエスチル樹脂を主成分とする絶縁方式であり、耐湿性、耐熱性が大きく、機械的に丈夫であるなどすぐれた特性を有している。

(3) 回転子

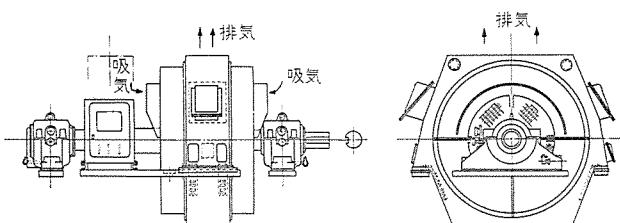


図3.2 主ポンプ用6,000 kW誘導電動機外形図

Fig. 3.2 Outline of 6,000 kW induction motor for pump driving.

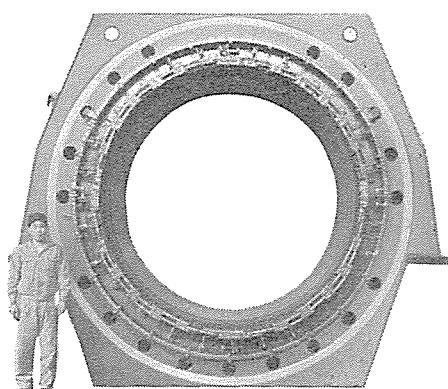


図3.3 6,000 kW電動機固定子

Fig. 3.3 6,000 kW motor stator.

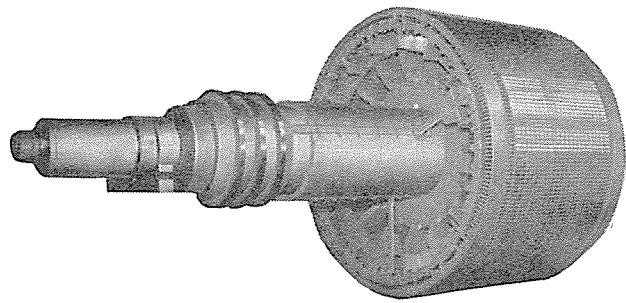


図3.4 6,000 kW電動機回転子

Fig. 3.4 6,000 kW motor rotor.

回転子各部も、振動が多いことを考え、とくに強固に作ってある。大形電動機では鉄心長が長いため鉄心中央部まで風が行きわたらず鉄心部分の通風冷却が悪くなる傾向にあるが、この電動機はスピアの構造、固定子回転子のエアダクトの配列などを考慮し、鉄心中央部の冷却もよくなるように作ってある。

回転子コイルにも固定子同様ダイヤラスチック絶縁が採用されている。

(4) 軸受

軸受形式はブラケット形よりも強固なペデスタル形とし、オイルリング併用の強制給油としている。

電動機停止中軸受油膜が切れた状態で、船の揺動により軸受をいためることがないように、軸受部分に回転子固定装置を設けている。

4. しゅんせつ機械駆動用直流電動機とその電源装置

4.1 概 要

主ポンプ駆動用に巻線形誘導電動機が採用されたが、カッタ・スウェイブ・ウインチ・スパッド・巻上機などの駆動用には、いずれも直流機が採用された。各直流電動機はそれぞれ専用の直流発電機をもち、レオナード制御方式により制御される。

各機には、停止中の防湿のためのスペースヒータが設けられ、またNK規格に準拠する予備品が備えられている。このほか後述のように船用としてのいろいろの考慮が加えられているので、しゅんせつ船用電機品として、信頼度のいちじるしく高いものとなっている。

4.2 レオナード制御用電源装置

(1) 概 要

発電装置はつきの各機により構成されている。

カッタ用 1,600 kW 直流発電機	1 台
駆動用 2,100 kW 同期電動機	1 台
スウェイブ・ウインチ用 205 kW 直流発電機	1 台
非常時駆動用 200 kW 誘導電動機	1 台
スパッド巻上用 125 kW 直流発電機	1 台

非常時駆動用誘導電動機はブラケット形構造で、他の各機はいずれもペデスタル形構造である。ペデスタル形軸受5個を使用し、共通台座上に上記の順に配置されている。各機を連結する総手部には危険防止のためカバーが設けられ、このカバーに通風窓が設けてある。全重量約50t、ベッドの長さ約11mで、しゅんせつ船のこの種電源装置としては、記録的な製品である。図4.1は外観を示す。絶縁はいずれもB種であるが、全負荷連続使用においてJEC規格のA種絶縁なみの温度上昇を保証している。

励磁装置としては、誘導電動機駆動の40kW定電圧発電機2

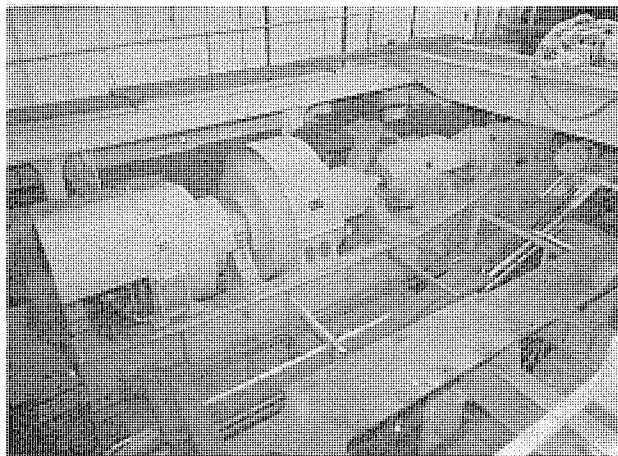


図 4.1 ワードレオナード 制御用電動発電装置
Fig. 4.1 Unit M-G set for Ward-Leonard control of DC machines.

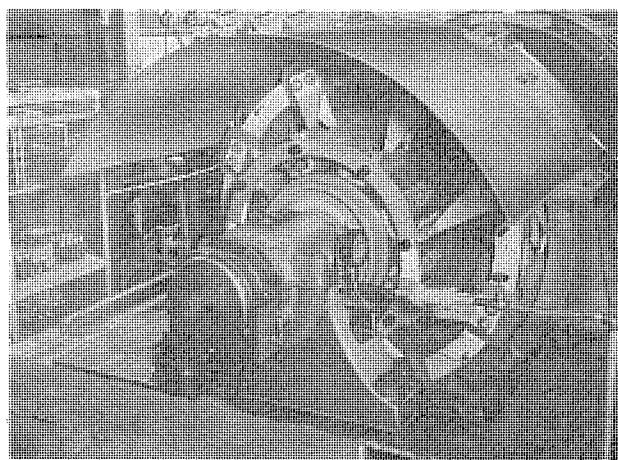


図 4.2 カッタ用 1,600 kW 直流発電機
Fig. 4.2 1,600 kW D.C. generator for cutter.

台をもち、うち1台は予備機である。なお、1,600 kW カッタ用直流発電機は、専用の 6 kW 励磁機をもっている。

温度試験の結果は、各機とも保証温度上昇限度に対し余裕をもち、整流は過負荷状態においても、無火花状態に調整することができた。また、特性その他の点でも、きわめて満足すべき結果をえた。

(2) カッタ用直流発電機

a. 定格

1,600 kW, 600 V, 2,670 A, 720 rpm, 連続定格、他励複巻（励磁電圧 220 V）、開放防滴形、B種絶縁

b. 特性

発電機は差動直巻コイルをもち、出力 6 kW の励磁機を介して、磁気増幅器を使用した制御装置により定電圧制御される。

c. 構造

片軸受構造で、継手により同期電動機に直結されている。冷却空気は継手カバーの通風窓より機内に入り、整流子側に排出される。整流子・ブラシの点検・取扱はきわめて容易な構造となっている。図 4.2 は試験中の本機を示す。

(a) 電機子

電機子鉄心は鋼板製幅鉄に強固にとりつけられ、幅鉄の構造は電機子ダクト、整流子ライザなどとともに通風効果を高めるように考慮されている。整流子はアーチバンド式構造で、整流子は通しボルトにより連結された クランプ と スパイダ により強固に締つけられており、また クランプ は可撓式構造で熱膨張による整流子の伸び

を逃がしうる。軸は炭素鋼で、中央部に電機子幅鉄、整流子 スパイダ、直結側に継手が焼ばめされている。

(b) 固定子

継鉄は鋼板溶接構造で十分な強度をもち、上下二つ割構造であるから上部をとりはずすことにより、電機子を上方に取出すことができる。

(c) 軸受

同期電動機の軸受とともに、強制給油による潤滑方式を採用した。この軸受の外側に別に スラスト 軸受を設けている。これは、停止中船体の動搖によりこの M-G セットの回転部が軸方向に移動して、各軸受の スラスト 面を損傷するのを防止する。もちろん、運転中に発生する回転部の軸方向 スラスト もこの軸受が負担する。

(3) 駆動用同期電動機

a. 定格

2,100 kW, 6,600 V, 189 A, 720 rpm, 三相, 60 c/s, 力率 1.0, 10 極、連続定格、開放防滴形、B種絶縁、励磁電圧 220 V

b. 構造

両軸受方式で、回転子は本体と別個に分離して設けられた鉄板ペデスタルにより支えられている。継手を介して一端に 1,600 kW、他端に 205 kW の両直流発電機が結合され、この電動機の軸受はこれらの直流発電機の電機子重量をも支えている。据付けた状態のままで、完全に回転子をかわしうるまで固定子を軸方向に移動することができるので、コイルの修理点検ならびに分解組立が容易である。

(a) 回転子

回転子は突極形回転界磁形で、磁極鉄心はダブティルにより厚鋼板積重形の幅鉄にとりつけられている。本機は全電圧起動方式のため、磁極頭に特殊合金材料を用いた強力なカゴ形起動巻線を設けて、起動 kVA の減少を計っている。集電環は 205 kW 直流発電機側ペデスタル軸受に近く設けられており、保守・点検が容易である。

(b) 固定子

フレームは鋼板溶接構造で十分な強度をもたせており、鋼板溶接構造の エンドペル とともに通風を効果的ならしめるような構造としている。

(4) スwingウインチ用直流発電機

a. 定格

205 kW, 375 V, 546 A, 720 rpm, 連続定格、他励複巻（励磁電圧 220 V）、開放防滴形、B種絶縁

b. 特性・構造

差動直巻コイルと他励分巻コイルの二界磁により、正転・逆転とも適度の垂下特性をもたせている。スwingウインチ用としてのみならず、ラダーの巻上げ、巻下げにも使用される。

片軸受構造で継手を介し、一端は同期電動機、他端は非常時駆動用誘導電動機と直結される。冷却空気は継手カバー部より機内に入り、整流子側に排出される。電機子はカッタ用 1,600 kW 発電機と同様の構造である。継鉄は鋼板製の一体形構造で、エンドカバーは二つ割り構造として、取扱いを容易にしている。軸受はオイルリングによる自己給油方式である。

(5) 非常時駆動用誘導電動機

要目は、200 kW, 440 V, 324 A, 720 rpm, 三相, 60 c/s, 10 極、連続定格、B種絶縁、である。ブラケット形構造で、回転子は集電環内装式の巻線形構造である。スwingウインチ用とスパッド巻

上用発電機の非常時駆動用として使用される。

(6) スパッド巻上用直流発電機

a. 定格

125 kW, 375 V, 333 A, 720 rpm, 連続定格, 他励複巻 (励磁電圧 220 V), 開放防滴形, B種絶縁

b. 特性・構造

巻上特性は差動直巻と他励分巻の二界磁により, 適度の垂下特性をもち, 巷下時は差動直巻コイルが短絡され, 他励分巻発電機として作動する。

片軸受構造で, 電機子の一端は継手を介し, 非常時駆動用誘導電動機の軸端に直結されている。その他の構造は, スwingウインチ発電機と同様である。

(7) 発電装置用共通台ワク

前述のように発電装置はこの種用途のものとしては記録品であるが, この据付場所は船体のハリの上であることを考慮して, 共通台ワクはとくに強度の大きい一体構造とし, 基礎のヒズミの影響をほとんど受けることのないよう計画した。船体側のハリに10個所で固定される。各機の口出線はいずれも下方に出し, 台ワクの内部で外部電線と接続する。接続作業ならびに点検が容易にできるよう, 台ワクの底板に窓を設けている。

4.3 しゅんせつ機械駆動用直流電動機

(1) カッタ用直流電動機

a. 定格

1,500 kW, 600 V, 2,650 A, 600/900 rpm, 連続定格, 安定直巻付他励分巻 (励磁電圧 220 V), 冷却器付全閉他力通風形, B種絶縁, 温度上昇限度 100% 負荷連続 60°C, 125% 負荷 2 時間 75°C, なお, 水平よりの軸方向傾斜角が 55 度までの使用状態に対し, 運転可能のこと。

b. 特長

(a) 定格

直流機の製作可能限度は, 主として整流に関する諸問題から制ちゆうをうけ, 端子電圧 $E(V)$, 電機子電流 $I(A)$, 回転数 $n(rpm)$ の積がある値をこえると製作不能になる。製作可能限度として一重重巻の場合には,

$$E \cdot I \cdot n = 1.8 \times 10^6 \text{ (kW} \cdot \text{rpm)} \quad \dots \dots \dots (4.1)$$

が一般に採られてきた⁽¹⁾。本電動機は一重重巻で, その $\text{kW} \cdot \text{rpm}$ 値は $E=600$, $I=2,650$, $n=900$ であるから, 100% 負荷に対し 1.43×10^6 , また 125% 負荷に対し 1.79×10^6 となり, 式 (4.1) の限度値に達している。さらに, 界磁制御により 600 rpm まで速度を下げる必要があるので, 900 rpm 一定の場合よりも同一電機子径に対し電機子鉄心長を長くする必要があるので, 次式より明らかのように, リアクタンス電圧もそれだけ高くなり, 製作上のむづかしさが増大する。

電機子鉄心長を l_e (cm), 電機子周辺速度を v (m/sec) とすれば, 1 ターンコイルの場合 (大容量機では一般に 1 ターンコイルとなる), リアクタンス電圧 E_r (V) は次式で示される。⁽¹⁾

$$E_r = 2 \cdot l_e \cdot v \cdot (AC) \cdot \xi \cdot 10^{-6} \quad \dots \dots \dots (4.2)$$

ここに (AC): 電気的荷 (AC/cm)

ξ : Hobert のインダクタンスの係数 (lines/cm)

本機の場合, 900 rpm において, 100% 負荷に対し $E_r = 9.76$ V, 125% 負荷に対し $E_r = 12.2$ V となる。

前述のことから, きわめて高度の設計・製作技術を必要とすることがわかる。そのうえ, ラダー上に据付けられる関係上, 外形

寸法も制限され, 機械をきりつめることも必要となり, あらゆる点に慎重なる考慮を必要とした。

(b) 整流対策

機械の整流性能を向上させる方法に, 種々の方法がある。そのなかで, たとえば スロットダンパの採用は整流改善に役立つものであるが, これ自身は電動機の有効出力に直接寄与する性質のものでないために, ミヅ内空間の有効利用の点からは, 好ましくない。本機は外形寸法も制限されていたので, 整流性能向上策の選定に当っても, できるだけ外形寸法の増大をともなわないものであることを念頭において, 決定した。

スロットダンパは設けず, 電機子コイルはトレッパン巻とし, タンデム形ラシ保持器を採用し, 適正量の周方向スタッガを施し, 極端磁気回路の過負荷における飽和をさけるよう配慮し, 主極片および補極片形状をも慎重に決定した。整流子は 4.2 項に述べたように, 熱膨張が原因で不具合が発生するのを防止する構造とし, 製作に当っては シーリングを十分に行ない, 慎重な工作を施した。⁽¹⁾ 当社設備用 1,500 kW, 600 V, 1,800 rpm 電動機の製作経験が, 本機の製作にも役立った。

(c) 構造

ラダー上に設置され, 継手および減速歯車を介して カッタ駆動軸に連結される。風雨にさらされ, 波をかぶる状態に置かれるので, 全閉水密構造とし完全な防錆防食処理を施した。

電動機の内部構造は カッタ用 1,600 kW 発電機と同様であるが, 外ワクは鋼板溶接の箱形構造で, 上部に空気冷却器, 送風機および空気渦過器が設けられ, これらは箱形カバーでおおわれている。空気冷却器は海水を使用する二重冷却管構造で, 電動機内で暖められた空気は整流子側より空気渦過器を通り, 冷却器にはいる。冷却された空気は, 送風機により直結側より電動機内に, 送り込まれる。空気冷却器の入口・出口の空気温度は, 箱形カバーに設けられた温度計により, 知ることができる。図 4.3 は外観を示す。

ラダーとともに水平より傾斜した状態で使用され, その最大角度は, 55 度である。このため, 各部の構造は堅ろうなものとし, とくに軸受部の設計・製作に慎重な考慮を加えた。両軸受とも複列円すいコロ軸受を使用した, 特殊構造である。回転子のスラストを負担する継手側軸受は, 強制給油方式を採用している。専用の油タンクとポンプをもち油渦過器を経て給油され, 排油側に視油器が

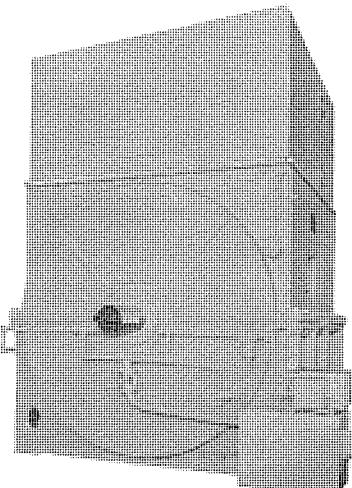


図 4.3 カッタ用 1,500 kW 直流電動機

Fig. 4.3 1,500 kW D. C. motor for cutter.

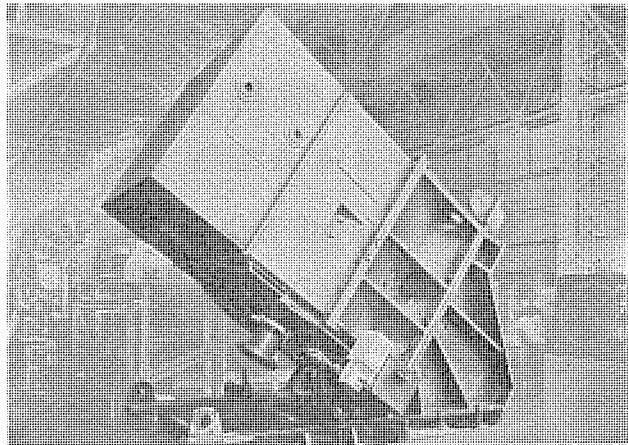


図 4.4 カッタ用 1,500 kW 直流電動機の傾斜試験
Fig. 4.4 Inclining test of 1,500 kW D. C. motor for cutter.

設けられている。また、油圧リレーにより、規定の圧力以上でなければ、電動機は運転できないようになっている。反継手側軸受はグリース潤滑である。

反継手側軸端に、回転計発電機をとりついている。電動機の側面に貫通金物付端子箱が設けられ、電動機とその付属品の端子およびその他の補助端子がまとめてとりつけられている。全装備重量約 17.5 t である。

c. 試験結果

整流は 900 rpm において、175% 負荷まで 1 号、200% 負荷においても 1~2 号といど整流状態であった。もちろん、600 rpm ではより広い無火花整流帯をもっている。温度上昇試験の結果も 100% 負荷、125% 負荷とも保証温度上昇限度値に対し、余裕のある値をえた。

55 度の最大傾斜角度試験における運転結果も、きわめて良好な成績であった。図 4.4 は傾斜試験中の本機を示す。

本機に与えられた定格、使用条件などはかなり苛酷なものであるにもかかわらず、きわめて満足すべき結果をえたことは、貴重な経験であった。

(2) スwingウインチ用電動機

a. 定格

190 kW, 375 V, 550 A, 850/1,275 rpm, 連続定格、他励分巻(励磁電圧 220 V), 他力通風防滴形、B種絶縁 シューフォーム電磁ブレーキ付

b. 特長

ラダーの巻上げ、巻下げおよび左右のスwingに繰返して使用されるので、ひんぱんに起動、停止、增速、減速、逆転などの運転をくりかえす。特性および構造上の特別の考慮が必要である。

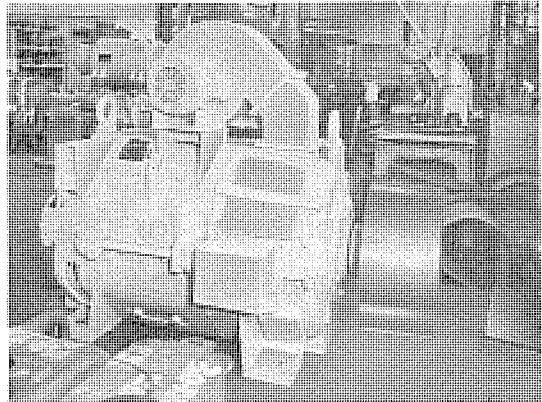


図 4.5 スwingウインチ用 190 kW 直流電動機
Fig. 4.5 190 kW D. C. motor for swing winch.

このため、負荷変動が激しく苛酷な用途に使用されてすでに好評をえている当社の製鉄補機用電動機 KM-616 を、防滴他力通風形として、この電動機に採用した。特性は、他励分巻とし、発電機との組合せ特性が前述のような使用に適するものとした。全装備重量約 3.5 t で、試験の結果はなんら問題となるところなく良好であった。図 4.5 は外観を示す。

(3) スパッド巻上用電動機

a. 定格

110 kW, 375 V, 333 A, 850/1,200 rpm, 1/2 時間定格、安定直巻付他励分巻(励磁電圧 220 V), 防沫形、B種絶縁、シューフォーム電磁ブレーキ付

b. 特長

スwingウインチと同様、製鉄補機用電動機の採用が適当であるので、KM-612 の防沫形としたものを本電動機に採用した。発電機との組合せ特性は、スパッドの安定な巻上げ、巻下げに適するようなものとした。全装備重量約 1.8 トンで、良好な試験結果をえた。

5. むすび

以上 6,000 kW ポンプ式しゅんせつ船の主要電機品について述べたが、近く稼働する本船が国土開発に大きく貢献することを期待し、この電機品の設計製作に対し、終始ご指導をいただいた国土総合開発(株)および広島造船所の関係各位に謝意を表す。

参考文献

- (1) 万谷・神浦・有働：高速大容量直流電動機、「三菱電機」34, 252 (昭 35)

国土総合開発株式会社納め 6,000 kW ポンプ式 しゅんせつ船の電機品用制御装置

富永 隆弘*・元木 知春*

Control Equipment for use with Electric Apparatus of 6,000 kW Pump Dredger owned by the Japan Industrial Land Development Co.

Nagasaki Works Takahiro TOMINAGA・Tomoharu MOTOKI

Although not a self-propelling boat, a dredger is sometimes subject to the same severe condition as an ocean going vessel. Then, control equipment for use with electric apparatus on board must be built with the same caution as that of the latter. This calls for small sized, light weight, moistureproof, vibration resistant and anticorrosive structure for it. Also special attention in anticipation of inclination to a certain degree and of operation at high ambient temperature is needed in the design. In the details of the operation, the pump motor is of secondary resistance control and dredging machines are controlled by the Ward Leonard system.

1. まえがき

ポンプ式しゅんせつ船は非自航であるとはいえ波浪の立つ海面で作業を行ない、また時としては遠洋を曳航されるなどほとんど船舶に準ずる性格のものである。したがって制御装置に対しても小形軽量、耐湿、耐震、耐食性が要求され、またあるいはの傾斜と高温の周囲条件の下で所要の性能を発揮しなければならないことは言うまでもない。外国においては AB 規格の推奨規程である AIEE NO. 45 を適用した例もある。本船では船級協会規定は適用されなかつたが実質的にはこれらの規定に準じて設計製作を行ない船用として十分の性能を発揮できるよう考慮されている。制御方式としてはポンプ電動機は二次抵抗制御、しゅんせつ機械関係はワードレオナード制御できわめて堅実で信頼性の高い方式を採用している。

2. 配電系統

本船はボイラ・タービンによる自家発電設備を有するしゅんせつ船でその容量により主要動力系統は中性点抵抗接地の三相三線式 6.6 kV が採用され、補機関係は 440 V、しゅんせつ機械のワードレオナード制御直流回路は 600, 375 V が使用された。主要な発電設備は次のとおりである。

(1) 主発電機 13,529 kVA 11,500 kW 6,600 V 60 c/s
2 極 自励タービン発電機 1 台

(2) 非常用発電機 500 kVA 400 kW 450 V 60 c/s 12 極
自励ジーゼル発電機 1 台

(3) 主変圧器 1,500 kVA 6,600/450 V 60 c/s 乾式三相
変圧器 1 台

船内配電系統は図 2.1 のとおりで 500 kVA 非常用発電機は主発電機用ボイラ、タービンのウォームアップおよびシャットダウンの時、荒天などの緊急退避時および陸上受電をしないときの碇泊用電源として使用される。主発電機とは切換時だけ並列運転を行なう。

3. 主発電機用励磁装置

3.1 主発電機 11,500 kW 自励交流発電機はしゅんせつ船用として搭載したものでは最大容量のものである

自励発電機は船用発電機などに発電機容量に比べ比較的大きな瞬時負荷の加わる誘導電動機の直入起動時に電圧低下を少なくし回復時間を短くできるもので漸変電圧変動特性よりも主として過渡特性に大きな特長がある。したがって負荷変動の大きい電源に用いて有利であるが船舶用、化学工場用などの周囲条件の影響の大きい場所には回転励磁機のような整流子を有しない静止励磁方式はその特性とあいまって保守の容易さからみてこの種の自家用発電機にはもっとも適した励磁方式といえる。現在当社では三菱化成向けに 25,000 kW までの製作例がある。

3.2 励磁装置仕様

11,500 kW 自励交流発電機の励磁装置は下記のとおりである。

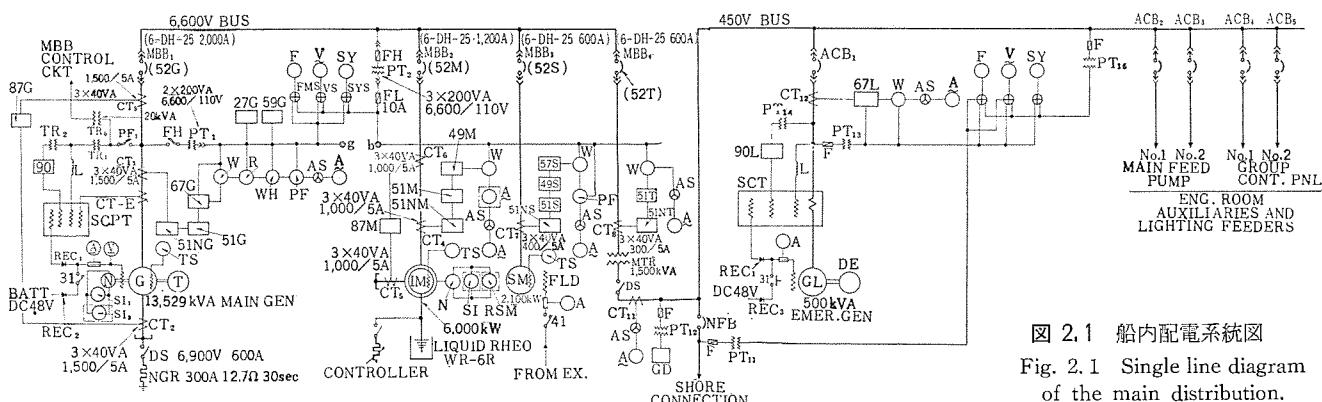


図 2.1 船内配電系統図
Fig. 2.1 Single line diagram of the main distribution.

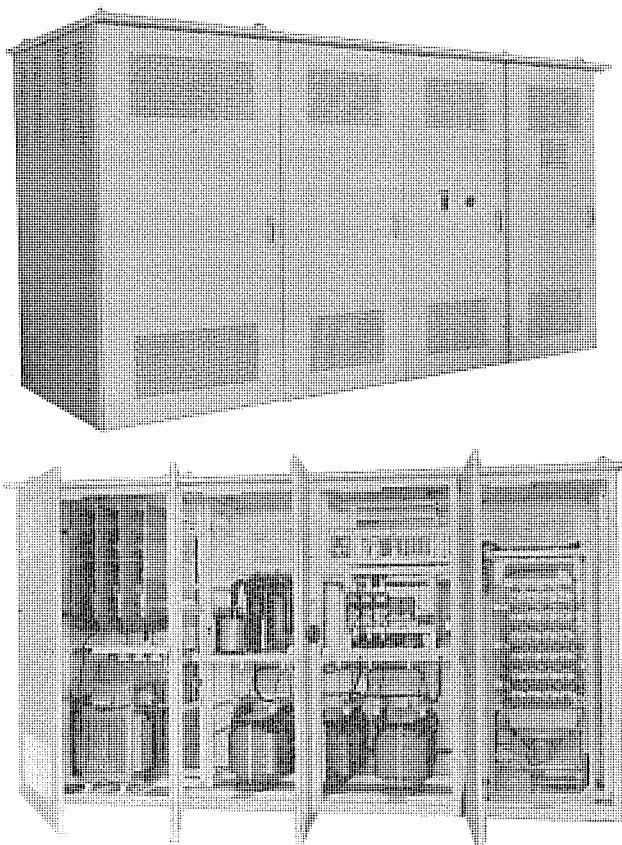


図 3.1 11,500 kW 自励交流発電機用励磁盤
Fig. 3.1 Static excitation panel for 11,500 kW turbine generator.

(1) シリコン整流器

DC 220 V, 290 A, 64 kW, 風冷三相全波整流方式 シリコン構成 SR-200F 18, 4S×2P×6A

保護装置として サージアブソーバ 分路抵抗, コンデンサリリース付属

(2) 三相直列リアクトル

3×17.5 kVA 乾式自冷三相リアクトル B 種絶縁

(3) 単相可飽和リアクトル

乾式自冷 単相 3 台 B 種絶縁

(4) 補助変流器

29 kVA 乾式自冷 単相 3 台 B 種絶縁

(5) 降圧トランス

75 kVA 三相 6,600/3,300 V

(6) 自動電圧調整器

磁気増幅器式, 電圧可調整範囲 $-10\% \sim +5\%$

3.3 回路構成

励磁装置外観とその回路構成を図 3.1, 3.2 に示す。発電機端子電圧に比例する成分をリアクトル XL を介してとり出し変流器より得られた負荷電流に比例する成分をベクトル的に合成し整流器を通じて界磁回路に与えている。原理および動作の詳細についてはすでに発表しているので文献 (1)～(5) を参照されたい。特長としては下記があげられる。

(1) 利得の小さい簡単な磁気増幅器式 AVR を用いて整定電圧変動率を $\pm 1.5\%$ 以内に納めている。また周波数補償回路を採用しているので原動機の速度変動による端子電圧変動がわずかである。

(2) 直流励磁可飽和リアクトルに電圧コイルを施しさらに直列リアクトル回路には降圧トランスを入れて発電機出力回路と界磁回路

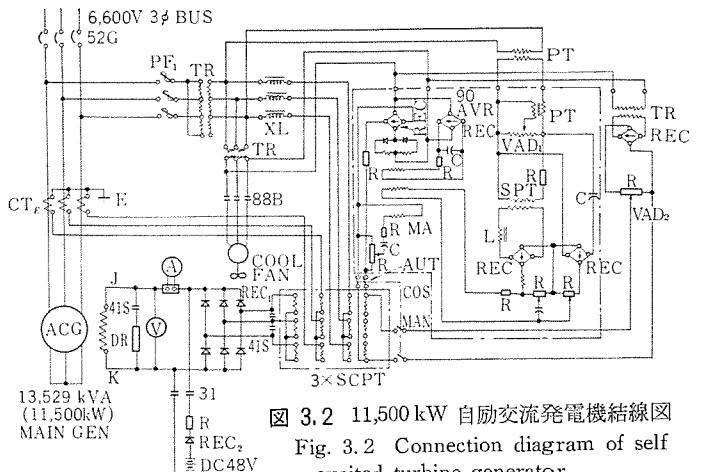


図 3.2 11,500 kW 自励交流発電機接線図
Fig. 3.2 Connection diagram of self-excited turbine generator.

を完全に絶縁している。

(3) 端子電圧の値を $-10\% \sim +5\%$ でいどに可調整できる。まんいち AVR 故障のときにも手動回路に切換えて使用できるので実用上差支えない特性で運転できる。

(4) 界磁回路には短絡コンダクタ 41S を設け非常停止のときには界磁回路の交流側と直流側を同時に短絡する方式を採用しているので発電機端子電圧を安全確実に減少することができる。

4. 配電盤および制御盤

4.1 メタルクラッド形高圧配電盤

JEM1114 に準拠した屋内用メタルクラッド形で次の 6 面より構成されている。

1 面 \times 13,529 kVA 主発電機盤

1 面 \times 同上用中性点接地盤

1 面 \times 計器用変成器盤

1 面 \times 6,000 kW 主ポンプ電動機盤

1 面 \times 2,100 kW 同期電動機盤

1 面 \times 1,500 kVA 主変圧器盤

シート断器はすべて 6-DH-25 形磁気シート断器を使用している。定格 7,200 V, 250 MVA, AC 220 V センサ投入, DC 48 V バッテリ引外し。操作はすべて後述の中央管制盤から行なわれるが、抽出しての試験・点検のときは現場操作が可能である。本盤は船底に近い周囲条件の悪い所に据付けられるので耐湿を考慮してスペースヒーターが装備されている。

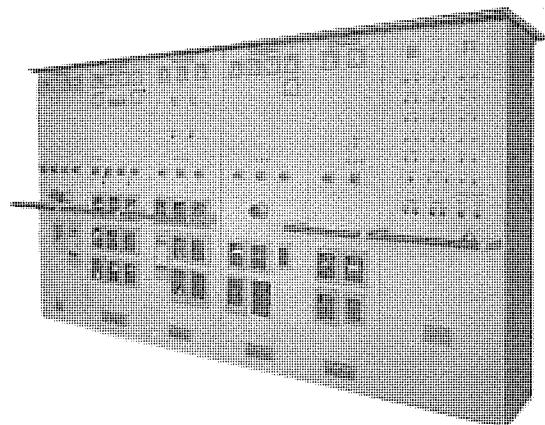


図 4.1 中央管制盤
Fig. 4.1 Central control panel.

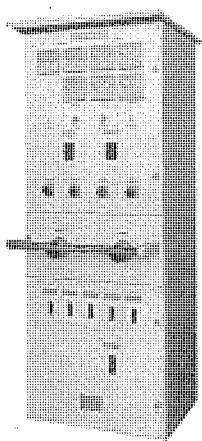


図 4.2 励磁用配電盤

Fig. 4.2 Exciting switch board.

4.2 中央管制盤

メタルクラッド形高圧配電盤の開閉操作、6.6 kV 系統機器の監視制御および保護装置を装備したもので右端に機関室補機の警報表示盤を併設している。図 4.1 は本盤の外観を示す。

2面×主発電機盤

1面×主 ポンプ 電動機盤

1面×同期電動機盤

1面×主変圧器盤

1面×機関室警報盤

より構成されている。監視計器および保護絶電器は系統図図 2.1 に示すとおりで、接地保護としては変流器の残留回路に COS-1 形（誘導形）過電流絶電器を用い、6,000 kW, 2,100 kW 電動機過負荷保護用としては COS 形絶電器と BL-1S 形熱動過負荷絶電器を併用し広範囲の過負荷を十分保護するよう考慮している。なお、本盤を中心とする区画に設置される中央管制盤、低圧配電盤、直流励磁配電盤、充放電盤は計器、絶電器、制御開閉器類のカラーコンディショニングを行なった。

4.3 低圧配電盤

500 kVA 非常用発電機の開閉制御と 450 V 系統の給電用配電盤で陸上受電用 シャ断器を併置している。気中 シャ断器はすべて DB-50 形閉鎖三段式を使用し断路器を省略すると共に シャ断器の点検補修を便らしめている。なお、450 V 補機用動力給電回路 シャ断器には短时限過負荷引外装置を付与し負荷側 シャ断器との協調をとっている。

4.4 励磁用直流配電盤

カッタ、スイングウインチ および スパッドホイスト用電動機のワードレオード 制御用電源として設置されている 40 kW 220 V 直流発電機 2 台の開閉装置を収納したもので、所要の シャ断器ならびに計器の他にワード・オード 主回路の接地検出用電圧計を 3 台併置している。図 4.2 は本盤の外観を示す。

4.5 充放電盤

DC 48 V, 170 AH 蓄電池充電装置と DC 48 V 回路給電 ブレーカ および停電時の非常用電灯回路への自動切換装置を収納したもので充電装置にはセレン 整流器による 75 V (44~75 V) 30 A の浮動充電方式を採用した。

4.6 グループコントロールパネル

機関室補機全般の起動器および 220, 110 V 系統用変圧器給電回路 シャ断器を収納したもので二連よりなる。

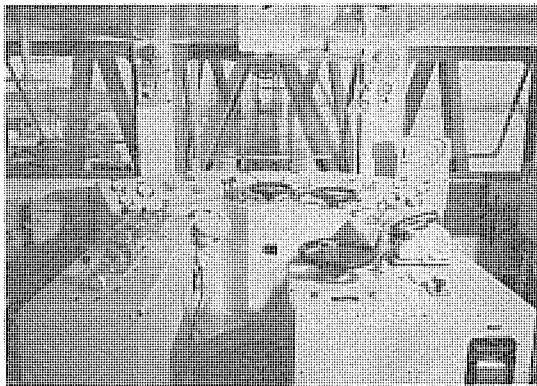


図 4.3 操縦室操作盤

Fig. 4.3 Lower room consol desk.

No. 1……タービン、ボイラ 補機関係用 7 面構成

No. 2……しゅんせつ機械補機用 10 面構成

形式は一般船用に準ずる B 形を採用した。発停操作はすべて機側、ゲージボード または操縦室から行なわれ、機側の押しボタン 開閉器は停止鎖錠付を採用した。

4.7 操縦室操作盤

しゅんせつ作業用機器の運転操作一切を本盤で行なうよう計画したもので船首の操縦室に設置される機形制御盤。図 4.3 は本盤組立中の状態を示す。装備される器具は下記のとおり

(1) 圧力計 ポンプ 吐出圧力
ポンプ 吸込側真空
圧縮空気圧
ポンプグランドシール 用
カッタ 軸受水圧力
ウインチ 空気制御用

(2) 操作弁 ブレーキ、クラッチ 操作用 12 個
空気開閉用 2 個

(3) 電流計 主 ポンプ 電動機
カッタ 電動機（指示、記録計 各 1 個）
スイングウインチ 電動機
スパッド 卷上電動機

(4) 回転計 主 ポンプ 電動機
カッタ 軸

(5) 主幹制御器 カッタ 電動機
スイングウインチ 電動機
スパッド 卷上電動機

(6) 操作開閉器 主 ポンプ 起動用
主 ポンプ 速度制御用
カッタ 電動機発停用
スイングウインチ 発停用
スパッド 卷上発停用
スパッド 操作位置切換用

(7) ジャイロレピータ

(8) 電話器

(9) その他信号灯、押しボタン 開閉器類

1 人の運転員で能率よく運転できるよう各器具配置を考慮している。とくに スパッド 卷上用主幹制御器は船尾方向を向いて操作するようにした。

5. 主 ポンプ 用電動機の制御

6,000 kW 主 ポンプ 用電動機は初期の基本計画の段階においては稼働時の電力節減と良好な運転特性を目的として レクティフロー 制御方式を採用する予定であったが諸般の事情により取止められ、液体抵抗器による二次抵抗制御を行なった。

最高速度を得るための二次短絡装置としては電動式 カム 形制御器を用い並列接続の ノッチ 進め金属抵抗器を併用して電源擾乱を少なくした。

(1) 液体抵抗器

WR-6R 形

速度制御……270 rpm. まで、(25% 制御)

冷却器熱処理容量……1,725 kW

(2) 電動式 カム 形制御器

なお、電動機の発停は操縦室操作盤および中央管制盤いずれからでも行なえる。起動および保護回路として電動機冷却 ファン、ポンプ 軸受潤滑油圧力などがインターロックされている。さらにしゅんせつ作業管理用としてポンプ 電動機の記録回転計が中央管制盤に装備されている。

6. カッタ、スwingウインチおよびスパッドウインチ用制御装置

6.1 ワード・レオナード

主回路

カッタ、スwingウインチおよびスパッドウインチにはいずれもワード・レオナード制御方式を採用した。セットの構成を表6.1に主回路概略結線図を図6.1に示す。

ワード・レオナード 発電機 セットは 1,600 kW (DCG), 2,100 kW (SYM), 205 kW (DCG), 200 kW (I.M.), 125 kW (DCG) の順序にタングルに直結されており 2,100 kW 同期電動機により駆動している。制御用直流電源には誘導電動機駆動の 40 kW 直流定電圧発電機2台を設けうち1台は予備機である。電源事故などで 2,100 kW 同期電動機で駆動できないときには 200 kW 非常駆動用誘導電動機により非常用発電機電源にても M-G セットは運転することができる。ラダー・スパッドの巻上、カッタ電動機の低速ノッチでの運転は可能となっており操船上の安全を計っている。

6.2 カッタ電動機制御装置

(1) しゅんせつ時には土質の硬軟によりしゅんせつ土量すなわち排泥管内の含泥率を適当な大きさにとれるようにカッタの切削深さ、切削速度を選定しスwingウインチ速度を変えてカッタの送り速度の調節を行なっている。カッタの設備馬力は一般に主ポンプの 1/4~1/5 といどに選ばれており本邦においては二段または三段の極数変換形カゴ形誘導電動機で駆動している場合が多いが本

船に装備したものは土質のいかんにかかわらずしゅんせつが能率よく行なえるように考慮されている。過激な荷重を受けるときは負荷の性質上電動機がストールすることもあるので電流制限方式を採用して安全なストール特性をもたせておりまた速度制御は 0~100% にたわって円滑に行なえるようにワード・レオナード制御方式を採用している。電動機は 125% 過負荷運転も可能となっているため従来 ディップ式しゅんせつ船でなければしゅんせつ困難なような硬土質の場合にも使用できるようになっている。

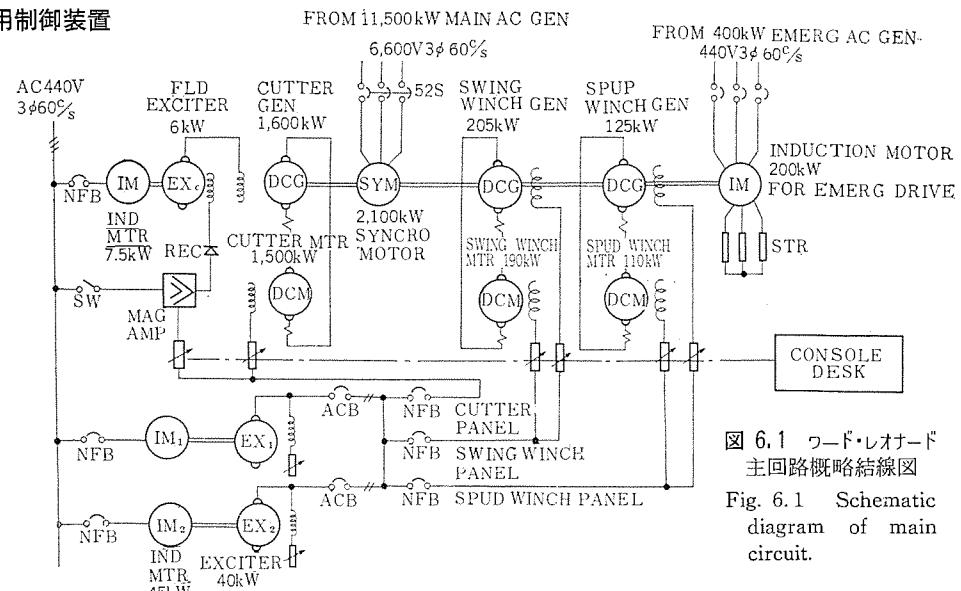


図 6.1 ワード・レオナード主回路概略結線図

Fig. 6.1 Schematic diagram of main circuit.

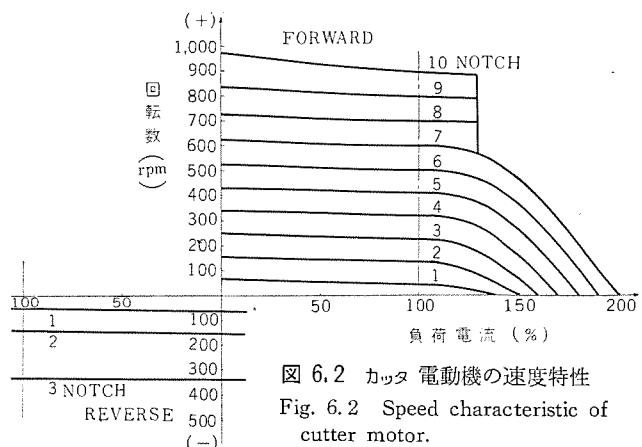


図 6.2 カッタ電動機の速度特性

Fig. 6.2 Speed characteristic of cutter motor.

表 6.1 ワード・レオナードセットの構成

用 途	形	出力 (kW)	回転数 (rpm)	電圧 (V)	電流 (A)	定格
カッタ 直流発電機	開放防滴	1,600	720	600	2,670	連続
カッタ 直流電動機	全閉他力通風	1,500	600/900	600	2,650	連続
カッタ 励 磁 機	開放防滴	6	1,750	220	27.3	連続
ス wingウインチ 直流発電機	開放防滴	205	720	375	546	連続
ス wingウインチ 直流電動機	他力通風 防滴	190	850/1,275	375	546	連続
スパッド 直流発電機	開放防滴	125	720	375	333	連続
スパッド 直流電動機	防 涂	110	850/1,200	375	333	1/2 時間
駆動用 同期電動機	開放防滴	2,100	720	AC 6,600	189	連続
非常駆動用 誘導電動機	閉鎖通風	200	720	AC 440	324	連続

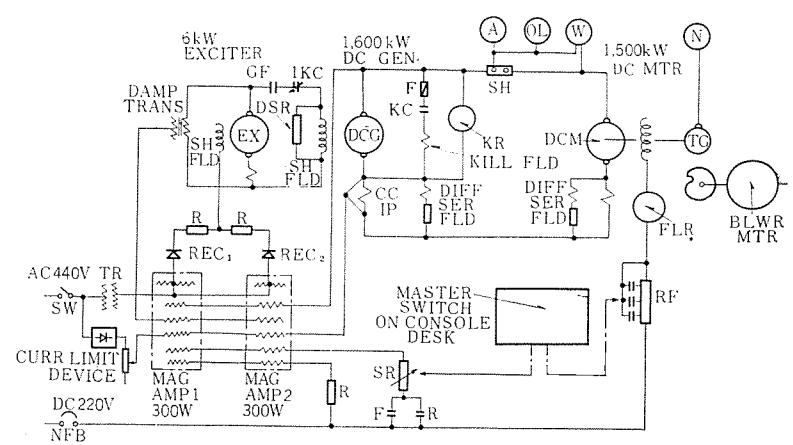


図 6.3 カッタ制御回路構成

Fig. 6.3 Schematic diagram of cutter control.

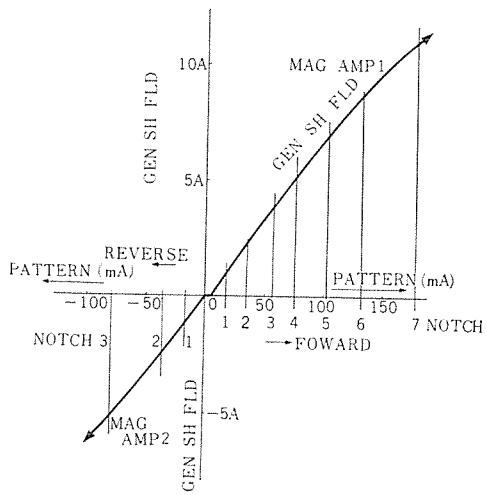


図 6.4 磁気増幅器出力総合特性
Fig. 6.4 Mag. Amp. 1, 2 output characteristics.

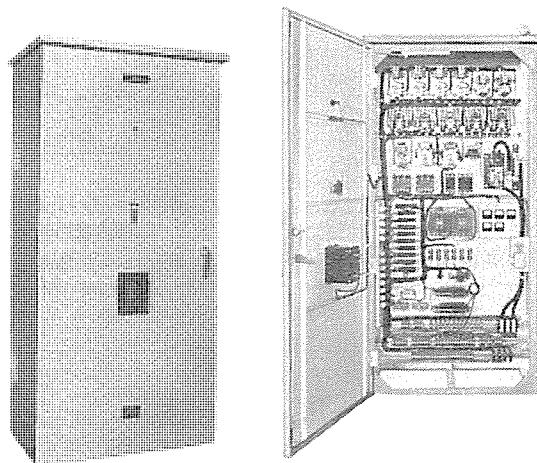


図 6.5 カッタ制御盤
Fig. 6.5 Cutter control panel.

(2) 速度特性

図 6.2 はカッタ電動機の速度特性を示したものである。電動機には安定直巻をつけ発電機は差動直巻をもち他励分巻界磁を 6 kW 励磁機を介して磁気増幅器により制御している。正転方向 1~7 ノッチまでは発電機界磁制御とし 8~10 ノッチは電動機の界磁弱め制御により高速運転ができる。逆転方向は 1~3 ノッチまでとし発電機の界磁制御により得ている。回路構成を図 6.3 に示す。

制御はすべて操縦室のコントロールデスクから遠隔制御される。運転は主回路シャンク断器を閉じ M-G 駆動電動機および電動機冷却ファンが運転し各部の油圧が規定値になつていれば起動押しボタンを押すことにより電動機界磁が励磁される。速度制御はバッカーストに接続された磁気増幅器のパターン回路の調整により発電機の電圧制御を行ない電動機を 0~100% まで円滑に速度制御するとともに界磁回路を切換えることなしに可逆運転を行なっている。磁気増幅器の残留電圧は発電機の消磁界磁により完全に打消されるようになっている。図 6.4 は磁気増幅器の出力特性を示したものである。

カッタ運転としては負荷の性質上次の点が考慮されている。

- 正逆転各ノッチ共発電機は定電圧制御を行なっているので負荷変化に対して速度はほとんど一定に保たれるようになっている。
- 電動機が弱め界磁で高速運転しているときに 130% 以上の過負荷になったときには電動機は 7 ノッチの強め界磁までノッチバックし電動機トルクを増加し切削できたらただちにとの運転特

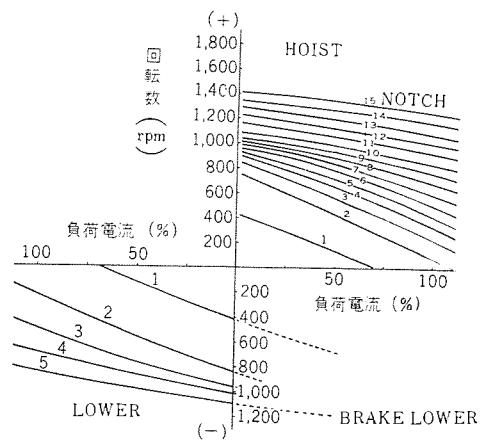


図 6.6 スwingウインチ速度特性
Fig. 6.6 Speed characteristics of swing winch.

性にもどるようになっている。

c. 電動機が異常に過負荷になったときには電流制限回路が動作し電流を制限しながら自動的に減速して運転を続ける。200%以上の過電流のときは磁気増幅器出力は零となり電動機をストップさせる。切削できたらふたびもとの運転特性にもどって能率よくしゅんせつ作業が行なわれる。

d. 電動機過負荷がある時間以上継続したときまたは電動機界磁が異常に弱められたときには発電機界磁を開き電圧を低下させて電動機を停止させる。

図 6.5 はカッタ盤の外観を示したものである。

6.3 スwingウインチ制御装置

スwingウインチは船体の左右スwing、およびラダーの巻上巻下用として使用される。いずれもスwingウインチ電動機 1 台で兼用しエアクラッチで切換えて使用される。

制御は操縦室のコントロールデスクから遠隔制御される。左右スwingの繰返し、ラダーの巻上巻下などひんぱんな起動停止、加速減速、逆転運転に対しても十分な性能を有している。またスwing速度は土質、地形の変化、主ポンプの吸込真空度などに応じて速度制御が必要であるがワード・レオナード制御の採用によりほとんど 100% の広範な速度制御を行なっている。図 6.6 はスwingウインチの速度特性を示したものである。発電機には差動直巻をもち適度の垂下特性をもたせている。速度制御は巻上 1~10 ノッチまでは発電機界磁を調整し 11~15 ノッチは電動機界磁弱めにより高速ノッチを得ている。巻下方向は 5 ノッチまでとし弱め界磁は使用しない。

またラダー巻下げ時にも安定な速度で運転できるようになっている。

スwingウインチとしては次のような考慮がされている。

- 高速ノッチで運転時に過負荷となったときには、弱め界磁を自動的に強め界磁ノッチにノッチバックさせ低速運転に移り過負荷がなくなればただちにとのノッチにもどって能率よくしゅんせつ作業ができるよう制御される。
- スwing操作時などで急減速操作を行なった場合に大きな発電制動トルクが負荷にかかることがないように電動機界磁を弱めて制動トルクを抑制するようしている。
- 急逆転ノッチをとったようなときでも一たん電磁ブレーキにより電動機を停止させたのち逆転方向に切換るようにしておき操船上の安全性を高めている。
- ワード・レオナード主回路には熱動過負荷リレーを設けて過負荷保護を行なっている。

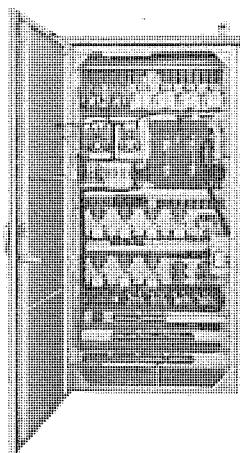


図 6.7 スwing winch
制御盤

Fig. 6.7 Swing winch
control panel.

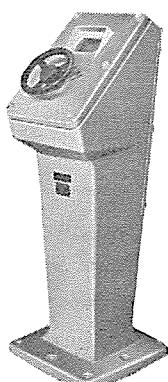


図 6.9 スпад winch
操作スタンド

Fig. 6.9 Control stand
of spud winch.

e. 250% 以上の過負荷または電動機界磁喪失などのときには瞬時に発電機界磁をトリップさせて停止させる。

図 6.7 はスwing winch 盤の外観を示したものである。

6.4 スпад winch 制御装置

スпад winch 用発電機は差動直巻をもちスпад巻上時には直巻特性とし巻下時には差動直巻コイルを短絡して分巻特性とし制動巻下時にも安定な運転が得られるようになっている。

図 6.8 にスпад winch の速度特性を示す。巻上領域では発電機界磁制御と電動機界磁を調整し巻下領域では発電機界磁調整のみとしほとんど 100% の速度制御を行なっている。巻上、巻下とも第一ノッチはクリープノッチとしている。また急逆転ノッチをとったようなときでも必ず電磁ブレーキにより一旦停止させたのち逆転方向に切換るようになっており船舶用 winch と同様な制御方式

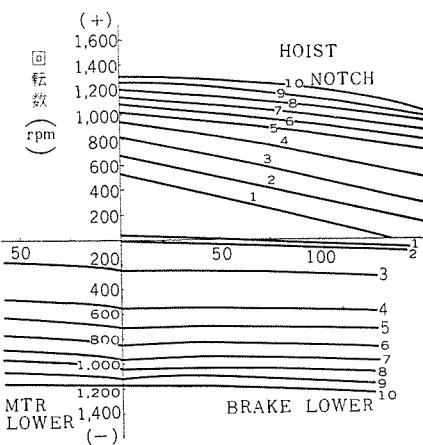


図 6.8 スпад winch 速度特性
Fig. 6.8 Speed characteristics of spud winch.

を採用しているので安全に高速運転を行なうことができる。

制御は操縦室の コントロールデスク と スпад winch 室の操作スタンドと 2カ所に切換えて操作できるようになっている。図 6.9 は操作スタンドを示す。

なお カッタ、スwing、スпад winch の制御はしゅんせつに必要な計器監視を含めてすべて操縦室の コントロールデスク から集中制御が行なえるようになっている。

7. 計装設備と自動化

7.1 計装設備

掘さく吸込動作を行なう部分は水底であり、かつ土質も変化するため陸上用土木機械と異なり運転員の経験と勘により作業能率が大幅に変化する。このため ディガ式しゅんせつ船ではプログラム制御も考えられているようである。本船のような ポンプ式においては土砂と水と一緒に吸込むので通流する水の含泥率を大きくし総合的揚土量を最大にするように ポンプ、カッタ および スwing 速度を調節しなければならない。

7.2 自動化

6.1 項に記した稼働率を最大にするためには一般に硬土質のときは カッタ 負荷により スwing 速度を、軟土質のときは ポンプ の吸込側真空度の変化によって スwing 速度または カッタ 速度を自動調整することが必要である。当社ではすでに 1,500 kW および 2,250 kW 級しゅんせつ船にこの自動調整装置を納入し成果が期待されている。本船では実現しなかったが今後のものにはぜひ取り入れたい事項である。

8. むすび

以上わが国最大のしゅんせつ船国栄丸の電機品についての制御装置を概説したが、今後のこの種しゅんせつ船では、ポンプ用電動機には レクティフロー 制御、スпад巻上用には交流方式等の新しい計画を推奨したいと考えている。交流方式については運転性能も十分確認されているので、今後はさらに合理化された方式の採用を期待すると共に、自動化についてもいっそうの研究と実現を望むものである。

終りに本船の計画にあたって特別のご配慮とご指導を賜わった国土総合開発株式会社ならびに三菱造船株式会社広島造船所の諸氏に深く感謝する次第である。

参考文献

- (1) 三菱自励交流発電機「三菱電機」 32 No. 8 (昭 33)
- (2) 三菱自励交流発電機「三菱電機」 33 No. 5 (昭 34)
- (3) 自励タービン発電機「三菱電機」 34 No. 4 (昭 35)
- (4) 10,000 kVA 自励タービン発電機
「三菱電機」 35 No. 6 (昭 36)
- (5) 電電公社納め 2,000 kVA 自励交流発電機
「三菱電機」 35 No. 7 (昭 36)

しゅんせつ船とその電機品

富永 隆弘*・元木 知春*

Electric Machinery for Pump Dredger

Nagasaki Works Takahiro TOMINAGA・Tomoharu MOTOKI

Reclamation of factory sites and expansion of harbor facilities have brought about increasing demands of dredging work along the sea shore. This in turn calls for economical and high performance dredgers. Their development is remarkable and their performance is improved a great deal of late. With the enlargement of their capacity, such a cutter suction dredger having an output of 6,000 kW have come to be built. This paper deals with electric machinery for cutter suction dredgers which are the main force of reclamation work in Japan nowadays. Descriptions also cover diversified electric apparatus and the control equipment now found on board of turbine electric driven dredgers, diesel driven pump dredgers and motor driven pump dredgers.

1. まえがき

最近の経済発展で産業基盤としての工場用地の埋立造成、港湾設備の整備拡張などしゅんせつによる埋立工事が急速に増加しており、経済的な高性能しゅんせつ船の需要が増大している。これ

2. カッタポンプしゅんせつ船

この種類のものはアメリカで発達したもので、各地の埋立作業は、ほとんどこの種のしゅんせつ船で行なわれている。きわめてまれに自航式のものが造られたが、ほとんど非自航式箱形船である。

(図 2.1)

船体の前端にクレーンがありこれで長いラダーを吊っており、これを水底まで降下しその先端にカッタを取り付け、ラダー上に設けたカッタ電動機で減速機を介してカッタを駆動している。ラダーの中を吸入管が通っており、カッタの所で開口しカッタで掘削した土砂を水とともに吸入する。ポンプは大径の遠心ポンプで船内に据付けられている。ラダーと反対の端にスパッドを吊り下げる檣があり、このスパッドが船の位置を一時的に固定する役をしている。しゅんせつ作業は両げん後部にあるスパッドの片方を打込み、ラダー端に取り付けた滑車を通してスwingウインチからロープを繰り出し、スパッドを中心として扇形状に船体をスwingさせ、カッタで海底を掘削し水とともに泥土を吸上げて排送管で陸上に排出している。スパッドを交互に打込んで前記の作業をくり返せば海底が帶状の面積でしゅん

表 1.1 ドレッジャーの形式とその概要

分類		主用途	しゅんせつ土質	船体形式	しゅんせつ能力			駆動方式
方式	形名				容量	作業頻度	深度(m)	
Digger dredger	Grab dredger	港、河、運河など の岸近くの小区域の深いしゅんせつが可能。	土砂、レ キ石などの 比較的の硬 土質	箱形 非自航	グラブ 2~4 m ³	毎分 1回ぐら い	7~20	スチームタービン・ディーゼル電動
	Dipper dredger	同上 ただし深度は 大きくない。	硬土質	箱形 非自航	ディッパー 1~4 m ³	毎分 1~2回	5~15	スチームタービン・ディーゼル電動
	Bucket dredger	港路の掘削、港 湾しゅんせつの 主力 土質も広範囲	岩石以外 の全土質	船形 自航式	バケット 2.2 ~2 m ³	毎分 10~20個	10~17	スチームタービン・ディーゼル電動(電気推進)
Suction dredger	Pipe suction dredger	水路啓閉 泥土運搬	泥 砂 軟土質のみ	箱・船形 非自航・ 自航式		連続	5~15	スチームタービン・ディーゼル電動など
	Cutter suction dredger	埋築事業の主力 以外の砂 レキ石など	粘度・硬土質 以外の砂 レキ石など	箱形 非自航	毎時 100~ 1,400 t	連続	5~23	電動(陸電使用) " (電源内蔵) ディーゼル、ス チームタービン
	Drug suction dredger	広い海面の 水路啓閉	"	船形 自航	"	連続	"	スチームタービン・ディーゼル電動(電気推進)

らのしゅんせつ船はその用途に応じて種々の方式のものがあるが、大別すると表 1.1 となる。また使用される動力も、電動機、ディーゼル、スチームタービンなどの種類がありしゅんせつ船の用途および種類によりそれぞれ特長がある。

またここ数年におけるしゅんせつ船の進歩発達はめざましく、その性能は著しく向上するとともに、一段と大容量化されてきており、ポンプ出力 6,000 kW という大容量カッタポンプ船も建造されている。これら大容量化、性能向上に伴ってしゅんせつ船における電気設備は増強されると同時にその果す役割も非常に大きくなっている。本文には、現在埋立作業の主力となっているカッタポンプしゅんせつ船について、その電機品の概要を記述した。各機器の詳細はこの号で述べている各項目を参照されたい。

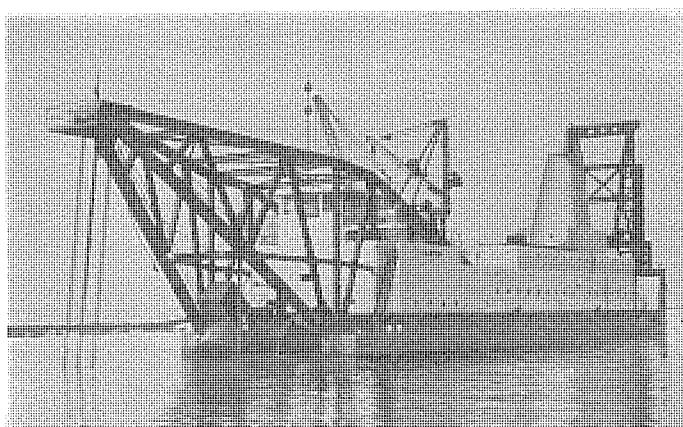


図 2.1 6,000 kW カッタポンプしゅんせつ船
Fig. 2.1 6,000 kW cutter suction dredger.

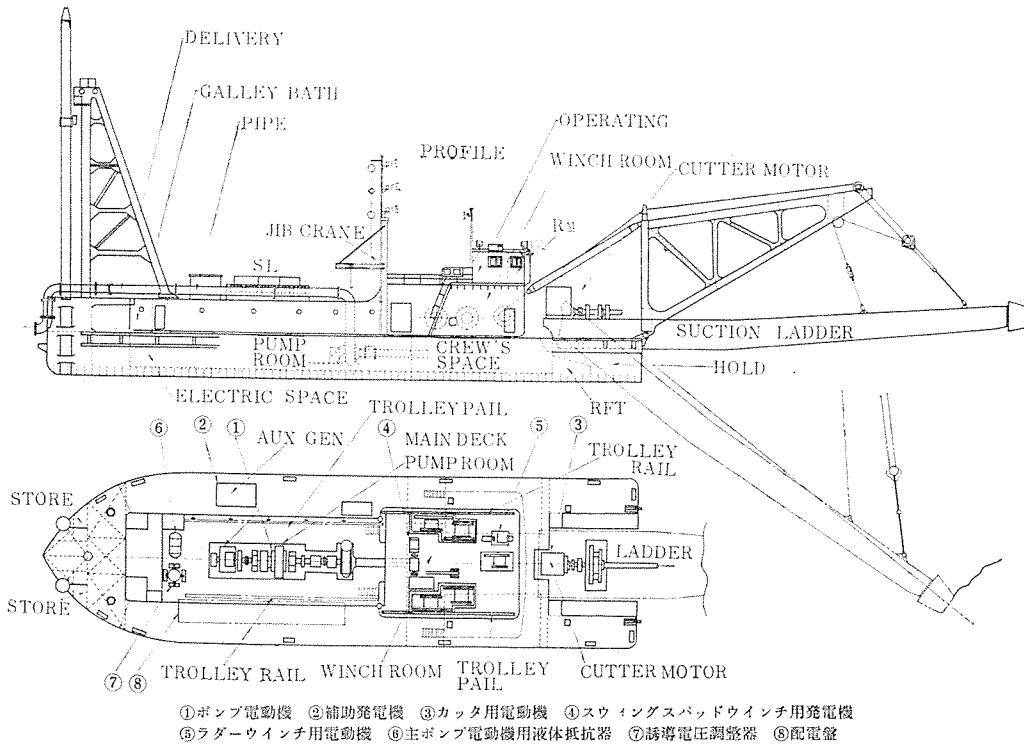


図 2.2 電動ポンプ しゅんせつ船電機品配置図
Fig. 2.2 Arrangement of electric motor driven pump apparatus for electric motor driven pump dredger.

せつされてゆく。カッタポンプ船は粘り気のない大粒の砂を吸上げるときが最も有効で、またこの種の土壌が埋立用としては最も望ましい、硬い粘土質または砂レキには不適当である。これらに使用される電動機としてはおもにサンドポンプ用、カッタ駆動用電動機およびスwingウインチ、ラダーウインチ、スパッドウインチ、その他の補機電動機が装備されており、電源として発電設備を有するものと、陸上電力受電設備を利用するものがある。

しゅんせつ船用電機品に要求される一般的な性能としてはしゅんせつ船自体が船舶に準ずる性能であるため小形軽量、耐湿、耐振、耐食性など船用と同様な性能のものが要求される。またある程度のピッキング ($3^{\circ} \sim 5^{\circ}$)、ローリング (5°) と高温の周囲条件のもとで所要の性能を発揮しなければならない。ただし航洋船のそれとは一応区別するのが妥当と考えられる。適用規格は一船に JIS, JEC, JEM で船舶規格を要求されるのはきわめて少ないようである。

図 2.2 は 1,500 kW 電動ポンプ しゅんせつ船、若松筑港株式会社東興丸における電気設備配置図を示す。

3. 電 源 設 備

しゅんせつ船は諸機械運転に必要な動力源の種類により、スチムタービン、ディーゼル および電動式などに分類される。また電源は陸上から商用電力を受電する受電船と船内にディーゼル、またはタービン発電機を設けた発電船に大別される。

3.1 陸上受電船

船内電源電圧は主ポンプ および カッタ電動機に 3,000 V, 50 c/s (3,300 V, 60 c/s) または 6,000 V, 50 c/s (6,600 V, 60 c/s) が使用され、その他のウインチ補機電動機には 400 V, 50 c/s (440 V, 60 c/s) を使用するのが普通である。これら 400 V 電源は船内に低圧動力用変圧器を設けて 3,000 V または 6,000 V より降圧している。

陸上受電船では電動機は 50 c/s, 60 c/s いずれにも共用できるように考慮しておかなければならない。また 3,000 V, 6,000 V の両方を受電できるように電気機器を切換えて使用する例もある。

しゅんせつ船とその電機品・富永・元木

また送電線の影響により陸上受電の場合は電圧変動がはなはだしいのが普通で、船内に誘導電圧調整器 (RS 形) または負荷時電圧調整器を用意して船内電圧を一定に保つようにする。電圧調整範囲は $\pm 10\%$ (送電条件によっては $\pm 15\%$) としている。

電圧調整器としては誘導電圧調整器、負荷時電圧調整器いずれでもよいが、6,000 V または 3,000 V / 6,000 V に共用するときには URS 形負荷時タップ切換装置のほうが設備費用、構造的に有利となる。当社ではしゅんせつ船用としてとくに電圧検出部分に磁気増幅器を用い、振動にも十分耐えられる自動電圧調整器を組込んでいる。

さらに力率改善用として電力コンデンサを設ける。力率改善により力率料金制による需要電力料金が安くなること、また変圧器や線路損失の減少により料金が減るなどの利益が生じ、電力コンデンサに要する費用は短時間に償却できることになる。また力率改善の結果、ケーブルにおける電圧降下も低減できる。

コンデンサ容量としては平均負荷に対して 90~95% 程度まで改善するのが経済的で、それ以上になるとコンデンサ容量が大きくなる。また軽負荷時に進み力率となることを防止する点からも 90~95% という数値が妥当である。

しゅんせつ船用電力コンデンサには全溶接密閉構造でフィーディングターンをもった KT 形がよく、付属品として CT 形放電コイル、直列リアクトルがある。リアクトル容量はコンデンサ容量の 6% 程度に選んでいる。

受電用 シャ断器の シャ断容量は陸上の変電設備および船までの送電距離などで決めるべきであるが、普通陸上の受電所に シャ断器が用意されているので、1,000~2,000 kW 程度のポンプ船では 50~200 MVA 程度でよく、F 形または B 形 タンク 形油 シャ断器、または DH 形磁気 シャ断器を用いている。小容量のものでは 25~50 MVA 程度でよく、高圧電磁接触器を使用することもある。

保護装置として、外雷および危険な開閉 サージに対して機器絶縁を有効かつ経済的に保護するために避雷器を設ける。6 kV 以下のものでは SV-G 形、LV-G 形、永久磁石消弧式 オートバーレブ避雷器を設けている。

なお陸上受電不可能時の保安電力として 100~200 kVA 程度のディーゼルエンジン発電機を装備しており、スパッドウインチ、ラダーウインチを駆動するに十分な容量としている。この外に 7.5~15 kVA 程度の電灯用発電機の設備がある。

図 3.1 は電動ポンプ船における電路系統図を示したものである。

3.2 ディーゼル船

陸上商用電源から大容量電力の供給を受けることが困難なとき、

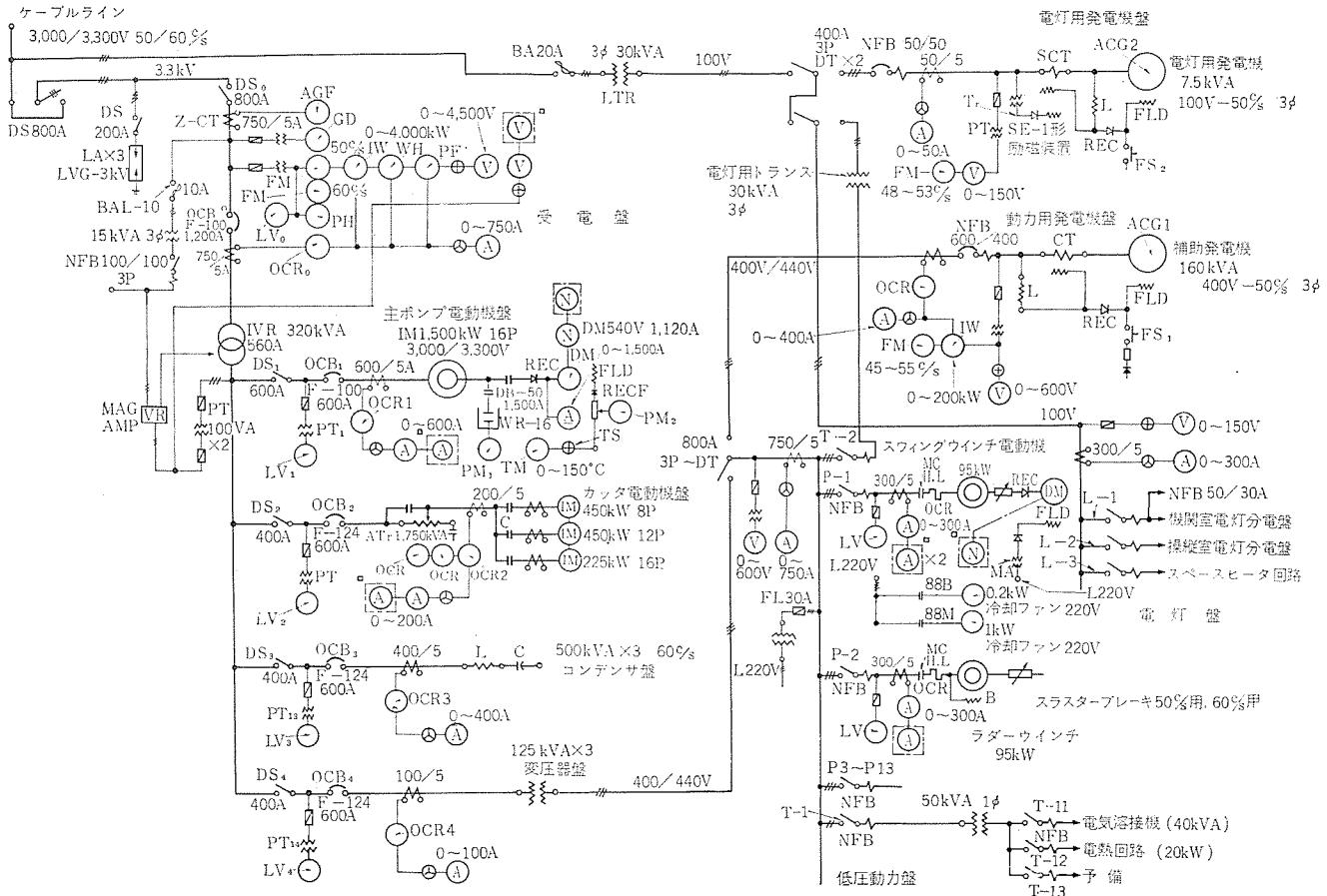


図 3.1 電動ポンプしゅんせつ船電路系統図

Fig. 3.1 Connection diagram of motor pump dredger.

または利用できないときにはディーゼルエンジンを船内に装備してこの動力で稼働する。ディーゼル船では、主ポンプは直接ディーゼルエンジンで駆動し、カッタその他の補機を電動機で駆動するのがほとんどである。電源としてはディーゼルエンジン駆動の発電機を船内に用意している。主発電機には三相交流発電機で60c/sを使用している。50c/sに比し60c/sのほうが経済的である。発電機は容量スペースなどを考慮して1台または2台並列運転いずれかが選ばれている。船内電圧は3,300Vまたは440Vがあるが、これら定格電圧の選定はカッタ電動機の容量、船内配線材料、シャンクスイッチ類の経済性の点から総合的に決められる。カッタ電動機単機容量が400kW以上となるときには3,300Vとするほうがよい。このときには440V降圧トランスを船内に装備して補機電動機に給電している。

図3.2 はしゅんせつ船用1,500kVA, 3,300V, 三相, 60c/s, 16極, 514 rpm 主発電機を示す。

構造は軸方向長さを極力短くするためにブラケット構造としスリップリング部を発電機の反結合側に引出してその点検ならびにブラシ取扱いの便をはかった。冷却空気は発電機両側から吸込まれ中央部から排出されるが、これを排気トランクによって船外に導くことにより船内の余分な温度上昇を防いでいる。自励装置としては自動電圧調整装置をやめて発電機だけの複巻特性で一定電圧を発生する方式を採用している。

発電機の特性は船舶用交流発電機に準じてJEM-R 2016によった。

この外に非常用電源として補助ディーゼル発電機を設けており非常時にはラダー、スパッドウインチを駆動できるようになっている。さらに停泊中の電灯用発電機を設けている。これらは電動船の場合

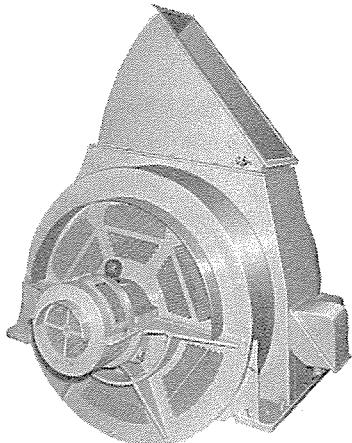


図3.2 1,500kVA, 3,300V, 三相, 60c/s 16極 しゅんせつ船用ディーゼル発電機

Fig. 3.2 1,500 kVA 3,300 V 3φ 60 c/s 16 P diesel generator for pump dredger.

と同じである。ただしディーゼル船では主発電機と補助発電機の並列運転は行なわず、切換えは停電切換えとなっている。

図3.3にディーゼルしゅんせつ船における電路系統図を示す。

3.3 タービン発電船

主ポンプ容量が増大し、4,000~6,000kW以上になるとディーゼルエンジンで主ポンプを駆動することにはやや難点があるのでスチーマーベン、ガスタービンなどで直接ポンプを駆動するもの、または大容量発電設備を搭載して、陸上受電船と同じく主ポンプを含めてすべてを電動機で駆動する方式などがある。

図3.4は6,000kW電動ポンプしゅんせつ船用13,529kVA, 11,500kW 85% PF, 60c/s, 3,600 rpm, 6,600V複巻自冷、空気冷却同期交流発電機である。

しゅんせつ船用という特殊用途のため軸長を短くし、また発電

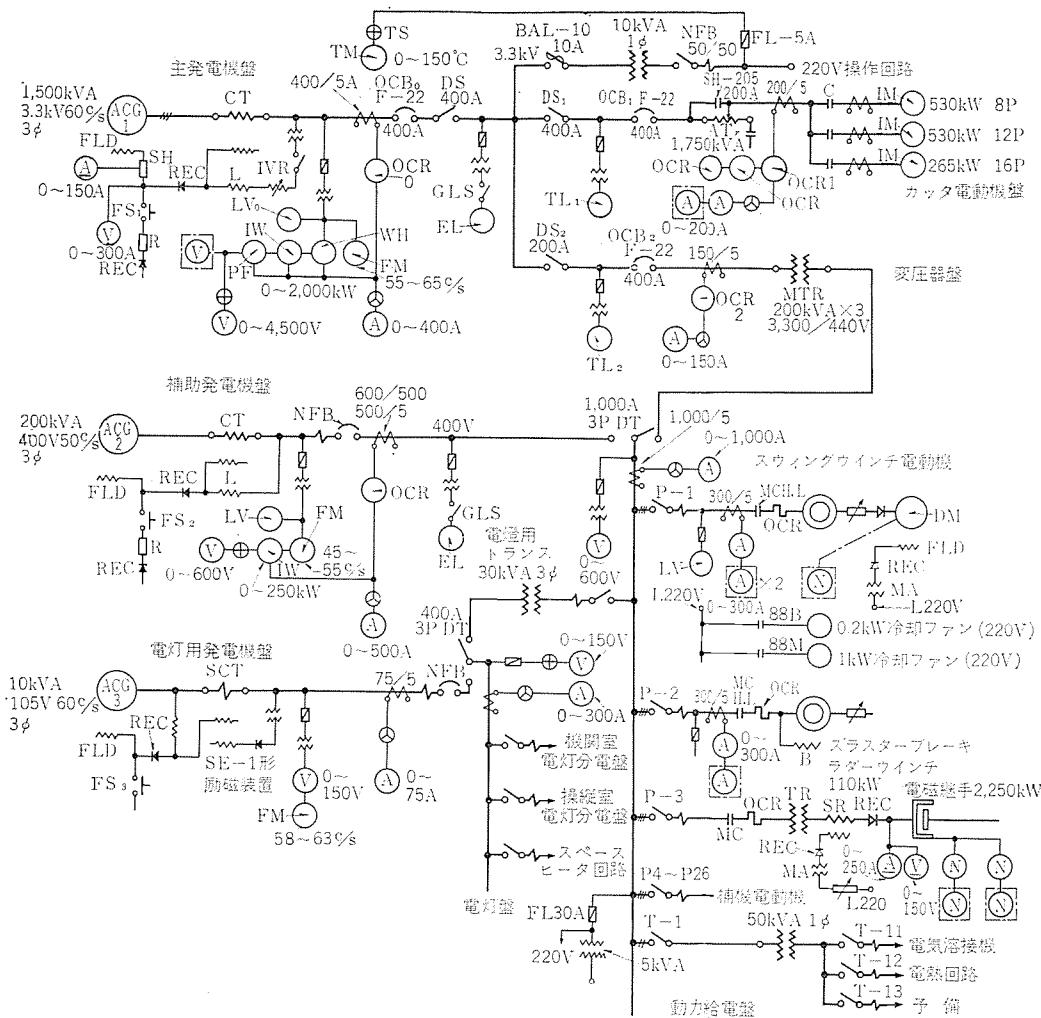


図 3.3 ディーゼルポンプ しゅんせつ船電路系統図

Fig. 3.3 Connection diagram of diesel engine driven pump dredger.

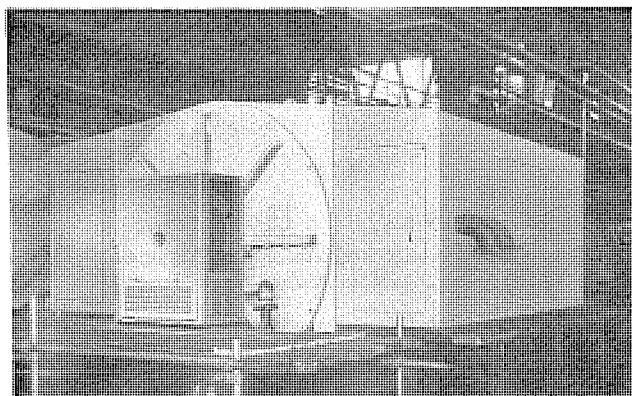


図 3.4 13,529 kVA 6,600 V 三相 60 c/s 2 極
しゅんせつ船用 タービン発電機

Fig. 3.4 13,529 kVA 6,600 V 3 φ 60 c/s 2 P
turbine generator for pump dredger.

の両側、軸方向に空気冷却器を設置して配置上の便利をはかっている。船内電圧は 6,600 V とし、6,000 kW 主ポンプを駆動している。カッタ、スウェーピング、スパッドウインチはワードレオナード制御となつておる、これら M-G 駆動機には 2,100 kW 同期電動機を用いておる。その他の補機電動機は、440 V に降圧して使用している。

非常用ディーゼル発電機は 500 kVA、440 V でタービンの起動、およびスパッド、スウェーピングウインチ、さらにカッタ電動機の低速運転も可能となつておる。

しゅんせつ船とその電機品・富永・元木

また主発電機との並列運転も可能とし無停電切換方式を採用している。

これらの発電機には船舶用に準じてすべて自励交流発電機を採用している。自励交流発電機は複巻特性を有し、瞬時過負荷または激しい負荷変動に対して電圧変動が少ないこと、また回転励磁機がないので信頼度がきわめて高く、振動の多い作業船用としては堅ろうで保守も容易となる利点がある。

4. 主ポンプ駆動

主ポンプはしゅんせつ船の中でも、最も大容量で 500 kW～6,000 kW に達している。このポンプは土砂を海水とともに吸上げるいわゆる サンドポンプ で遠心ポンプが使用される。比較的低速度で 300～450 rpm 程度で運転される。

4.1 ディーゼルしゅんせつ船におけるポンプ駆動

ディーゼルしゅんせつ船では主ポンプはディーゼルエンジンで直接駆動されるが、ポンプインペラとケーシングの間に岩石や異物がはさまって、ポンプおよびエンジンに大きな過負荷または衝撃をうけることがあり、エンジンの速度低下、停止の原因となり損傷の危険がある。このような衝撃的過大トルクをうけたときにポンプは一時的に減速、停止させるが、エンジンはそのまま運転を行なえるようにポンプとエンジン間に電磁離手、流体離手などを介して連結し、エンジンのネジリ振動の吸収および過負荷保護を行なつておる。

スベリ電磁離手の特長を要約すると下記のとおりである。

(1) ネジ 振動の防止

スベリ 電磁継手の バネ 定数, 制動定数を有効に利用して, あらゆる周波数の振動も有効に阻止でき, すぐれた振動吸収特性を有している.

(2) 過負荷保護

電磁継手の停動 トルク の大きさは励磁を変えることにより連続的に変化できるので励磁電流を セット しておけば過負荷 トルク が 継手の最大 トルク 以上に増大したときには ステップアウト し, エンジンの過負荷保護として有効である.

(3) 伝達効率がよい

電磁継手は摩擦部分がなく スベリ が少なく, トルク 伝達効率がよいうえに, 定電流制御を採用することにより伝達 トルク は一定に保たれ特性の変化が少ない. 全負荷運転時の効率は 98~99%, 定格 トルク における スベリ は 1.0~1.5% 程度である.

(4) 積働率の向上

起動の際には継手の励磁を与えないで エンジン は無負荷起動が可能で, エンジン の起動時間も著しく短縮できる. また継手の励磁電流を シャ断することにより, 容易に エンジン 側は回転したままで負荷を停止することができるので, エンジン の起動回数, 起動時間が短縮し総合稼働率がよい.

(5) 運転保守が容易

運転制御については起動時の強め励磁, 運転時の定 トルク 制御, 過負荷失速時の自動停止などすべて電気的に行なえるので操作および保守が容易で, 動作も確実である.

励磁電源は可飽和 リアクトル と シリコン 整流器を用いた静止励磁方式とし, 定電流制御を行なっている.

速度制御は エンジン 側で行なわれる.

4.2 主ポンプ駆動電動機

主 ポンプ 電動機は低速大容量機で 1,000~6,000 kW, 14~20 極程度の巻線形三相誘導電動機を用い, 減速 ギヤ なしで ポンプ に直結されている. 速度制御は ポンプ の特性, 排送距離の長短, 流体の含泥率の大小などの作業条件の変化によって, ポンプ が過負荷となるときには普通 ポンプインペラ を取換えて負荷を制御するか, または ポンプ 速度を下げて運転する方法がとられる. ポンプ 速度制御範囲は 30% 程度で, 効率よく運転するには全速度制御範囲にわたり定出力特性のものがよい.

なお電動機は ポンプ からうける衝撃負荷, 船の振動, 動搖にも十分耐えられる構造となっている.

主 ポンプ は吸込側, 吐出側とも スルース 弁がないため排送距離の長いときには, 電動機の加速時は吐出圧と吸込圧を監視しながら起動時間を調節する必要がある. 急激な加速は, 電動機が過負荷になるとともに ウォーターハンマ 現象などのため排送管に衝撃を与えることになる. また停電などで運転停止したときには, ケーシング内に土砂が沈積した状態で再起動となり大きな起動 トルク を必要とする. このため電動機の最大 トルク も 200% 以上に選んでおり, 陸上受電時などで ケーブル 線路電圧降下が 10~15% に達しても運転可能としている.

このため起動抵抗には十分な熱容量をもたせ, 起動時間を押しボタン で調整できるようにしている. 抵抗器には液体抵抗器を用いているが, これは抵抗増減が連続的で速度制御が円滑に行なえること, 热容量が大きく過負荷に耐え, 液の濃度の調整で抵抗値を自由に選べ スペース も金属抵抗器に比べるかに縮少できる利点がある.

電極, タンク とも船体の振動, ピッキング, ローリング に対して十分耐える構造のものを採用している.

電動機の速度制御には 2 次抵抗減速方式が最も簡単であるが, 速度—トルク 特性が定 トルク 特性になると, 負荷変動による速度変動が大きくなり, また減速分はすべて 2 次抵抗で熱となって消費されるため運転効率が悪くなる欠点がある.

50 c/s, 60 c/s 地区で共用するときには ポンプ の ランナ を取換えるか, または電動機を極数変換して ポンプ 速度を適当に保つなどの方法がとられている.

主 ポンプ 速度制御が 30% にも達すると, スベリ 電力を 2 次抵抗器で消費することは不経済であるため, この スベリ 電力を回収して効率よく運転する方法として当社では, レクチフロードライブ (静止 クレーマ 方式) または変形 レクチフロードライブ (静止 シェルビウス 方式) を採用している.

レクチフロードライブ は図 4.1 に示すように誘導電動機 (IM) の スベリ 二次電力を整流し, IM と同一軸に直結された直流電動機の電機子に供給している. この方式では スベリ 電力を直流電動機により回収できるので全速度制御範囲にわたって定出力特性となりしゅんせつ能力を大幅に増大でき, しかも効率よく運転できる.

この方式では速度制御範囲が大きくなるにしたがい直流機出力が大きくなり設備コストがかさむことになる. 普通は 1:2 までの速度制御とし, 単巻変圧器または誘導電圧調整器を併用して 1:4 まで速度制御している. 図 4.2 は 1,500 kW 主 ポンプ に レクチフロードライブ を採用したもので, 速度制御範囲は 50 c/s で 340~270 rpm, 60 c/s で 350~300 rpm とし定出力特性を得ている.

変形 レクチフロードライブ は巻線形誘導電動機の スベリ 電力を整流して直流電動機に供給し, 交流発電機を駆動して スベリ 電力を電源

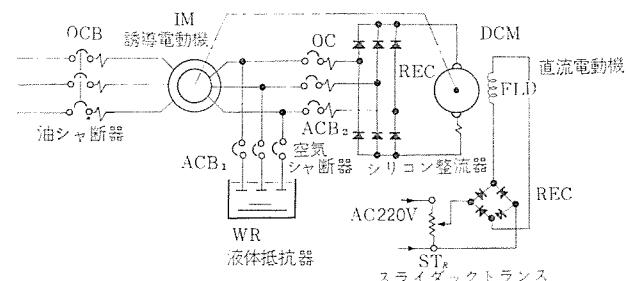


図 4.1 1,500 kW 主ポンプ 電動機 レクチフロードライブ

Fig. 4.1 Schematic diagram of 1,500 kW main pump for dredger (rectiflow drive).

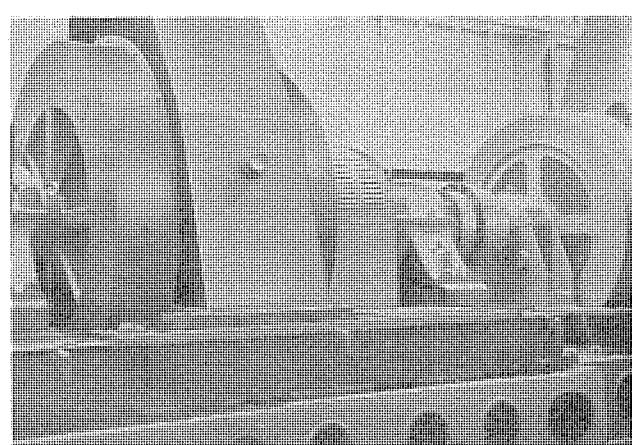


図 4.2 1,500 kW 主ポンプ 電動機 レクチフロードライブ

Fig. 4.2 1,500 kW main pump motor for dredger (rectiflow drive).

に帰還する方式である。交流発電機が増加するが誘導電動機に直流電動機が直結できない場合や、低速機のため直流機が大形になる場合、または速度制御範囲が広いときには、かえって経済的に有利となる。この方式では速度制御範囲に制限がないが、定トルク特性となること、また交流発電機の損失分だけ駆動系の効率が低下することになる。ただし変形 レクチフロードライブ では、既設の誘導電動機を容易に効率のよい レクチフロードライブ に改造することができる。またほかに機械動力があれば、これを直流電動機で駆動し二次電力損失を回収することも可能である。

レクチフロードライブ と変形 レクチフロードライブ 方式は運転効率の点では同程度であるが、しゅんせつ能力を増大させる点からみると定出力特性の得られる レクチフロードライブ がすぐれているといえる。

5. カッタ電動機

カッタは硬土質、軟土質など土質の変化によって、カッタ切削速度（カッタ回転数）、カッタの切削深さ（ラダー深度）、カッタ送り速度（スwing速度）を適当に選定ししゅんせつ土量すなわち流体内における含泥率を大きくするように運転されている。カッタの所要出力は主ポンプ容量の 1/5（軟土質のとき）～1/4（硬土質のとき）に選ばれており 200～1,500 kW に達している。

カッタ電動機は負荷から強い振動が駆動装置に伝わってくるので、衝撃負荷に耐えられるがん丈な構造になっている。またカッタ運転中には、しばしば衝撃トルクがかかるので停動トルクもある程度大きくとっており、電動機過負荷保護も反限時引はずし特性と瞬時引はずし特性のリレーを組合せて行なっている。

カッタ起動時はラダーを少し上げてカッタを水中で無負荷起動し、起動完了後ラダーを下げて負荷がかけられるので、起動トルクを大きくとる必要はなく、カゴ形電動機の場合には減圧起動方式を採用することができる。

つぎにカッタ電動機は通常その軸方向がラダーとともに傾斜する配置になるから（最大 55° 程度の傾斜）スラストに十分耐えられる軸受構造となっている。外被構造としては全閉外扇屋外形を採用しているが大容量機では他力通風形で冷却器を付属させることがある。

防水構造にはとくに注意がはらわれており、巻線には特殊防湿処理を施している。

カッタは減速機を介して電動機と連結されており最高 30 rpm 程度で、15～30 rpm まで 50% 程度の速度制御を行なっているものが多いが、大容量機または土質の変化のはなはだしい所でのしゅんせつ作業にはさらに広範囲の速度制御が必要とされている。

カッタ電動機は機械的強度の点から信頼度の大きい特殊深ミジカゴ形三相誘導電動機がほとんどで、2段変速のときには 8/12 極、3段変速のときには 8/12/16 極などの極数変換方式とし、定トルク特性のものを採用している。

図 5.1 に 530/530/265 kW、8/12/16 極、全閉外扇形 カッタ電動機を示す。

ディーゼル船では船内電源容量の関係で、カッタ電動機を 2 台に分割し並列運転を行なう例もある。このときには 1 台ずつ起動すればジカ入レ起動も可能で、さらに 1 台故障のときにはほかの 1 台で応急運転ができるなどの利点がある。

速度制御範囲を 30%～100% 程度とし、しかも連続可変速度を得たいときには、主ポンプと同様 レクチフロードライブ の採用も考えられる。定トルク特性ならば直流電動機を誘導機と別置する変形レ

しゅんせつ船とその電機品・富永・元木

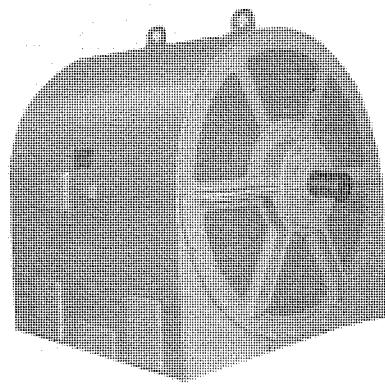


図 5.1 530/530/265 kW、8/12/16 極 カッタ電動機
Fig. 5.1 Cutter motor for pump dredger.

クチフロードライブ方式がカッタ据付け上からも便利である。6,000 kW ポンプしゅんせつ船に搭載した 1,500 kW カッタ電動機は、土質の変化の多い地域でも効率よく運転できるようにワードレオード方式が採用され、可逆運転可能となっている。

速度制御は磁気増幅器による発電機界磁制御と電動機界磁制御を組合せて定出力制御となっている。

各ノッチとも定速とし速度変動率を少なくしており、さらに 200% 過負荷で自動ストールする特性となっている。

カッタ速度の選定は、軟土質で低速としカッタ送りを高速とする。硬土質ではカッタを高速運転し送り速度を低速とする方式、またこの逆の運転を行なう例もある。また定出力特性、定トルク特性が考えられ意見は必ずしも一致せぬが土質の変化の多い地点、または硬土質の掘削には定出力特性とし速度変動率が少なく、しかも広範な速度制御を行なえることが最も効果的であるといえる。

6. スwingウインチおよびラダー、 スパッドウインチ電動機

スwingウインチはしゅんせつ作業時に船体を左右に移動し、スパッドを中心として扇形状に海底の掘削を行なうもので、土質およびカッタの回転速度、主ポンプ真空度に応じて送り速度を変え、しゅんせつ土質がつねに最大になるように運転制御している。

スwingウインチは左右おののおのの巻ドラムにエアクランチをもっており、スwingウインチは一定回転としクラッチで左右スwingおよび停止を行なう方式または左右ドラムの切換えのみエアクランチを使用し、起動停止を電動機で行なう場合もある。さらに減速ギヤを高低 2 段に切換えて広範な速度制御を得ている。電動機には巻線形三相誘導電動機または直流電動機によるワードレオード制御が用いられており、速度制御は 50% 程度が必要とされている。巻線形誘導電動機の 2 次抵抗制御では速度変動率が大きく、軽負荷時に必要な速度制御が得られない欠点があるため、レクチフロードライブにより 50% の速度制御を行ないさらに自動定出力特性としたもの、ワードレオード方式により 0～100% の速度制御を行なっている例もある。いずれも定出力特性とし負荷変動に対して定速となるよう制御している。

スwingウインチでアンカーウィンドラス、スパッドウインチ、またはラダーウインチと兼用するものでは可逆制御可能とし、さらに電動巻下げを行なうものでは制動巻下げ運転が安全に行なえるようにしており、必要に応じて過速防止装置を設けている。

図 6.1 は 110 kW、10 極スwingウインチを示したもので、レクチ

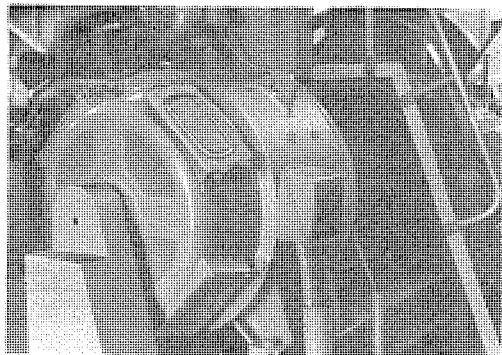
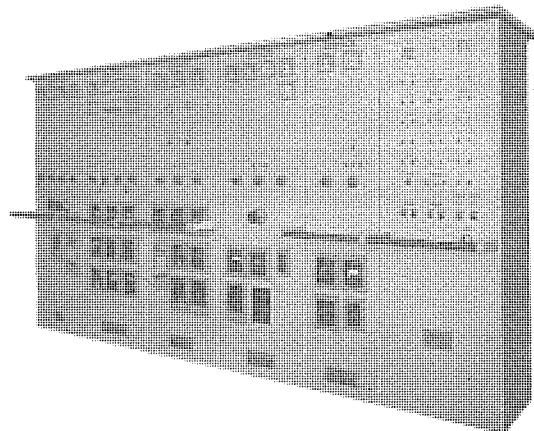


図 6.1 110 kW スwingウインチ 電動機 レクチフロードライブ
Fig. 6.1 110 kW swing winch motor for dredger (rectiflow drive).

フロードライブを採用し 50% の速度制御を行ないさらに速度制御を カッタ 電動機の出力、主 ポンプ 真空度の変化と関連させて自動的に行なうよう計画されている。

7. 配電盤および制御盤

配電盤は開放自立盤、閉鎖自立盤などを使用しているが、船体の振動や衝撃に対して誤動作のないようその支持、および据付け



左から同期盤、11,500 kW 発電機盤、6,000 kW ポンプ電動機盤、2,100 kW M-G 駆動同期電動機盤、1,500 kVA 変圧器盤、補機電動機監視盤

図 7.1 6,000 kW ポンプ しゅんせつ船用中央管制盤
Fig. 7.1 Central control panel for 6,000 kW pump dredger.

表 8.1 6,000 kW タービン 電動 ポンプ しゅんせつ船電機品一覧表

用 途	形 式	出 力 (kW)	極 数、回 転 数	電圧サイクル	定 格	備 考
主 発 電 機	全閉自己通風形 横置円筒回転界磁	13,529 kVA (11,500 kW)	2P	6,600 V 60 c/s	連続	タービン自励
非 常 用 発 電 機	開放防滴保護形	500 kVA	12P	440 V 60 c/s	連続	ディーゼル自励
主 ボンプ 電動機	閉鎖他力通風形	6,000	20P	6,600 V 60 c/s	連続	
カッタ電動機	全閉他力通風冷却器付	1,500	600/900 rpm	600 V—2,650 A	連続	ワードレオナード制御
同上直流発電機	開放防滴保護形	1,600	720 rpm	600 V—2,670 A	連続	"
スwingウインチ電動機	他力通風防滴形	190	850/1,275 rpm	375 V— 546 A	連続	"
同上直流発電機	開放防滴保護形	205	720 rpm	375 V— 546 A	連続	"
スパッドウインチ電動機	全閉防マツ形	110	850/1,200 rpm	375 V— 333 A	30 分	"
同上直流発電機	開放防滴保護形	125	720 rpm	375 V— 333 A	連続	"
励磁用直流発電機	"	40	1,750 rpm	220 V— 182 A	連続	
M-G 駆動同期電動機	"	2,100	10P	6,600 V 60 c/s	連続	
同上非常用誘導電動機	閉鎖通風形	200	10P	440 V 60 c/s	連続	
補機電動機	"	全船分		440 V 60 c/s	連続	
乾式変圧器	屋内、自冷コア形	1,500 kVA	—	6,600/450 V 60 c/s	連続	H種絶縁
制御装置						
配電盤	6.6 kV メタルクラッド配電盤、励磁器盤、直流传送盤、集合起動器盤					
操 作 盤	機形操作盤、中央管制盤					

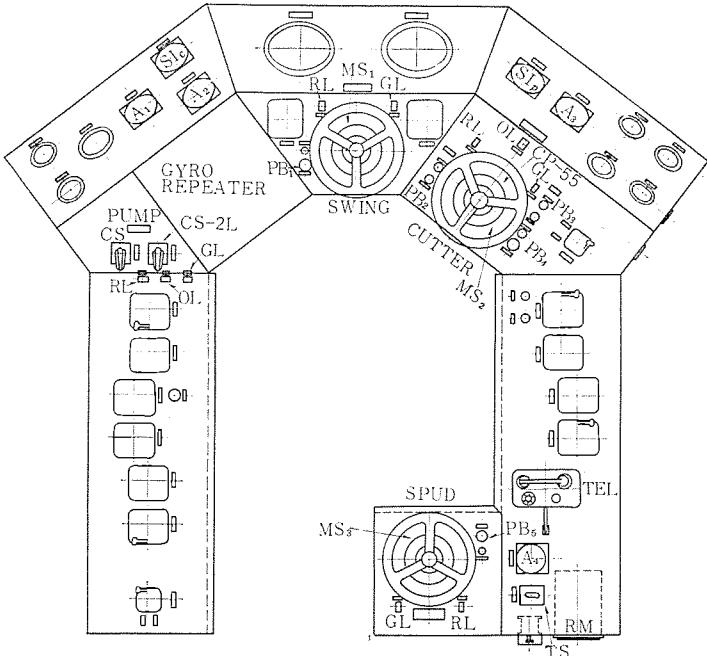


図 7.2 机形操作盤
Fig. 7.2 Control desk for dredger.

には防振対策を講じている。据付 チャネルベース または取付器具の一部に防振ゴムを設けるとともに制御部品は一般船用に準じたものを使用している。

盤配列は船体配置により一概にいえないが、一般には主 ポンプ、カッタ、コンデンサ、変圧器一次盤などの高圧盤とその他の低圧給電盤、ウインチ操作盤を列盤とし、高圧-低圧盤を分離したものが多い。

補機電動機群の起動器もコントロールセンタ、集合起動器盤に一括し、制御と監視を中央管制盤で行なうのが便利である。

図 7.1 は中央管制盤を示す。

操作は遠方操作（操縦室）と直接操作を併用しており、しゅんせつに必要なポンプ、カッタ、スwing、スパッド、ラムウインチなどはすべて操縦室から遠方操作となっており、計器、制御器具を一括して机形操作盤にまとめている。図 7.2 は机形操作盤の一例である。

8. ポンプしゅんせつ船の電機品

ポンプしゅんせつ用として当社で最近製作納入した電機品のうち、タービン発電船、ディーゼル船、電動船に分けてその代表的な装

表 8.2 2,250 kW ディーゼルポンプ しゅんせつ船電機品一覧表

用 途	形 式	出 力 (kW)	極 数, 回 転 数	電圧サイクル	定 格	備 考
主 ボンブ用 電 磁 錐 手 励 磁 電 源	ディーゼルエンジン 開放自己管通風形 静 止 励 磁 方 式	2,250 kW	360~500 rpm	—	連 続	
		4,900 kg·m	360~500 rpm	—	〃	
				DC125 V~200 A	〃	
主 発 電 機 補 助 発 電 機 電 灯 用 発 電 機	開放防滴保護形	1,500 kVA	14 P	3,300 V 60 c/s	連 続	ディーゼル自 動
		200 kVA	6 P	400 V 50 c/s	〃	〃
		10 kVA	4 P	105 V 60 c/s	〃	〃
カッタ電動機 スイッキングウインチ電動機 同上用直流電動機 同上用シリコン整流器 ラダーウインチ電動機 補 機 電 動 機	全閉外扇屋外形 開放防滴保護形	530/530/265 kW	8/12/16 P	3,300 V 60 c/s	連 続	極数変換, 渋圧起動
		110 kW	325~650 rpm	440 V 60 c/s	〃	レクチフロードライブ
		〃	〃	410 V~178 A	〃	〃
		—	—	410 V~178 A	〃	〃
		110 kW	10 P	440 V 60 c/s	1 時間	2 次 抵抗起動
		(全船分)	—	440 V 60 c/s	連 続	
動 力 用 変 圧 器 電 灯 用 変 圧 器 溶接および電熱変圧器	油 入 自 冷	200 kVA×3	〃	3,300/440~220		
		30 kVA	〃	440/210~105		
		50 kVA	〃	440/210~105		
制御装置						
配 電 盤 操 作 盤	発電機盤, 電磁錐手, 励磁器盤, カッタ, スイッキング, ラダーウインチ盤, 変圧器盤, 給電盤, および補機電動機盤 機形操作盤, 連絡盤, 計器など一式					

表 8.3 1,500 kW 電動ポンプ船電機品一覧表

用 途	形 式	出 力 (kW)	極 数, 回 転 数	電圧サイクル	定 格	備 考
主 ボンブ用	閉鎖自己通風形	1,500	16 P	3.3/3.0 kV 60/50	連 続	レクチフロードライプ
同上用 直流電動機	開放防滴保護形	"	50 c/s 340~270 rpm	DC540 V—1,240 A	"	"
カッタ電動機	全閉外扇屋外形	450/450/225	60 c/s 350~300 rpm	3.3/3.0 kV 60/50	"	極数変換, 減圧起動
スイングウインチ電動機	開放防滴保護形	95	8/12/16 P	440/400 60/50	"	レクチフロードライプ
同上用 直流電動機	"	"	50 c/s 540~270 rpm	DC350 V—196 A	"	"
ラダーウインチ電動機	"	95	60 c/s 650~325 rpm	440/400 60/50	"	2 次抵抗起動
補機電動機	"	(全船分)	—	440/400 60/50	"	
誘導電圧調整器	油入自冷	320 kVA		3.3 kV±10%	連 続	磁気増幅器式
動力用変圧器	"	125 kVA×3		3,300/440—220	"	自動電圧調整
電灯用変圧器	"	30 kVA		3,300/210—105	"	
"	"	30 kVA		440/210—105	"	
溶接および電熱変圧器	"	50 kVA		440/210—105	"	
電力用進相コンデンサ	"	500 kVA×3		3,300 50/60	"	
補 助 発 電 機	開放防滴保護形	160 kVA	6 P	400 V 50 c/s	連 続	ディーゼル自動
電 灯 用 発 電 機	"	7.5 kVA	4 P	105 V 50 c/s	"	
制御装置						
配電盤	受電盤, コンデンサ盤, 变圧器盤, ポンプ盤, カッタ, スイング, ラダーウインチ盤, 給電盤, 発電機盤および補機電動機盤					
操 作 盤	机形操作盤, 連絡盤, 計器など一式					

備例を表 8.1, 8.2, 8.3 に示す.

9. す す び

以上 ポンプ しゅんせつ船の電機品の概要について記述した。各機器についての詳細はこの号に述べているので各項目を参照されたい。

ポンプ しゅんせつ船では掘削作業が海底であり、土質の変化も多岐にわたっているため、陸上土木機械と異なり従来操作員の経験と勘による作業が多く、作業能率も大幅に変っている。これらに対しては最近船舶に採用され始めた自動化をとり入れるととも

に、諸計測を自動化する傾向が高まってきている。

すでに 6,000 kW ポンプ しゅんせつ船では、ポンプ、カッタ、スウェーリングの出力、回転数とポンプ吸入真空度、揚泥量などの相関関係を求めるべく各種計測を行なうよう計画されている。

作業方式の解明と自動化の活用によるしゅんせつ能率の向上など、使用者側とシステムのコーディネート研究が今後とも必要である。

卷 著 文 訳

- (1) 川田: ドレッサーの電気設備 船舶 35 1962-6

電 磁 繼 手

高原 洋介*・元木 知春*

Electromagnetic Coupling

Nagasaki Works

Yōsuke TAKAHARA・Tomoharu MOTOKI

Electromagnetic couplings consist of an exterior rotating body and an interior rotating one, magnetically coupled with an air gap between them. The exterior body is called a field pole rotor, having salient magnetic poles and the interior one is a squirrel cage rotor. They operate with the same principle as the induction motor, the only difference being that both rotate. Mitsubishi recently built one rated 2,250 kW 500 rpm for driving a pump with a diesel engine on a dredger boat, which was followed by manufacture of a 3,000 kW 330 rpm unit. The article covers their construction, characteristics, features and results.

1. まえがき

電磁継手には種々の形式のものがあげられるが、そのうち誘導形電磁継手は主としてポンプ・レシプロセーフ船用ならびに艦船用推進装置として多く用いられる。

近年わが国における諸種産業のめざましい発展に伴い、工場用地、農地造成、港湾および埋立て干拓工事に使用されるレシプロ船は次第に大容量化しつつあり大形ディーゼルエンジンを船内に装備してその動力によりポンプを駆動するディーゼルポンプ船が多く製作されるようになった。この場合ポンプとディーゼルエンジンの間にスベリ電磁継手を連結する方式は種々の衝撃振動の緩和、総合稼働効率の向上、および機器の寿命の延長など多くの利点があげられる。当社でも株式会社若松築港向けのレシプロ船“大洋丸”的ディーゼル駆動ポンプ用として2,250 kW 500 rpmの電磁接手を製作し、引続いて3,000 kW, 330 rpmという大容量機のものを製作した。

一方最近船用ディーゼル機関の高速度化ならびに小形軽量化に伴って大形船の推進装置にいわゆる Multiple Engine System による高速小形ディーゼルを複数機組合せて減速ギヤを介してプロペラまたは可変ピッチプロペラなどを駆動する方式に種々の利点が認められ、ここでもスベリ電磁継手が多く利用されつつある。

本機はこの種用途の電磁継手としては大容量のものであり当社の記録品もあるので以下その構造、特長について概略紹介する。

2. 電磁継手の仕様

3,000 kW-330 rpm および 2,250 kW-500 rpm スベリ電磁継手と

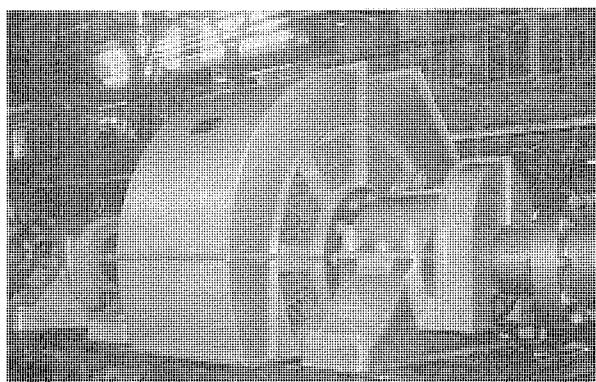


図 2.1 2,250 kW 500 rpm 電磁継手

Fig. 2.1 2,250 kW 500 rpm electromagnetic coupling.

表 2.1 電磁継手の仕様

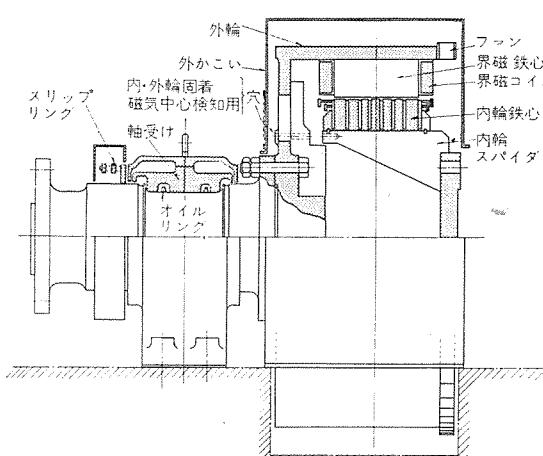
駆動ディーゼルエンジン	三菱 6UET52/65 4,000 PS	富士ディーゼル 16V-MD-32H 3,000 PS
定格出力	3,000 kW	2,250 kW
形 式	開放他力管通風形	開放自己管通風形
定格回転数	325 rpm	493 rpm
エンジン回転数	330~260 rpm	500~360 rpm
時間定格	連続	連続
定格回転力	9,000 kg-m	4,450 kg-m
最大回転力	10,000 kg-m (110%)	4,900 kg-m (110%)
絶縁種別	B種	B種
適用規格	JEC-114	JEC-114
ワク番	18-84-24	18-73-18
重量	12,300 kg	10,300 kg
(ペデスタル含まず)		
冷却用ファン	FP-65	—
励磁方式	シリコン整流器による静止励磁方式	シリコン整流器による静止励磁方式
励磁容量	40 kW (140%)	25 kW (140%)
励磁電圧	190 V	125 V
励磁電流	210 A	200 A
電源トラス	65 kVA 3φ	37.5 kVW 3φ
シリコン整流器	出力 500 V-250 A 自然冷却	出力 500 V-250 A 自然冷却
定電流精度	セット電流の ±2%	セット電流の ±2%
出力電流制御範囲	100 A~210 A	100 A~210 A

その励磁装置の主要性能を表 2.1 に示す。

図 2.1 は 2,250 kW-500 rpm 電磁継手を組立てた状態を示したものである。

3. 構 造

概略構造は図 3.1 に示すとおりである。図に示すように外側回

図 3.1 電磁継手組立断面図
Fig. 3.1 Sectional of electromagnetic coupling.

転体(以下外輪と称す)と、内側回転体(以下内輪と称す)との二つの回転体からなり、両者の間にはギャップがあり、機械的なつながりはない。外輪には直流励磁の突極界磁があり、また内輪は誘導機のカゴ形回転子と同一構造である。

今回製作したものでは、外輪をディーゼルエンジンに、内輪を減速ギヤならびにポンプに直結する配置としたが、内輪、外輪のいずれをエンジン側とするかは自由で、エンジン側の軸系のねじり振動からみて適当な GD^2 をもつものをエンジン側とすべきである。

3.1 外 輪

界磁は18極の突極であって、界磁コアは薄鋼板の積層構造としている。界磁巻線は平角銅帯のエッジワイヤ曲げとし、マイカとアスベストを使用したB種絶縁を施し、熱的にも機械的にもきわめて信頼性の高いものとしている。また、界磁巻線の下にはダンパ巻線を設け、制動特性の向上を図っている。これら界磁は、十分な機械的強度を有する鋼板溶接製の外輪スピーダに強固にボルトで取付けられている。

外輪構造を図3.2に示す。

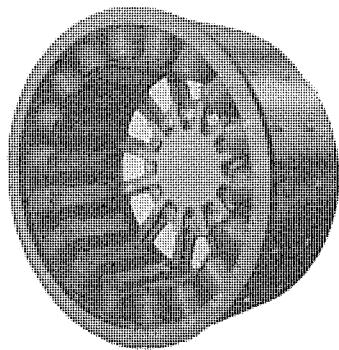


図3.2 外 輪

Fig. 3.2 Field pole rotor of electromagnetic coupling.

3.2 内 輪

内輪のカゴ形回転子は二重カゴ形式とし、上部導体には高抵抗の特殊導体を使用し、起動トルクを向上させるとともにスベリ発生熱損失に対し十分な熱容量を有するものとしている。

鉄心抜板には円形抜板を使用し、これらを溶接鋼板製の内輪スピーダ上に積層し、回転子クランプを用いて均一圧力でしめつけている。鉄心内には通風ダクトを設け、鉄心内部の冷却を図っている。

内輪構造を図3.3に示す。

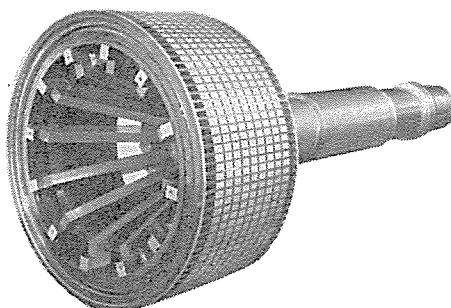


図3.3 内 輪

Fig. 3.3 Squirrel cage rotor of electromagnetic coupling.

3.3 軸およびスリップリング

軸受にはオイルリングを有し、自己給油だけで十分運転できるが、船体の傾きを考慮し強制給油を併用している。

スリップリングは二つ割り構造とし分解・組立ての便を図っている。スリップリング部の構造を図3.4に示す。

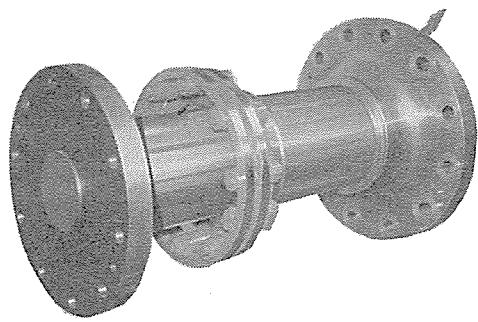


図3.4 スリップリング

Fig. 3.4 Slip ring of electromagnetic coupling.

3.4 通風方式

2,250 kW, 500 rpm 電磁継手は自己通風方式とし、外輪スピーダの端部に設けられた自己ファンにより通風を行なっている。また、3,000 kW, 330 rpm 電磁継手は強制通風方式とし、外部冷却ファンにより通風を行なっている。

いずれも、冷却風はカバーおよび外輪スピーダに設けられた通風窓から、継手内部に入り、界磁コイル間および内輪鉄心内の通風ダクトを通り、冷却を行ない、カバー上部から室外に排出される。

4. 動作原理と特性

スベリ電磁継手の動作原理はカゴ形誘導電動機とまったく同一であるが、ただ異なる点は界磁が突極で直流励磁が加えられ、これをディーゼルエンジンで回転させる点である。このため、諸特性はカゴ形誘導電動機によく類似している。

いま図4.1において界磁に固定されエンジン回転角速度 ω で回転する d 軸、 q 軸よりスベリ電磁継手を観察すれば、内輪がスベリ S で定常運転をしている場合の特性方程式は次のように考えられる⁽¹⁾。

$$\begin{bmatrix} d_f \\ d_r \\ q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_f & r_f & 0 & 0 \\ d_r & 0 & r_r & -SX_{qr} \\ q_r & q_r & SX_{dr} & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ d_r \\ q_r \end{bmatrix} \quad \dots (4.1)$$

ここで

E_f : 界磁の直流励磁電圧

I_f : 界磁の直流励磁電流

r_f : 界磁巻線の抵抗

i^d : カゴ形回転子(内輪)の直軸電流

i^q : カゴ形回転子の横軸電流

r_r : カゴ形回転子の抵抗

X_{dr} : カゴ形回転子の直軸自己リアクタンス

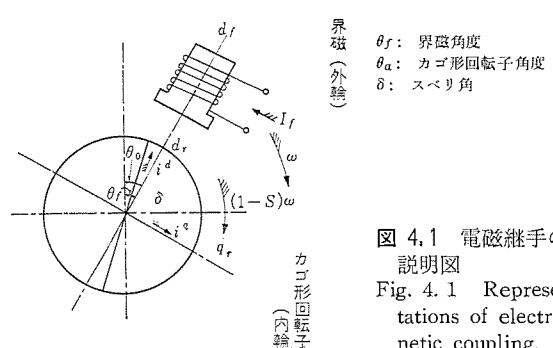


図4.1 電磁継手の説明図

Fig. 4.1 Representations of electromagnetic coupling.

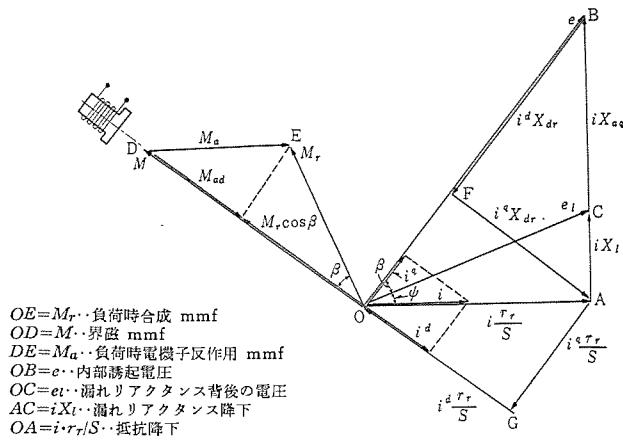


図 4.2 スベリ電磁継手のベクトル線図

Fig. 4.2 Vector diagram of electromagnetic coupling.

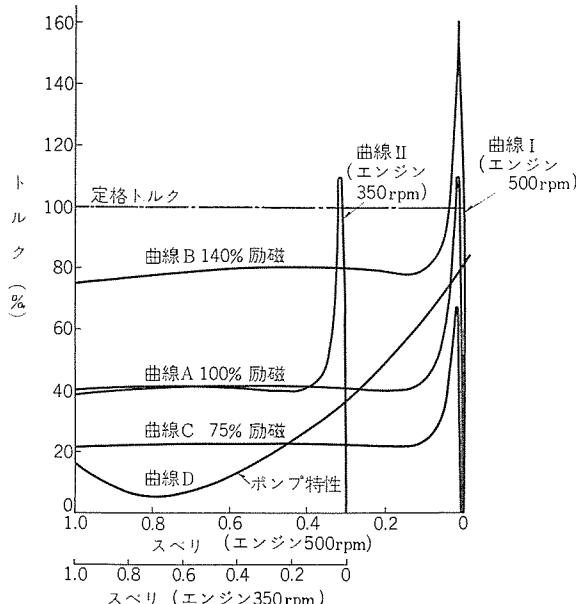
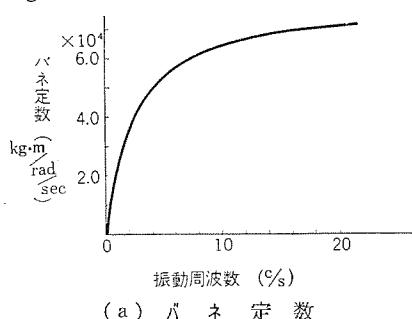
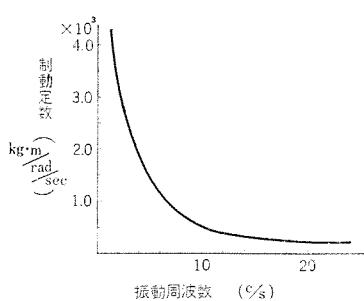


図 4.3 電磁継手のスベリトルク特性

Fig. 4.3 Slip-torque characteristics of electromagnetic coupling.



(a) バネ定数



(b) 制動定数

図 4.4 電磁継手の制動特性

Fig. 4.4 Damping effect of electromagnetic coupling.

X_{qr} : カゴ形回転子の横軸自己リアクタンス

X_{ma} : 界磁とカゴ形回転子間の直軸相互リアクタンス

式(4.1)からカゴ形回転子の電流 i^d , i^q を求めるときのようになる。

$$\begin{cases} i^d = \frac{e X_{qr}}{\left(\frac{r_r}{S}\right)^2 + X_{dr} X_{qr}} \\ i^q = \frac{e \left(\frac{r_r}{S}\right)}{\left(\frac{r_r}{S}\right)^2 + X_{dr} X_{qr}} \end{cases} \quad \dots \quad (4.2)$$

ここで e はスベリ 1.0 の場合のカゴ形回転子内の誘起電圧で $e = -X_{ma} I'$ である。

次に式(4.2)の i^d , i^q を用いてトルクを求める。

$$T = \frac{k}{\omega} \cdot \frac{e^2 \left(\frac{r_r}{S}\right)}{\left(\frac{r_r}{S}\right)^2 + X_{dr} X_{qr}} \cdot \left\{ 1 - \frac{X_{dr} - X_{qr}}{\left(\frac{r_r}{S}\right)^2 + X_{dr} X_{qr}} \cdot X_{qr} \right\} \quad (4.3)$$

となる⁽²⁾。

これら誘起電圧、電流および磁束の関係をベクトル線図で示すと図4.2に示すとおりとなる。

式(4.3)を用い、さらに鉄心の磁気飽和を考慮に入れてスベリトルク特性を求めるとき図4.3のようになる。

この図から明らかのように停動トルク(Pull-out torque)はスベリ1~2%のところにあり、その値は定格励磁で110%である。負荷が0から増大するにつれ、スベリもこれと共に増大し、負荷トルクが停動トルク以上になった場合には停動トルクの山をこえてポンプ速度は急速に落ち、ついには停止に至る。このためエンジンには停動トルク以上の負荷トルクがかかることがない。

エンジン回転数を一定に保ち励磁電流を変化した場合のトルク特性は図4.3の曲線A, B, Cのようになる。比較的磁気飽和の少ないスベリ1.0ないし0.2の範囲ではトルクは励磁電流の2乗に比例して変化する。(式(4.3)参照)

エンジン回転数を変化した場合のトルク特性は図4.3の曲線I, 曲線IIに示すように、平行移動をするだけで停動トルクは一定に保たれる。

以上、定常運転時のトルク特性につき述べたのであるが、微小振動が起った場合の乱調特性は、定常状態におけると同様な手法により求めることができる⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。実際に振動加速度に比例する同期化トルク、および振動速度に比例する制動トルクを求めて、その比例定数、すなわちバネ定数(Spring constant)および制動定数(Damping constant)を振動周波数の関数として図示してみると、図4.4(a), (b)に示すような結果が得られる。

5. 電磁継手の運転制御

図5.1は電磁継手制御回路を示したもので運転制御については起動時の励磁、運転中最大トルクを一定に保つための定電流励磁制御および過負荷失速時の保護回路などから成立っている。電磁継手の励磁電源としては直流回転励磁機を用いたM-G方式と整流器を用いた静止励磁方式が考えられるが、今回製作したものはいずれも可飽和リアクタとシリコン整流器を組合せた静止励磁方式を採用し定電流制御を行なって性能の向上を図ると共に保守点検の容易なものとした。

5.1 起動

電磁継手のトルク特性は図4.3に示すとおりでこの電磁継手の

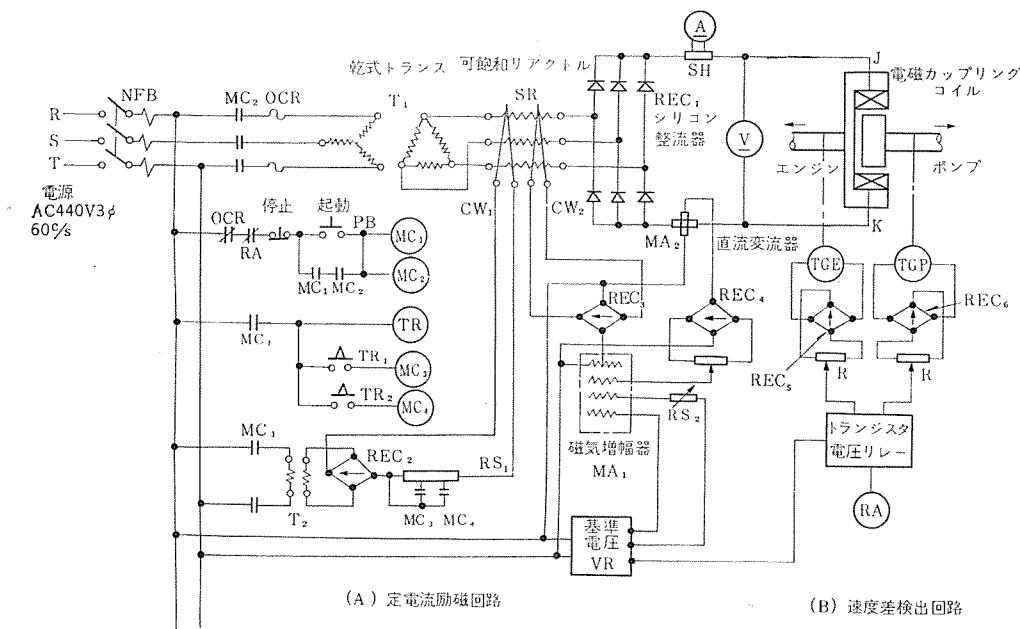


図 5.1 電磁継手制御回路

Fig. 5.1 Schematic diagram for control circuit of electromagnetic coupling.

トルクは起動時および運転時にポンプからの衝撃トルクからディーゼルエンジンを保護するために伝達最大トルクが110%という比較的低い値に設定されている。これに対してポンプのトルク特性は図4.3に示すとおりで電磁継手の伝達トルクがポンプの必要起動トルクに近い値であるため、ポンプの起動加速を円滑に行なうために次のような方法を採用している。

(1) ディーゼルエンジンを70%速度で回転したのち励磁を与えてポンプを起動することをたてまえとする。図4.3の曲線Cに相当する75%弱め励磁を与えて起動時にポンプからくる過渡トルクにより減速ギヤが損傷する事がないように起動時のトルクを抑え減速ギヤを保護している。

(2) 次に励磁を曲線Aの定格100%励磁に漸増し加速させさらに一定時間後曲線Bの140%強め励磁を与えて伝達トルクを増大しポンプの起動を行なう。エンジン回転数が70%以上の速度であるときにも140%程度の過励磁を与えることにより起動可能となる。

(3) 加速完了後定格励磁曲線Aに切換えて定常運転となり、エンジン速度を100%速度まで増速させて起動完了する。

電磁継手の励磁電流は可飽和リアクトルSRのコントロール巻線CW₁の直流励磁を設定抵抗RS₁によりリアクトル吸収電圧を変化させて75-100-140%の励磁電流を得ている。タイマーリレーには空気式タイマを使用しポンプが起動から全速に達する時間以上に設定している。

起動時にポンプ事故その他の原因で設定時間以内に加速が完了していないときには、スベリ速度検出用リレーRAが作動し継手の励磁はゼロとなりポンプは停止する。これはポンプの起動保護と共に起動不能のままで継手に励磁電流が与えられていると、スベリ損失によるカゴ形回転子が過熱焼損する事があるからこれらを防止するためである。また起動時強め励磁を行なって伝達最大トルクを大きくしているため、起動中にポンプに過負荷がかかるようと思われるが、起動中は図4.3の曲線A, B, Cとも最大トルクの頂点より左側のスベリの大きいところで運転しているからポンプが過負荷になったとしてもポンプは加速不能となり回転速度は低下するだけで、加速中の伝達トルク以上にはかからないから安全であ

る。

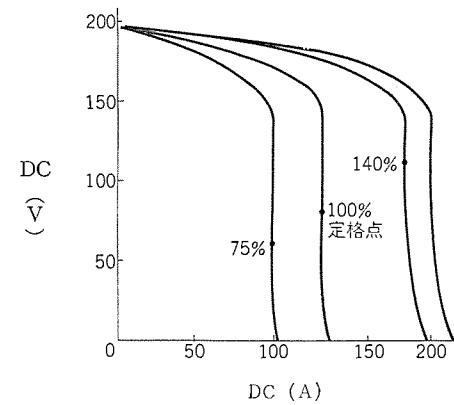
5.2 運転中の定トルク制御

運転中の電磁継手の最大伝達トルクは定格トルクの130~110%程度に選ばれるが、エンジン保護の目的からみればこの値は低くセッティングしておく方が望ましい。この値が大きすぎるとポンプ側に衝撃的な過大トルクがかかったときこれがエンジン側に伝達されエンジンの保護にならない。本機の場合には定格トルクの110%にセットされている。

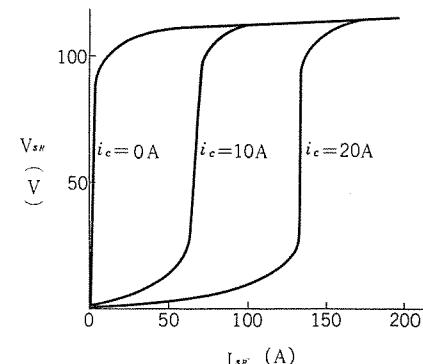
一般に電磁継手の励磁電流は運転時の温度変化によるコイル抵抗変化、電源電圧、電源周波数の変動など

により大幅に変化しこのため伝達トルクも変動する。(図4.3曲線A, B, C参照)最大トルクが定格トルクの110%と低くセットされているときには励磁電流の変動によりポンプ側のわずかな過負荷で失速停止することになる。このような電磁継手の最大トルクの変動をなくすためには励磁電流を常に一定に保つ必要がある。すなわち定トルク制御は定電流制御によって行なわれる。

運転時の電流設定は抵抗器RS₂により定電圧装置を介して磁



定電流特性曲線 (出力電圧一出力電流)



可飽和リアクトル B-H 曲線 (吸収電圧一通過電流)

図 5.2 出力特性曲線

Fig. 5.2 Out-put characteristics curves.

気増幅器 MA_1 を励磁し電源電圧変動による基準設定電流の変動を押えている。電磁継手励磁電流回路には直流変流器 MA_2 を設け励磁電流を検出し、基準値との差を磁気増幅器 MA_1 で増幅し可飽和リクトルのコントロール巻線 CW_2 の励磁を調整し、継手励磁電流の変動分を自動的に補正している。

可飽和リクトルを用いたときには鉄心の角形特性を利用することによりほぼ定電流特性が得られるが本機の場合にはさらに負荷電流を検出し変動量のみをコントロール巻線 CW_2 により補正したものである。図5.2は定電流特性を示したもので電磁継手運転時の温度変化によるコイル抵抗変化および電源電圧変動±3%、周波数変動±3.5%に対して定電流精度はセット電流の±2%以内に保たれている。負荷側で短絡事故などがあったとしても出力電流はほぼ一定に保たれるのでシリコン整流器は安全である。なお電磁継手起動時の減速ギヤ保護のため起動第1段には75%弱め励磁を採用しているから、可飽和リクトルは自己飽和とせずコントロール巻線 CW_1 の直流励磁を調整して突入電流を防止した。電磁継手の伝達最大トルク値を変えたいときには、設定抵抗 RS_1 によりコントロール巻線 CW_1 の励磁を変えて粗調整を行ない、設定抵抗 RS_2 によりコントロール巻線 CW_2 の励磁を変えて精調整でき、励磁電流は75~140%まで容易に変えることができる。

5.3 保護装置

ポンプ過負荷または衝撃的過大トルクが加わって電磁継手にあらかじめ設定された最大トルク以上になったときにはポンプは低速運転または停止する。このようにスペリが増大した状態での長時間運転は電磁継手を過熱焼損することになるから、ある値以上のスペリ運転状態が一定時間以上続いたときには継手の励磁を切りポンプを停止させている。

図5.1では電磁継手のエンジン側とポンプ側の速度をそれぞれ回転検出用発電機 TGE , TGP により検出しその電圧差(速度差)が規定値以上になるとトランジスタ電圧リレーが動作し一定時間後に主回路コンダクタ MC_2 が開路し励磁電流をシャットダウンするようになっている。

5.4 励磁器盤

図5.3は電磁継手励磁器盤の外観を示す。トランジスタ、リクトル、シリコン整流器、その他制御部品を組み込んでいる。3,000 kW電磁継手の場合で励磁器盤サイズは幅1,600 mm、高さ2,000 mm、奥行1,000 mmとなりコンパクトにまとまっている。回転励磁方式と比較しても据付床面積が縮小でき保守点検の容易さ、特性の向上と

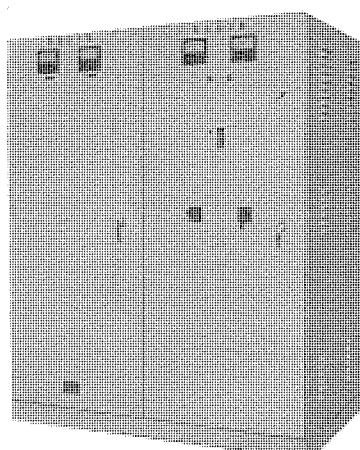


図5.3 (a) 電磁継手励磁器盤

Fig. 5.3 (a) Exciter panel for electromagnetic coupling.

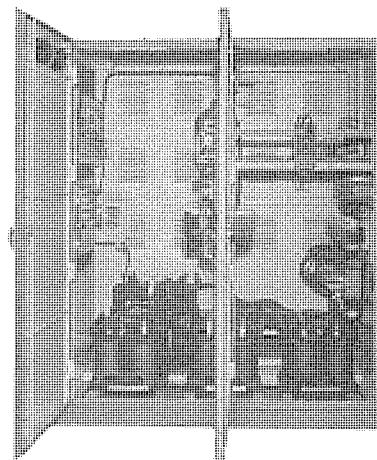


図5.3 (b) 電磁継手励磁器盤

Fig. 5.3 (b) Exciter panel for electromagnetic coupling.

あいまって船舶用としては静止励磁方式の方がすぐれているといえる。

6. 特長

ディーゼルポンプしゅんせつ船において、電磁継手を採用するおもな目的は、次のようなその機能に基づいている。また、同一目的に使用されるものとして流体継手がありこれと比較しながらその特長を述べてみたい。

6.1 ネジリ振動の防止

前述のように、スペリ電磁継手のバネ定数および制動定数は図4.4に示すとおりであって、制動定数は振動周波と共に減少するのに反して、バネ定数は振動周波と共に増大するので、あらゆる周波数の振動を有効に阻止し、すぐれた振動吸収特性を有している。

6.2 過負荷保護

停動トルクの大きさは励磁電流の調整により連続的に変化することができる。また、本機におけるように停動トルクを低くセットし、過負荷を極力小さく押えることができ、エンジンの過負荷停止をなくし、ポンプ寿命を延長できる。

6.3 積動率の向上

流体継手においては、引きずりトルクを有し原動機の速度がある速度以上となり発生トルクが負荷トルクと等しくなる点まで負荷は静止したままである。これに反して、スペリ電磁継手では励磁電流を与えれば、負荷はただちに起動を始める。また、励磁電流のシャットダウンにより簡単に、エンジン側を回転したまま、負荷を停止することができる。したがって、流体継手を使用した場合に比してエンジンの起動停止の回数および時間を減少することができ、総合稼働率を向上できる。

6.4 操作が容易

流体継手の場合にはトルク伝達のために流体(油)を使用するので流体の温度変化により特性が変動するおそれがある。これに反して、スペリ電磁継手では温度による特性変化は自動的に補償される。また、運転操作が簡単で、遠方操作が可能で押しボタン一つでポンプの起動停止を行なうことができる。

6.5 運転特性

スペリ電磁継手のスペリは1%程度であり、流体継手に比して小さく、また伝達効率も98%程度であって流体継手よりもすぐれている。またエンジン回転速度を減少した場合でも、スペリは増加

せず一定値に保たれるためポンプの可変速運転に好都合である。

6.6 保守点検が容易

スベリ電磁継手は構造簡単で、摩擦部分がないので堅ろうで、保守点検が容易である。流体継手のようにトルク伝達に油を使用しないので油もれのおそれがなく、周囲を清浄に保つことができる。

7. 試験結果

この電磁継手は当社における初めての大容量機であったため、詳細な試験を行ない、各項目とも満足すべき結果が得られた。

試験装置としては、駆動電動機に巻線形三相誘導電動機を使用し、負荷に直流発電機を使用した。

試験は JEC-114「同期機」に準じて行ない、そのおもな試験項目をあげると次のとおりである。

7.1 トルク測定

スベリ回転特性をできるだけ詳細に求めるため、次の3種類の試験を行ない、トルク値を確認した。すなわち、スベリが小さい範囲でのトルク値ならびに最大トルク値は上記試験装置で負荷運転を行ない、直流発電機の電気的出力を測定することにより、これを求めた。また、スベリが大きい範囲でのトルク値は、一方の回転体を拘束し、他方の回転体を回転させ、励磁を加えて減速した場合の減速特性を求ることにより、これを求めた。なお、このトルク値を確認するため、励磁を加えたまま、一方の回転体を拘束し、他の回転体を電動機で回転させ、その入力を測定し、トルクを求めるという試験を同時に実行した。

7.2 温度上昇試験

無負荷で定格励磁を加えた場合の温度上昇値と、定格運転時カゴ形回転子に発生する損失と等価な損失を発生させた場合の温度上昇値とを重畠して定格温度上昇値を推定した。

7.3 空ゲキ測定

非磁性ギャップゲージを使用して励磁の前後における空ゲキの変化を測定し異状のないことを確認した。

7.4 起動試験

電磁継手の起動状態をオシログラフで測定した。運転時の定電流制御特性については図5.2に示すとおり満足な結果が得られた。なお速度差検出リレーについてはスベリ10%差で確実に動作することを確認した。

8. 設計の際の検討事項

スベリ電磁継手の設計にあたってとくに問題となるのは軸のタ

ミと、軸のねじり振動である。

スベリ電磁継手は軸受けにオーバーハングされた構造であるうえに、外輪または内輪重量と共に、ギャップのアンバランスによってギャップの小さい方に吸引される不平衡磁気吸引力（Magnetic unbalance pull）が作用する。したがってこれらを考慮に入れてタミ量が許容値以下になるように、継手、エンジン、ポンプの軸寸法、軸受配置を決定すべきである。

また、全軸系のねじり固有振動数がエンジンの励振力と一致しないよう考慮する必要がある。

このため、当社では電磁継手の

- (1) 内輪および外輪の各重量
- (2) 内輪および外輪の各 GD^2 値
- (3) ギャップのアンバランスの許容値とこの場合の不平衡磁気吸引力
- (4) 各荷重の作用点
- (5) 継手の軸図面または軸径、軸長または等価軸長

をポンプおよびエンジンメーカーに連絡し、全軸系についての検討を行なったうえで、設計を進めることとしている。

9. むすび

以上、今回製作した 2,250 kW, 500 rpm 電磁継手および 3,000 kW, 330 rpm 電磁継手についてその構造ならびに制御装置、制御の方法、試験結果の概要を記した。また一般的な電磁継手の動作原理、特性、さらに流体継手と比較した場合の特長について説明を行なった。

最後に、設計製作にあたり絶えず指導援助をいただいた当所技術部田中技師、奥技師、境技師ならびに工作部森屋技師、遠藤技師、大木技師に対し、ここに深く謝意を表する次第である。

参考文献

- (1) G. Kron: The application of tensors to analysis of rotating electrical machinery, G. E. Review, 38, No. 4, 297 (1935)–41, No. 10 (1938)
- (2) P. H. Trickey: Performance calculations on electric couplings, A. I. E. E. Tech. Paper 52-65 (1951)
- (3) Concordia, Crary, Kron: Doubly fed machine, TAIEE, 61, 286. (1942)
- (4) G. Kron: Equivalent circuits for hunting of electrical machinery, TAIEE, 61, 290 (1942)
- (5) Lory, Kilgore, Baudry: Electric couplings, TAIEE, 59, 423, (1940)

しゅんせつ船用レクチフロードライブ

新良由幸*・元木知春*・長良高**

RECTIFLOW DRIVE for Pump Dredgers

Nagasaki Works

Yūkō SHINRYŌ・Tomoharu MOTOKI

Kōbe Works

Takashi NAGARA

The RECTIFLOW DRIVE is a relatively new speed control system, combining a wound rotor induction motor, a direct current motor and a semi-conductor rectifier. With simple composition, it is capable of controlling the speed with steadiness and over a wide range with no step, yet the operation derived being highly efficient. Mitsubishi has a considerable number of manufacturing experiences in these devices applied to cement kilns, fans and pumps, with successful results. Now another experience was added to the applications. A 1,500 kW main sand pump driven by this new system to be used on board of a dredger is one of the Company's achievements. A constant output characteristic is available throughout the speed range, thus dredging capacity being increased very much. Furthermore, to a 95 kW and a 110 kW swing winches were adapted the RECTIFLOW DRIVE to have speed control in connection with cutters and pumps.

1. まえがき

レクチフロードライブとは巻線形誘導電動機と直流電動機とを半導体整流器を介して電気的に結合した、比較的新しい速度制御を行なう方法に対する当社の商品名である。この方式は誘導電動機のスベリ電力を有効に回収する速度制御法であるため、全速度範囲にわたって高い効率が維持され、しかも直流電動機の界磁電流を制御するのみで安定した広範囲な無段変速ができることが大きな特長である。

われわれはすでにセメントキルン用、ファン用、ポンプ用などに相当数の製作経験をもっているが、その実績が高く評価され今回さらに若松築港株式会社殿に、ドレッジ砂ポンプ用 1,500 kW、スwing winch 用 110 kW および 95 kW 各 1 台を製作納入する機会を得た。

そこで本文にはそれらの概要を報告するとともにドレッジ用レクチフロードライブについて解説する。

2. レクチフロードライブ

レクチフロードライブの詳細については、すでに報告した^{(1), (2)}のでここにはその要点を記すのみにとどめる。

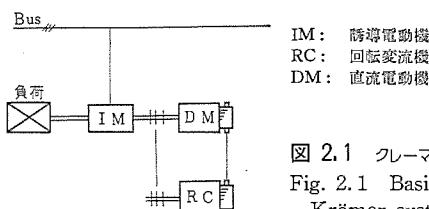


図 2.1 クレーマ方式
Fig. 2.1 Basic diagram of Krömer system.

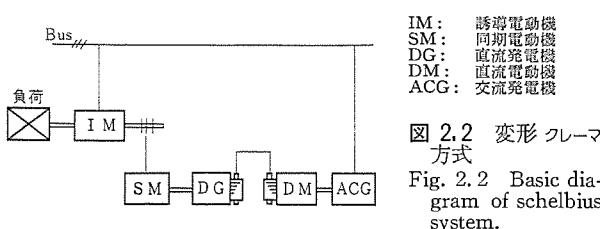


図 2.2 変形 クレーマ方式
Fig. 2.2 Basic diagram of modified rectiflow drive.

レクチフロードライブの原理は決して新しいものではなく、クレーマ方式やシェルビウス方式などを含むいわゆる誘導電動機の2次励磁法として知られている一連の方式とまったく同一である。古典的クレーマ方式は図 2.1 に示すように誘導電動機の回転子からの電気的出力を回転変流機によって直流電力に変換し、それを誘導電動機と直結された直流電動機に供給することにより、機械的動力としてエネルギーを回収するものである。この回転変流機を半導体整流器で置換えたものがレクチフロードライブである。

つぎに変形 クレーマ方式は図 2.2 に示すように誘導電動機の回転子からの電気的出力を同期電動機と直流発電機によって直流電力に変換し、それを交流発電機に直結された直流電動機に供給することにより、ふたたび電源に電力として返還するものであるが、この同期電動機と直流発電機の部分を半導体整流器で置換すれば同様変形 レクチフロードライブを得られる。以下簡単のためにレクチフロードライブを直結方式、変形 レクチフロードライブを変形方式と呼ぶこととする。

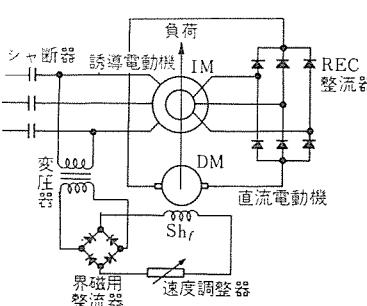


図 2.3 レクチフロードライブ原理図
Fig. 2.3 Basic diagram of rectiflow drive.

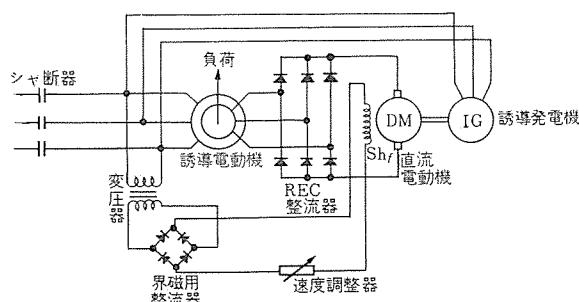


図 2.4 変形 レクチフロードライブ原理図
Fig. 2.4 Basic diagram of modified rectiflow drive.

に示すとおりである。

4.2 構造

誘導電動機、直流電動機ともにペデスタル形とし、両者はギヤカブリングにより直結してある。(図 4.1)，製作に当っては狭い船内での保守点検ができるだけ容易におこなえるようとくに意を用いた。また軸系は定出力運転に対し十分安全に耐えうるような設計とし、またポンプから受ける衝撃に対してとくに考慮をはらった。また直流電動機は使用中の最高電圧に対するセグメント電圧を十分安全な値に抑え、電流・電圧に含まれるリップルを考慮して整流にはとくに意を用いた。また系の最高速度をできるだけ高くするため、残留電圧を極力小さくする設計とした。

通風は室内の空気を吸込んでタクトにより室外に吐出す方式であるが、誘導電動機は自己通風、直流電動機は他力通風としてある。しかし冷却ファン系の故障時には、カバーを取はずすことによって簡単に実用上支障なく運転しうる設計とした。

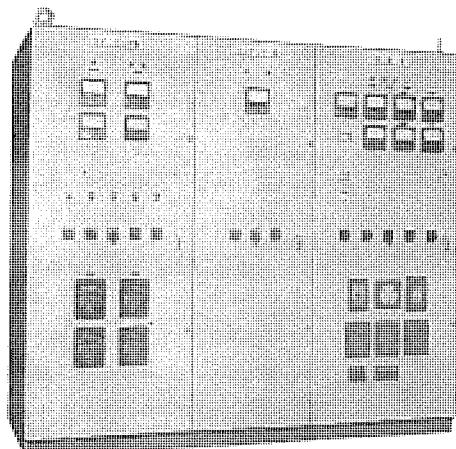
軸受はオイルリングによる自己給油方式であるが、運転中の船の傾斜を考慮した特殊な設計とした。

また停止中の防湿のためにスペースヒータを設置した。

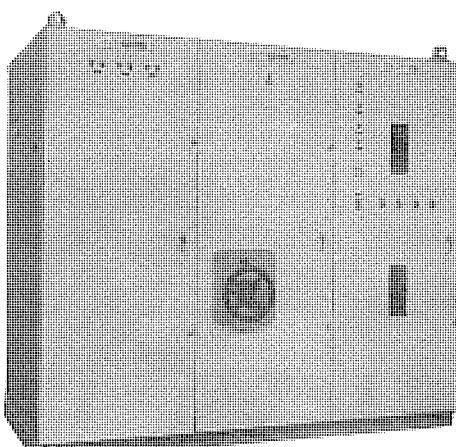
4.3 制御装置

直結式 レクチフロードライブにより 1/3 の速度制御を行ない全速度範囲にわたって一定出力特性としている。制御装置は下記のものから構成されている。

(1) 電動機盤



(a) 右から受電盤、コンデンサ盤、主ポンプ一次盤



(b) 右から主ポンプ、二次盤、カッタ盤

図 4.2 配電盤

Fig. 4.2 Switchboard.

(2) シリコン整流器盤

(3) 起動用液体抵抗器 WR-16

(1) 電動機盤：一次側の油シヤ断器、二次側の切換シヤ断器、直流電動機界磁調整用電動スライダックランスおよび界磁用整流器、そのほか制御に必要な計器、器具を収納している。(図 4.2)

(2) シリコン整流器盤：シリコン整流器構成は三菱シリコンダイオード SR-200F 三相全波整流強制風冷とし最大 610 kW の出力を得ている。過負荷耐量としては定格電流の 125% 2 時間、200% 1 分間 B 種定格を採用した。過電流に対する保護としては FL 形速応性ヒューズと DB 形過電流リレーを組合せてシリコンを保護している。図 4.3 はヒューズ、DB過電流リレー、シリコン整流器の熱特性との協調特性を示したものである。

耐電圧については誘導電動機を通してシリコン整流器にかかるサージに耐える必要があるが、起動時の数サイクルは誘導電動機の二次側最大電圧がシリコンに印加されることになるので、起動時は 2 次抵抗起動とシリコン整流器回路を誘導電動機回路から切離している。速度制御範囲まで加速されたのち、シリコン整流器回路を接続し、2 次抵抗回路を開路してレクチフロードライブに切換えている。速度制御範囲が本機のように狭いときには、起動時整流器回路を切離すことにより、シリコンの直列枚数を減らすことができ経済的である。サージ吸収装置としてバリスタおよび R-C サージアブソーバを設けている。事故時にはシリコン入力側に設けた 3 c/s シヤ断器でシリコン回路を切離し、同時に誘導電動機一次側の油シヤ断器をトリップさせている。

故障表示としては強制風冷断風表示 (63 B)、シリコン素子の温度上昇 (26 H)、FL ヒューズトリップ (FUA) などを設けアラームす

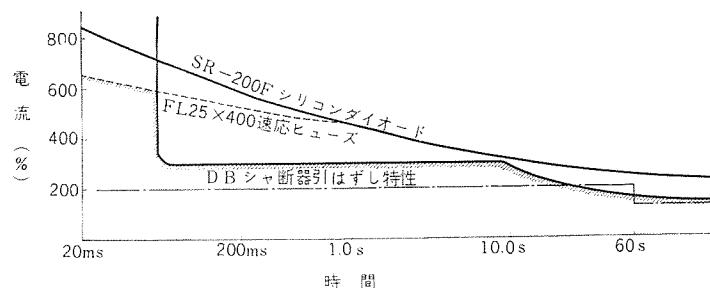


図 4.3 シリコン整流器過負荷耐量一保護特性曲線

Fig. 4.3 Overload protection curves for silicon rectifier.

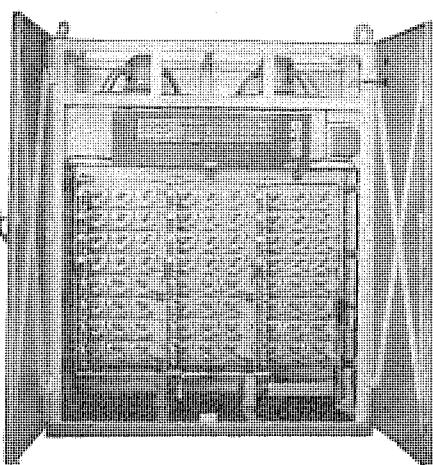


図 4.4 1,500 kW レクチフロードライブ用シリコン整流器盤 (強制風冷)

Fig. 4.4 Silicon rectifier panel for 1,500 kW rectiflow drive (Fan cooled).

るようしている。図 4.4 はシリコン盤の外観を示す。

(3) 起動抵抗器：液体抵抗器を使用しポンプ起動トルクをほぼ 100% とし円滑に起動ができるようしている。なお液体抵抗器には冷却管が 2 本設けてあり、内部冷却管を用いればレクチフロードライブによらず、2 次抵抗制御によっても 10% の速度制御が行なえるよう予備手段を考慮してある。液体抵抗器は、船体の振動、ピッキング、ローリングに対しても十分耐えられる構造となっている。

4.4 運転制御

(1) 起動：ポンプ起動時には前述のようにレクチフロードライブ回路を切離し液体抵抗器を用いた2次抵抗起動によった。速度制御範囲の最低速度まで起動が要求されると、速度検出用トランジスタリレーが作動し、直流機界磁が規定値であること、直流機誘起電圧が誘導電動機二次側から供給される電圧よりわずかに高い値であ

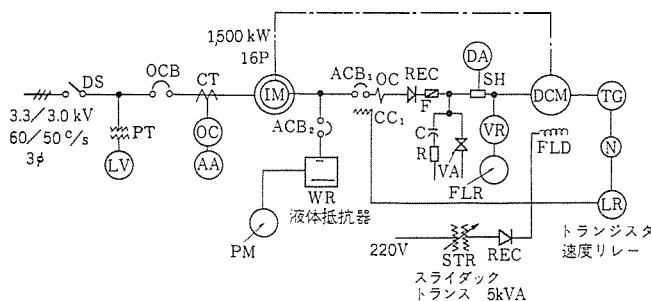


図 4.5 1,500 kW 主ポンプレクチフロードライブ回路構成

Fig. 4.5 Basic wiring diagram of 1,500 kW rectiflow drive (dredger pump).

ることを確認して、シリコン整流器回路を閉じ2次抵抗起動からレクチフロードライブに切換えている。これはスベリ $S=1$ における誘導電動機の高い二次電圧がシリコン整流器に印加されないこと、また直流機にかかるセグメント電圧も低くなるので経済的な設計ができる利点がある。ただしレクチフロードライブで定出力制御を行なっているときには、負荷条件によっては、2次抵抗起動では過負荷となり誘導電動機一次側に設けた電流リレーによる限流起動では問題があるから、起動時間の選定に注意を要する。なおこのポンプにはポンプ吐出側にストップバルブが設けてあるから起動、停止などでウォーターハンマ現象による危険を防止できるが、バルブのない場合には、起動時に急激な增速を行なっては危険であるから起動時間の選定を考慮しなければいけない。

(2) 運転：速度調整範囲は 50 c/s で運転時には 270~340 rpm, 60 c/s で運転時には 300~350 rpm となっている。主ポンプ回転数は、50 c/s, 60 c/s 運転時とも最高速度をほぼ同一程度にできるよう誘導電動機の極数を 16 極に選び、60 c/s 運転時には若干しぼった使い方をしている。

速度制御は電動式スライダックトランスで電圧制御し整流器を介して直流電動機の界磁を加減し無段階に効率よく制御できるようになっている。速度範囲のセットはトランスのタップを変えるだけで、簡単に 50 c/s, 60 c/s にセットできるようにしている。

またスライダックトランス方式では界磁電圧を完全にゼロにすることができるので最高速度が得られやすく、直流励磁機を用いる方式に比べ運転、保守の容易なものが得られる。なおレクチフロードライブで最小スベリ値を低くする目的で直流機に逆励磁を与える方法があるが、直流電機子回路の循環電流によりシリコン整流器に悪影響を与えるので、直流機自体に残留電圧が低くなる方法を講

ずるとともに、差動直巻界磁を設けるほうが速度変動も少なくて良好な結果が得られる。

運転はすべて押しボタン操作とし電動機盤と操縦室の 2 個所から行なえるようになっている。図 4.5 に電気回路接続図を示す。

4.5 主ポンプ試験結果

ドレッジャーポンプには標準インペラのほかにとくに遠距離排送用として径の大きいインペラの 2 種類をもっており排送距離に応じて選択し効率よくしゅんせつ作業を行なうことができる。

50 c/s 電源で標準インペラ取付時の実負荷試験の結果は、図 4.6 に示すとおりで、1,500 kW, 340 rpm, 定格点におけるレクチフロードライブの効率は 92.5 %, 260 rpm 最低速度において 89.5 % で良好な結果が得られた。

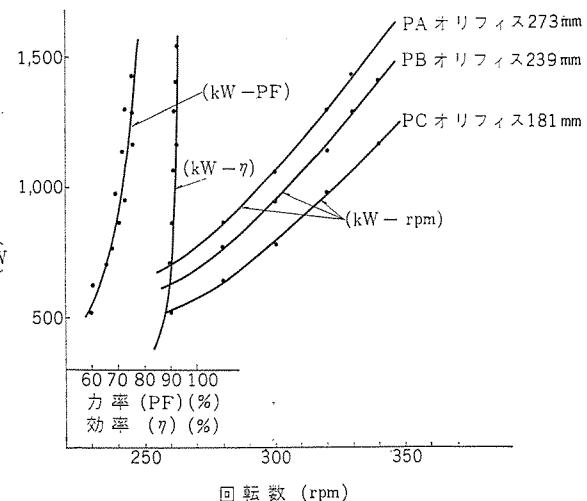


図 4.6 1,500 kW 主ポンプレクチフロードライブ 実負荷特性曲線

Fig. 4.6 Characteristic curves of 1,500 kW main pump (Rectiflow Drive).

5. スウィングウインチ

5.1 仕様

スウィングウインチ 電動機は直結式レクチフロードライブにより 50% の速度制御を行ない、負荷変動に対してほぼ定速とし速度変動率の少ないものとし、さらに磁気増幅器を用いて自動定出力制御を行なうとともに、カッター電動機出力、主ポンプ吸入圧とバランスした自動運転を行なうことができるようしている。このウインチはまたスパッドウインチ、アンカーウィンドラスなどと共用されるので、可逆制御可能となっており、50% 速度制御を行なうとともにギヤ

表 5.1 95 kW, 110 kW スウィングウインチレクチフロードライブ 仕様

定格出力	110 kW		95 kW
速度制御範囲	650~325 rpm		(A) 540~270 rpm (50 c/s) (B) 650~325 rpm (60 c/s)
定出力制御			定出力制御
三相誘導電動機 出力電圧 サイクル 極数	110 kW 440 V 60 c/s	10 P	95 kW (A) 400 V 50 c/s (B) 440 V 60 c/s 10 P
直流電動機 出力電圧 出力電流	405 V 195 A		(A) 319 V (B) 350 V 209 A 189 A
シリコン整流器 出力	79 kW		(A) 67 kW (B) 67 kW
制御方式		可逆制御 自動定出力制御 磁気増幅器による界磁制御	

切換えにより高速、低速2段に切換えることができ広範囲に速度制御を行なうことができる。表5.1に仕様を示す。

5.2 構成

誘導電動機、直流電動機ともブラケット形とし共通台床で直結した。(図5.1)

通風は主ポンプと同様、誘導電動機は自己通風、直流電動機は他力通風としたが、冷却ファン事故時の対策は主ポンプの場合と同様に考慮されている。

軸受はいずれもボールベアリングとし、保守の簡易化をはかった。

制御装置は電動機盤と起動抵抗器からなっており、シリコン整流器は電動機盤に組入れた。(図5.2)

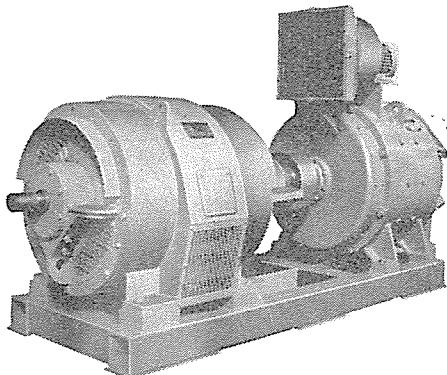
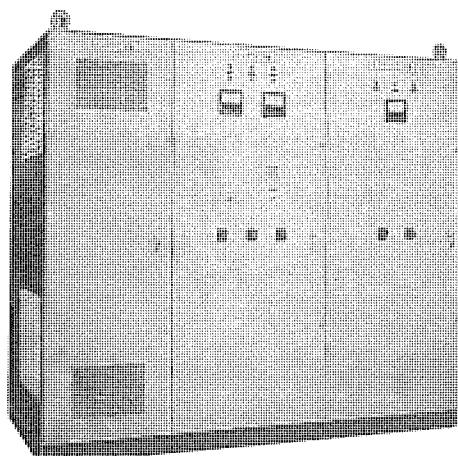


図5.1 110 kW スwingウインチ レクチフロードライブ
Fig. 5.1 110 kW Rectiflow Drive for swing winch.



(a) 外観

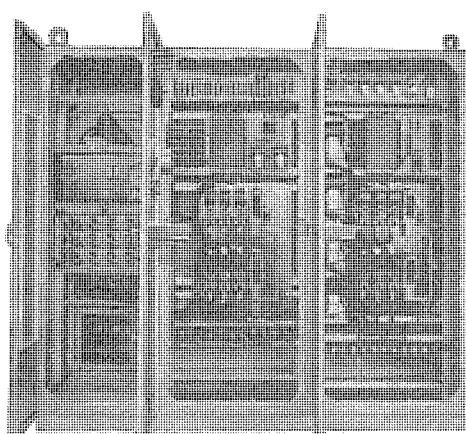


図5.2 配電盤 右から ラムウインチ盤、
スwingウインチ盤

Fig. 5.2 Switchboard.

操作は電動機盤と操縦室の2個所から発停可能となっており、速度制御は操縦室で行なっている。

5.3 運転制御

スwingウインチは船体のスwingのほかに、スパッド上下ウインチ、ウインドロスと兼用されるので、このレクチフロードライブには直流電動機の界磁調整により速度制御を行なうとともに、誘導電動機の一次側を逆相に接続し、同時に直流電動機界磁も逆接続とし可逆運転可能とした。またウインチ急逆転操作時にも安全に電気ブレーキがかかり、完全に停止したあと逆転に移行するようにした。

起動：逆転制御を行なっているため、起動は2次抵抗起動とし50%速度点まで加速されてから、レクチフロードライブに切換えている。速度はトランジスタリレーにより検出している。

このことは主ポンプの項で述べたように、直流機、シリコン整流器を起動時の高い誘起電圧から保護するとともに、逆転時に整流器を保護できる利点がある。切換えは起動抵抗器の中性点コンタクターMCS1を開路することにより、抵抗起動からレクチフロードライブに切換えている。なお起動時には磁気増幅器は最大出力となるようインターロックしている。

運転：速度制御は可変抵抗器により磁気増幅器MAの制御巻線の励磁を変えて直流機の界磁を調整し、無段階に制御できる。

運転中にスwingウインチが過負荷となったときには直流機電機子回路に設けた電流制限回路が動作し、定格電流をこえないよう自動的に速度を減じ、定出力領域で能率よく運転できるようにしている。最低速度においてもさらに負荷トルクが増大するときには過負荷リレーが作動し停止させる。

カッタ電動機が過負荷となったときには、自動的にスwing速度を減じ、カッタの過負荷解消とともに再び指令された速度に戻るようしている。カッタ電動機は8/12/16極3段階変換となっているが、高速：中速：低速いずれで運転しているときにもカッタ電動機が90%以上の過負荷なれば、スwingウインチの減速を開始し、125%過負荷で最低速50%速度まで減速されるようにしている。

また主ポンプの吸入圧の変化によっても、スwing速度を増減できるように計画している。

このほか苛酷な操作にも十分耐えられるよう、また性能の良い

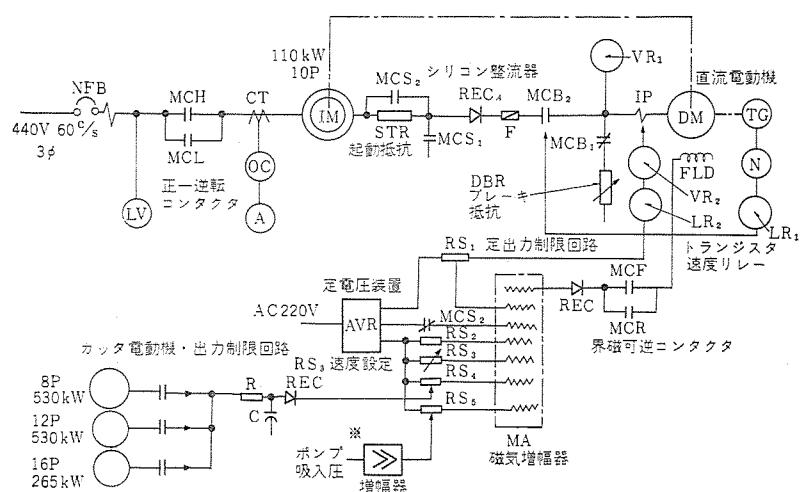


図5.3 110 kW スwingウインチ レクチフロードライブ 回路構成

Fig. 5.3 Basic wiring diagram of 110 kW Rectiflow Drive (Swing winch).

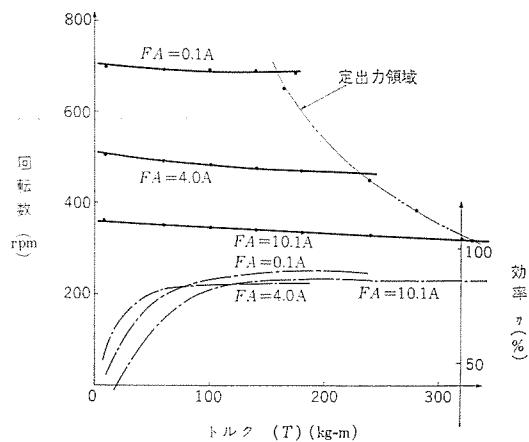


図 5.4 110 kW スwingウインチ 制御特性
Fig. 5.4 Controlling characteristics of 110 kW swing winch (Rectiflow Drive).

運転ができるようになっており、急減速操作時には直流機界磁が強められ、誘導電動機二次電圧に比べて直流電動機の電機子電圧が上昇するが、この条件で直流機に ダイナミックブレーキ 抵抗をそう入し電気ブレーキにより速やかに減速を行ない、速度調整器のセット位置まで減速されると ブレーキ 回路は開く。

急逆転運転：スwingウインチ の可逆運転は、普通には クラッチ 切換えとし逆転運転は行なわないが、この ウインチ は逆転運転が可能で、急逆転操作時には電気ブレーキにより減速し直流機誘起電圧が減少し電動機停止後に一次側を切換えて逆転できるようになっている。

巻下げ運転：スwingウインチ は、スパッド 上下 ウインチ としても使用される。普通は巻下げ運転時には クラッチ を開放して自然落下させているが、直流電動機の ダイナミックブレーキ と誘導電動機を利

用して制動巻下げ運転も可能で同期速度以上では 2 次抵抗を短絡し過速防止を行なっている。

5.4 試験結果

本機は レクチフロードライブ 方式の利点を最大限に用いて、しゅんせつ作業の自動化の一端をになうとともに、種々な苛酷な操作にも耐えるようになっているが、負荷試験の結果は満足な結果が得られている。磁気増幅器の最小出力電流は 0.1 A 以下となり全負荷運転時の トップスピード は スペリ 5% 程度であった。(図 5.4)

スwing速度と カット、ポンプ との関係は排泥管内の含泥率とも関係があるので今後の実績、データにより確かめ、しゅんせつ作業のよりよい自動化をはかってゆきたいと考えている。

6. むすび

1,500 kW しゅんせつ船用 レクチフロードライブ 装置について説明したが本機は工場試験および船内据付け後の実負荷 テスト も終り現在好調に運転している。商用周波数の電源設備を準備するだけで設置、運転、保守も容易であり、主 ポンプ 速度制御に伴う誘導電動機の大きな スペリ 電力を回収でき定出力特性と相まってしゅんせつ能力の増力をはかることができる。スwingウインチ についても レクチフロードライブ を採用することによりすぐれた速度制御をうることができる。

終りに、しゅんせつ船に レクチフロードライブ 実現の機会を与えられ、種々ご配慮をいただいた、若松築港株式会社、渡辺製鋼所の関係者の方々ならびに当神戸製作所、伊丹製作所、長崎製作所の関係者各位に深く感謝する。

参考文献

- 武田、新良、九里： レクチフロードライブ 「三菱電機」 31, 44 (昭 36-11)
- 新良： 昭 36、電気四学会連合大会 589

最近における社外講演一覧

37-4-1	応用物理学会	含浸形陰極の 2 次電子放出	秦 卓也・佐藤義一 甲斐潤二郎	研究所
37-4-1	応用物理学会	NMR 回路の トランジスタ化	下地 貞夫	研究所
37-4-2	応用物理学会	固体用二重収束質量分析器 (II)	尾形善弘	研究所
37-4-2	応用物理学会	Diffusion pump の Backdiffusion に関する研究	花坂孝雄	研究所
37-4-2	日本化学会	ポリイミドの合成に関する研究	不可三晃	研究所
37-4-2	電気学会	樹脂炭化物の電気伝導について	植松滋幸	研究所
37-4-2	応用物理学会	超高真空質量分析計 (III)	後藤正之・甲斐潤二郎	研究所
37-4-2	応用物理学会	固体試料用質量分析器 (I)	後藤正之・尾形善弘 甲斐潤二郎	研究所
37-4-3	電気学会	Re-BaO ディスペンサー カソード	秦 卓也・小坂橋正康	研究所
37-4-3	電気学会	波高値形磁気変調器の一方式	山崎英藏	研究所
37-4-3	電気学会	磁気増幅器形減磁装置	今出昭彦	研究所
37-4-3	電気学会	ダブル自己帰還形と電流平衡形を交流結合した微小直流磁気増幅器	赤松昌彦	研究所
37-4-3	機械学会	円板の大たわみに関する一近似解	村上昇・土方明躬 佐保和生	研究所
37-4-3	機械学会	回転円板の繰り返し回転停止の強度	蘿原智	研究所
37-4-3	電気四学会	中性子回析装置用 プログラムコントロール 装置	吉江高明・弘中一光	研究所

配電線用柱上電圧調整器(ステップレグ)

清田 浩*

Pole-Mounting Voltage Regulators for Distribution Lines

Itami Works Hiroshi KIYOTA

The latest power demand calls for increasingly good quality power as well as a supply capacity. This makes the maintenance of constant voltage and capacity an essential condition of distribution lines. To answer this purpose, economically, voltage regulators to be mounted on a pole of distribution lines with simple handling have been developed and named STEPREG; the features are follows.

1. The weight minimized to permit easy mounting on a single pole brings about saving of installation cost.
2. A small step width makes possible the fine voltage adjustment.
3. On load tap changer and control equipment are built with high dependability and simple maintenance.
4. Setting voltage, sensibility delay time and a line drop compensation of the control circuit can be set at will to enable the device to operate under the optimum condition.
5. Heavy load operation is feasible with no shortening of the life.

In developing them, endurance was aimed at above all other items. About 300,000 operations were made under a full load conditions to assure both electrical and mechanical life.

1. まえがき

最近の電力需要は、電力量において著しい増加を示しているが電圧変動の少ない良質な電力を必要とする負荷が普及されつつあることも見逃せない。負荷の増加に伴って配電線の電圧変動が大きな問題となりつつあり、とくに需要の集中する都市中心部においてこの問題が著しく、なんらかの対策が急務とされている。

ここに紹介する柱上用単相負荷時電圧調整器（以下商品名ステップレグと称す）は、6 kV および 3 kV 配電線の途中に設けて配電線の電圧を自動的に常に一定に保持し、電力のサービスレベルの向上を目的とする装置である。配電線の電圧変動許容範囲を小さくすることは負荷の面でははなはだ好ましいことであるが、設備面からおのずから経済性に限度がある。ステップレグの製作にあたっても設備費、保修費を可能な限り軽減し、経済性をそこなうことなく、信頼度の高い良質電力を供給する使命を果すことに心がけた。以下にその構造と性能の大要を説明する。

2. ステップレグの概要

ステップレグは、いわゆるオートトランス式の柱上用単相負荷時電圧調整器である。この設計製作にあたってとくに考慮した諸点は次のとおりである。

(1) 重量を軽減し配電線の単柱に装置できるようにした。従来の負荷時電圧調整器はすべて地上据付形であったため、機器はもちろん用地、引込線工事などの点で膨大な設備費用を必要とした。そこでわざわざ小形化することによって既設の単柱に簡単に取付けて運転できるものとした。

(2) ステップレグの流し得る線路容量はできる限り大きくした。かつ短時間の過負荷にも耐え得るように考慮をはらった。

(3) 単柱上に据え付けられるためたびたびの保守はできないから、巻線はもとより、負荷時タップ切換器、制御装置にはできるだけ高い信頼性をもたせた。かつ負荷時タップ切換器に対して実際使用状態に近い責務で負荷開閉寿命試験を実施して耐久性能

を検証した。

2.1 回路および結線

ステップレグを単柱に取付けることを考えれば、三相器が経済的であるが、重量上困難であるため、単相器にせざるを得ない。そこで単相器を組合せて三相回路に使用する場合、V 結線または辺延△結線、Y 結線として 2 台または 3 台を 1 パンクとして使用する。今与えられた三相通過容量を P_kVA 、電圧調整範囲を $\pm n\%$ とし、単相ステップレグに必要な自己容量を検討比較してみると次のとおりである。

	1 台の自己容量	三相分の自己容量
V 結線の場合	$P_n/\sqrt{3} kVA$	$2/\sqrt{3} P_n kVA$
辺延△結線の場合	$P_n/\sqrt{3} kVA$	$\sqrt{3} P_n kVA$
Y 結線の場合	$P_n/3 kVA$	$P_n kVA$

三者を比較した場合、自己容量の上では Y 結線が最も有利であるが、3 台入用のことの非経済性を考えると V 結線（単相器 2 台）が最も経済的である。かつ V 結線用に製作しておれば単相配電線にもあるいは辺延△結線にもそのまま適用できる利点がある。

2.2 巻線の接続

ステップレグの巻線にはオートトランス式の接続を用いることが最適であるが、これを図 2.1 (a) のように正接続とした場合には、受電側の電圧が変動するときには巻線の鉄心中の磁束数がこれに応じて変化する。ステップレグは電圧調整用制御巻線（電圧検出用巻線および負荷時タップ切換器駆動用電源巻線）もすべて自蔽させる必要があるが、磁束が変化するのでは制御巻線を主巻線と同一鉄心上に巻くことが不可能となる。それゆえ受電電圧が変動してもタップ切換により巻線の磁束が変化しない図 2.1 (b) のような逆接続方式をとり、上記制御用巻線も同一鉄心に巻線した。逆接続の場合にはタップ巻線は結線の都合から最低電圧を受けているときでも、必要な出力を十分に取り出すよう巻線自体の断面積を大きくしなければならないから、それだけ自己容量を増す不利があるが、制御巻線が主鉄心に巻き込む利点はこれを補なって余りある。

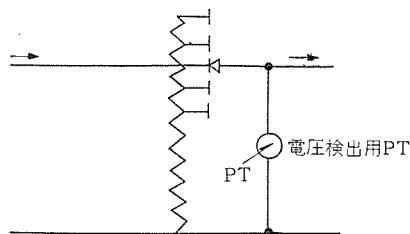


図 2.1 (a) 正接続
Fig. 2.1 (a) Positive connection.

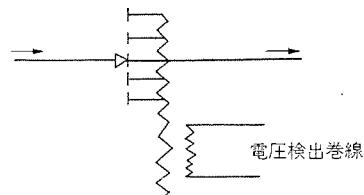


図 2.1 (b) 逆接続
Fig. 2.1 (b) Reverse connection.

タップ巻線には与えられたタップ点数と同数のタップを引出す方法があるが、その場合タップ巻線の容量は全調整範囲分だけ必要となって不経済である。よって全調整範囲の1/2分だけの容量のタップ巻線を設けて、このタップ巻線を共通巻線に正負両極性に切換えて接続できるようにすれば、タップ巻線の容量は前者の1/2だけで良いこととなる。ステップレグにもこの転極方式を採用して自己容量の低減を図った。

2.3 電圧調整範囲と容量

ステップレグの通過容量は単相6kV配電線において1,000kVAを目標とし、電圧調整範囲を±5%とした場合、 $P_n=50\text{ kVA}$ となる。このていどの自己容量であれば単柱への取付はきわめて容易な構造寸法とすることができる。これを2台V結線に用いれば線路容量は、1,732kVAとなる。さらにこのステップレグの特長は調整範囲を縮小することによって通過容量を増加させ得るようになっている。すなわち需要増加によって容量不足になったとき大容量のものと交換するかわりに、自己出力を押えてステップレグ内の損失を少なくし通過容量の増大をはかることができる。今回製作したステップレグの定格自己容量は50kVAであるが、調整範囲を縮小すれば巻線の寿命低下を来さないで三相6kVの配電線において通過容量2,000kVA(115.5%)の過負荷に耐え得るようとした。

6kVおよび3kVの兼用を考えて共通巻線は直並列切換としたが、タップ巻線をも直並列切換することは構造上非常に困難となるため、6,600V±330Vの調整幅はそのままとした。この時には3,300Vに対して±10%の調整範囲を有することとなるが過容量は6kV回路の場合の1/2に低下することはやむを得ない。

与えられた調整範囲に対しタップ点数(すなわち1タップの調整幅)は制御装置の感度と協調を考えた上で、できる限り微細であることが望ましい。しかしタップ点数を増すことはタップ巻線および負荷時タップ切換器の構造を複雑化する不利があるため、負荷時タップ切換器を並列区分リクトル式とし、リクトルによる2タップ間橋絡状態においても連続使用できるようにして、これを定位として使用しタップ巻線、タップ切換器が複雑化するのを解決した。

2.4 仕様

以上の検討結果を総合し、今回製作したステップレグの概略仕様は次のとおりである。

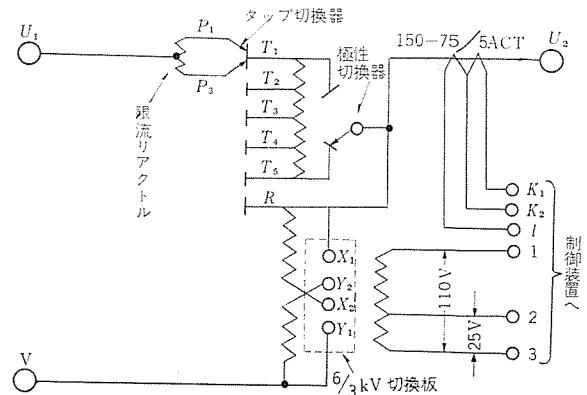


図 2.2 ステップレグの主回路接続
Fig. 2.2 Main circuit connection of STEPREG.

形式	柱上用油入自冷式	逆接続単巻変圧器
自格容量	50 kVA	
定格電圧 一次	6,600 V ±330 V	3,300 V ±330 V
	6,600 V	3,300 V
タップ点数	±8点 および ±4点(可調整)	
1ステップ電圧	41.25 V	
線路容量	単相回路のとき	
	1,000 kVA (6,600 V回路)	
	500 kVA (3,300 V回路)	
2台V結線のとき		
	1,732 kVA (6,600 V回路)	連続
	866 kVA (3,300 V回路)	
	2,000 kVA (6,600 V回路)	短時間
	1,000 kVA (3,300 V回路)	過負荷
負荷時タップ切換器		
制御装置	並列区分リクトル式 転極形	
電圧減度	1~3% (可調整)	
基準電圧	90~100% (可調整)	
時限	30~120 sec (可調整)	
線路電圧降下補償器	抵抗分 リクトンス分とも	
	0~20% (可調整)	

3.構造

ステップレグは、本体タンク内に収められた調整変圧器、限流リクトル、変流器および負荷時タップ切換器と、タンク外部に取り付けられた制御装置とからなり、これを電柱に容易に装置できる構造としてある。図3.1は外観を、図3.2は外形寸法図を、図3.3は内部構造、図3.4は負荷時タップ切換器を示す。

3.1 調整変圧器

調整変圧器の構造は、当社の配電用柱上変圧器の中身構造とほぼ同様のもので、内鉄形三脚構造を採用した。鉄心には、当社配電用変圧器に標準的に採用されて優れた特性を発揮しているMコアを使用した。Mコアは方向性ケイ素鋼帯を用いた巻鉄心の一種形式で、図3.5に示すように接合部が重ね接合となつておらず、次に述べるような特長をもつていて。

(1) 重ね接合を使用しているので、接合部の磁気抵抗が低く、また均一した製品が得られる。したがって鉄損、励磁電流が少な

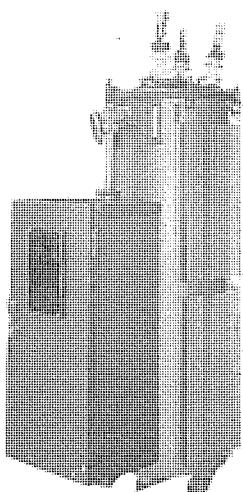


図 3.1 ステップレグ 外観
Fig. 3.1 Exterior view of STEPREG.

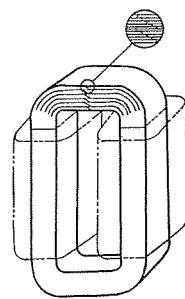


図 3.5 M コア の構造
Fig. 3.5 Construction of M-core.

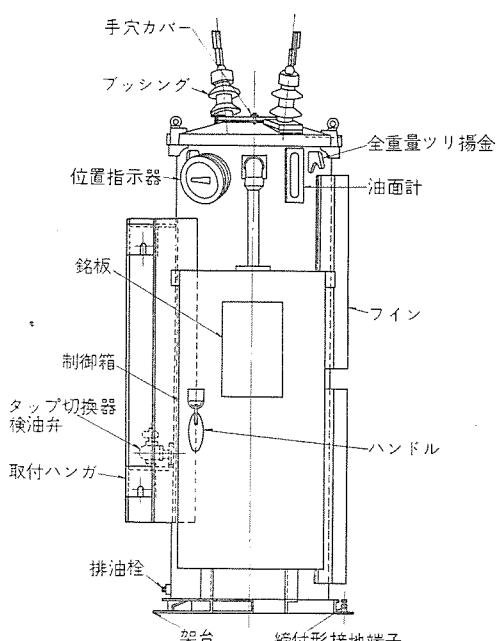


図 3.2 ステップレグ 外形図
Fig. 3.2 Outline of STEPREG.

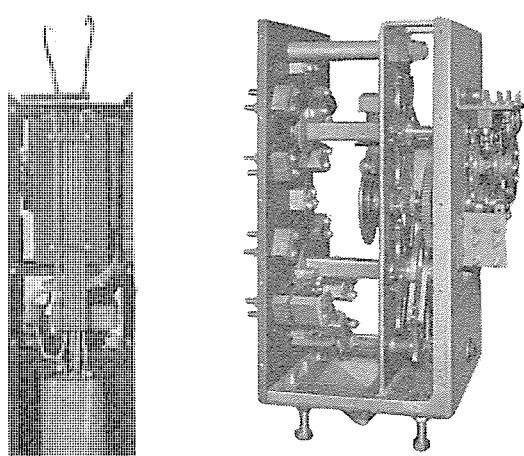


図 3.3 内部構造
Fig. 3.3 Interior construction.

図 3.4 負荷時 タップ 切換器
Fig. 3.4 On-load-tap changer.

く、バラツキ の少ない製品を作ることができる。

(2) 焼鈍後の工程が少なくまたヒズミ の生ずる可能性が少ないので、方向性 ケイ 素鋼帶のすぐれた特性を十分に活用することができる。

(3) 接着剤を使用していないので、接着剤の劣化にもとづく磁気特性の変化、騒音の増加などの経年変化の懼れがない。

(4) 分解、修理が簡単で特殊工具や装置などを必要としない。また修理後の特性復元が容易である。

巻線はこの級の定格のものでは経済的な方形 コイル を採用し、巻線の配置は内側に制御用巻線、その上に共通巻線、最上層にタップ巻線を施してあるため、各巻線間の結合が理想的である。またタップ巻線は四層巻で、一層 1 タップ の構造とし、各巻線はどのタップ位置にあっても、アンペアーツの分布が対称となるようにし、さらに巻線全体をワニス 处理するなどの考慮して短絡時においても熱的、機械的に十分の強度をもつようにした。

3.2 限流リアクトル

調整変圧器の上には限流 リアクトル が取り付けられている。この リアクトル は タップ 選択器が同じ固定接点の上にある時は並列回路の電流 バランサ として働き、二つの相隣る固定接点の上にあって、橋路状態にあるときは橋路電流を安全な値に制限する役を受けもっており、巻線は橋路状態で使用中でも連続使用に耐えるよう十分の電流容量をもつようにした。

リアクトル に用いる鉄心は リアクタス をできる限り一定にするための空隙が必要であるから C コア 形の巻鉄心を用い、接合部に空隙が設けられている。

3.3 変流器

限流 リアクトル の横に線路電圧降下補償器 (LDC) 用変流器が取り付けられている。この変流器は、LDC へ負荷電流と等しい比率の電流を供給するためのもので、150—75/5 A 二次切換えの巻線形であり、その一次は出力側 リード にそう入されている。

このように変流器を二重比とした理由は、50% 負荷以下で運転するときでも 20% までの線路電圧降下があるばあいを予想し、その時にも簡単に切換えて使用できるように考慮したためである。

3.4 タップ切換器

タンク 内上部に タップ 切換器が取りつけられており、その構造は前記したとおり並列区分 リアクトル 式間けつ駆動極性切換形で、接点部分が二組の グループ に分けられ、各 グループ は 180 度の位相差をもって交互に切換え動作を行なう。

各 グループ の固定接点は フェノール 樹脂積層板上に 2 個の円周上に配置され、その円周の中心にある可動軸に取り付けた可動接点が順次接触して所定の タップ を選択する。

極性切換器は タップ 選択器の可動接点が調整電圧 0 の時点をすぎると確実に運動するよう機械的に結合させた。

タップ 選択器、極性切換器の接点は常時通電するから、接触機構

は可動接触子が固定接触子をはさむようにして接触部の導電度と耐摩耗性をきわめて高くした。さらにタップ選択器の接点は切り換えるのたびに電流を開閉して、アーカーを発生するから、発弧部分にはタンクスチール系焼結合金を用い、耐消耗性をきわめて高くした。可動接点はつねに一定の接触力を保つようバネ支持にし、固定接点に多少の高低差があつても首をふって十分な接触面積をもつようとした。

各グループの可動接点はゼネラル歯車方式を用いて間接的に、交互に1タップずつ駆動させた。この方式は接点の開閉動作が急速に行なわれるとともに、接触位置での保持が確実に行なわれる利点がある。可動接点の可動軸にはゼネラル機構との間にエポキシ樹脂系絶縁軸を用いて耐地絶縁を保たせた。

タップ切換器を駆動するには25Wの単相コンデンサ電動機を用い、とくにステップレグ用として設計して起動トルクを大きく、ひんぱんな起動、停止に耐えるようにした。電動機から平歯車減速機構を経てゼネラル機構のピニオン軸に伝達し、ピニオン軸は180度回転することに前記各グループの可動接点を1タップずつ切り換せる。このピニオン軸の端にはハート形カムの停止機構を設けて、ピニオン軸が180度回転することに停止させ、さらにピニオン軸が振動などで勝手に回らぬよう拘束する。この機構は停止が確実に行なわれて調整せんぜんを必要としないという利点がある。タップ選択器の切り換えによる汚損油が変圧器などの油と混流しないように、タップ選択器の主機構部を独立した室に収めた。そして切換開閉器の油の汚損度をチェックするため、室の底部からタンク外部の換油弁へ配管し容易に採油が行なえるようにした。

切換開閉器室外にはピニオン軸に連結されたパイロットスイッチ、リミットスイッチおよび外部へ出す位置指示器が取り付けられている。とくにリミットスイッチは定格負荷運転の場合の±8点用のものと、過負荷運転の±4点用のものと二組があり、制御盤にある切換スイッチにより選択できるようにした。

3.5 制御装置

ステップレグ本体の側面には制御装置箱が取り付けられており、制御装置から出された信号によって本体内の負荷時タップ切換器が切換動作を行なうようになっている。

制御装置には調整変圧器に巻き込まれた制御巻線から電圧が印加されており、この電圧が、電圧検出装置にあらかじめ設定された基準電圧と常に比較されて、その値が設定値を越え（または不足する）ときには、電圧検出装置は後続する一連の器具（限時继電器、電磁接触器、駆動用電動機）を働かせタップ切換を行なわせて所定の基準電圧以内に保つよう、常に調整するような構成となっている。

電圧検出装置は線路の電圧が変動するたびにこれに応じたひん

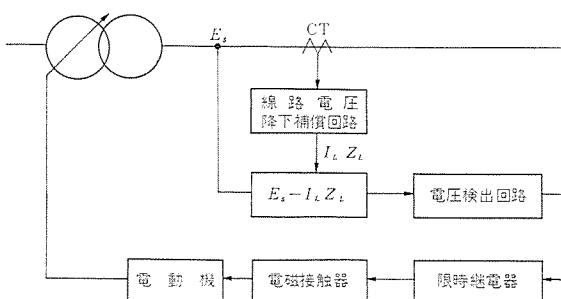


図3.6 制御装置の構成

Fig. 3.6 Composition of control equipment.

ばんの応動を要求されるから、信頼度、寿命を向上させるために、飽和変圧器および磁気増幅器を組合せた無接点方式とした。基準電圧は粗調整用タップ変圧器と微調整用加減抵抗器を組合せて可調整とし、出力電圧に換算して6,600V～5,940V(3,300V～2,970V)の範囲で任意に設定することができる。

電圧検出装置の感度（バンド幅電圧）は磁気増幅器に加えられているバイアス電流を加減して1～3%の範囲で任意に設定することができる。そこでステップレグ出力側電圧が、あらかじめ設定した基準値からバンド幅電圧の範囲を超過すると、磁気増幅器は信号を発して限時继電器を付勢するが、限時继電器は信号が一定時間継続した場合に初めて動作し、短時間の電圧変動では動作しないから、不必要的タップ切換を抑制し、線路に比較的長時間継続する電圧変動と協調するタップ切換が行なえる。限時继電器に接続された電磁接触器により、タップ切換器駆動用電動機はタップを上昇または下降方向へ切換動作させるが、電動機は一度回転を始めると途中で限時继電器が消勢されても制御用パイロットスイッチによって完全に1タップの切換動作を遂行するよう考慮してある。

前述のバンド幅電圧、および限時继電器の時限は、タップの上昇（昇圧）方向、下降（降圧）方向それ別個に調整できるから、動作特性として任意の基準電圧を中心と昇圧、降圧側単独に任意のバンド幅電圧と任意の時限を線路の電圧変動状況と負荷の状態に応じて組合わせることができるよう考慮した。最適の電圧調整が得られることがこの制御装置の大きな特長である。

電圧検出回路には、ステップレグ出力側に内蔵されたCTと組合せた、線路電圧降下補償器（LDC）がそう入されており、ステップレグから負荷中心点までの線路のインピーダンスによる電圧降下をあらかじめ補償させることができる。LDCの設定値は抵抗分、リアクタンス分ともそれぞれ0～20%まで可調整となっているが、2台のステップレグをV結線で三相線路に使用した場合には、出力電圧と出力電流には30度の位相差（1台は進相、他は遅相電流となる）があるからこれを補正する必要がある。すなわち線路の抵抗降下分をR、リアクタンス降下分をXとすれば、

進相電流側のステップレグのLDCは

$$\text{抵抗分の設定} = 0.866R + 0.5X$$

$$\text{リアクタンス分の設定} = -0.5R + 0.866X$$

遅相電流側のステップレグのLDCは

$$\text{抵抗分の設定} = 0.866R - 0.5X$$

$$\text{リアクタンス分の設定} = 0.5R + 0.866X$$

の設定としなければ真の線路電流に対応する補償電圧を得ることができない。今回製作のステップレグはあらかじめこのことを考慮し、抵抗分、リアクタンス分とも補償電圧の極性の正負反転開閉器を取付けて、V結線の場合いずれの相にも適用できるよう考慮されている。

電圧検出回路には、このほかに動作特性をチェックするためのスライダック形電圧調整器を備えている。これはスライダックにより制御装置へかかる電圧を人為的に変化させ、制御回路の動作状態のチェック基準電圧値、バンド幅電圧、時限などの調整を行なうのに非常に役立つとともに、線路に据付後でも設定値を変更したいような場合、そのままの状態で簡単に行なうことができる利点がある。

制御装置箱にはこれらのはかに手動自動切換開閉器、手動時の昇降制御開閉器、電磁式動作回数計、電源開閉器をそなえており、これらが一体となって鋼板製箱内に納められている。制御装置箱

と本体間の制御線は プラグイン 方式で接続されているから、制御箱だけ取り外して行なう保守、交換が簡単に短時間に行なうことができる。

4. 寿命試験

負荷時 タップ切換器は電気的機械的に高度の信頼性が要求され、とくに停止点検手入れがほとんど不可能であるため、長年の無点検運転の可否をあらかじめ検証する目的で、できるだけ実際使用状態に近い条件で試験を行なった。おもな内容は次のとおりである。

- (1) タップ選択器の電流開閉による消耗量と寿命の確認。
- (2) タップ選択器接点の消耗する過程において切換動作に異常の有無の確認。
- (3) タップ選択器接点の接触抵抗値、温度上昇値の測定およびアーカ時間の測定。
- (4) 機械部品の寿命の確認。
- (5) カムスイッチ類、電磁開閉器類など補器の寿命の確認。

図 4.1 で明らかなように タップ選択器接点の責務は、 \dot{e} を タップ間電圧 \dot{I}_L を負荷電流、 \dot{Z} を リアクトルのインピーダンスとすれば、表 4.1 のとおりとなり、 P_3 側接点の方が責務が大きい。本器では $\dot{e}=82.5 \text{ V}$ 、 $\dot{I}_L=151.5 \text{ A}$ (平均) $\dot{Z}=1 \Omega$ で、力率を 0.8 とした場合、 P_3 側接点の責務は下記のとおりとなる。

二次降圧二段 シャ断電流 151 A 回復電圧 149 V
二次昇圧一段 シャ断電流 75.7 A " 74.5 V

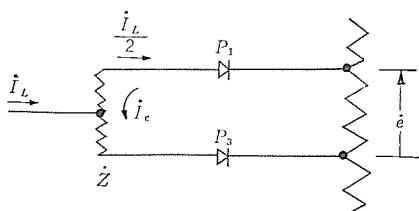


図 4.1 タップ選択器回路接続
Fig. 4.1 Circuit connection of tap selector.

表 4.1 接点の責務

	P_1		P_3	
	シャ断電流	回復電圧	シャ断電流	回復電圧
二次降圧一段	$1/2 \dot{I}_L$	$1/2 \dot{I}_L \dot{Z}$	$\dot{I}_L + 1/2 \dot{I}_L$	$\dot{e} + 1/2 \dot{I}_L \dot{Z}$
二次降圧二段	—	—	$1/2 \dot{I}_L$	—
二次昇圧一段	$\dot{I}_L - 1/2 \dot{I}_L$	$\dot{e} - 1/2 \dot{I}_L \dot{Z}$	—	—
二次昇圧二段	—	—	$1/2 \dot{I}_L \dot{Z}$	—

訂 正

本誌 Vol. 36・No. 7 12 ページ “シリコン制御整流素子の応用” 中 図 1.1 三菱トライニスターの写真が誤っておりましたので、右の写真に訂正いたしますから切り取りのうえ貼付して下さい。

したがってこの通りの責務で試験すれば実状どおりであるが、試験装置の都合で下記のとおりの試験を行なった。

回復電圧 105 V シャ断電流 75 A 5 万回

回復電圧 205 V シャ断電流 150 A 5 万回

合計 10 万回の試験を行なったが、測定値によってほとんど変化のないことが確認され、接点の消耗はきわめて少なく、20ないし30万回の使用に十分耐えることが予測された。かつ機構的にガタ、ユルミ、摩耗などなんら異常がなかった。さらにこの試験には制御装置をも組合せたが、電磁接触器、限時継電器などにも異常がなかった。

5. む す び

以上、ステップレグの概略を説明したが、このステップレグは、

(1) 全備重量は 800 kg 以内であって単柱へ取り付けが簡単にできるから、無駄な設備費用を必要としない。2 台のステップレグをそろ入するときでも、隣接する電柱に 1 台ずつ取りつければ、個々に調整ができる。

(2) 1 ステップの電圧が 6,600 V のばい 0.625%，3,300 V のばい 1.25% ときわめて細かいので、電圧の微細調整が可能でフリッカとして負荷に及ぼす影響はほとんどない。

(3) 制御回路のうち電圧検出部分は、磁気増幅器を使用しているため応答が確実で信頼性がきわめて高い。

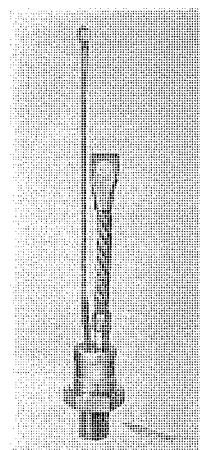
(4) 基準電圧、感度、時限、LDC 電圧などが大幅に調整できるから配電線の実情に応じた最適の調整ができる。

(5) タップ幅を ±8 点から ±4 点に切換えると、通過容量は 6,600 V 結線で 2,000 kVA、3,300 V、V 結線で 1,000 kVA の過負荷運転が可能である。

(6) ステップレグ 本体と制御箱との取り付けは プラグイン 接続方式となっているから、互換性があり、取りはずし、取換えが容易である。

などの特長がある。ここに発表したステップレグは第一期製品であって必ずしも最善の性能を有するものとは考えておらず今後はますます改善して、よりいっそう安価なステップレグを提供できるよう努力するつもりである。

各電力会社におかれてもこのステップレグをどしどし使用されて、配電サービスの有力な武器とされるよう期待してやまない。終りにこの開発にあたって種々のご指導を賜わった関西電力ご関係各位、および当所の製作試験関係各位に深く感謝するとともに今後のご指導をお願いする次第である。



電解加工

前田祐雄*・斎藤長男**・荒井伸治*

Electrolytic Die Sinking

Research Laboratory Sachio MAEDA・Nagao SAITO・Shinji ARAI

This paper describes the outline, principle, and general tendency in experimental results of the electrolytic die sinking such as the relation of electrolytic voltage and current with the sinking speed and accuracy or the gap distance of the electrodes. To make an exact sinking dimensions conforming to the electrode shape, forced circulation of electrolyte is indispensable. When there is enough capacity in the power source, the larger the electrode area is, the higher the sinking speed becomes. With the same electrode area, proper feeding of the electrode so as to make the gap small increases the sinking speed and improves the clearance and surface roughness. It is found in the forced circulation that the current increases suddenly when the gap distance is somewhere about 0.1 mm, which is named "a critical gap". The sinking is to be made in a range of the gap smaller than this critical gap. The clearance of the sinking is considered to respond this size of critical gap.

1. まえがき

電解加工法とは電気分解を利用して、穴あけ、形ほりなどの加工を行なう新しい金属加工法であって、被加工体(ワーク)が陽極、工具が陰極となる、ワークと工具とを狭い間隙で対向させておき、工具またはワークの内部から電解液を噴出させ、両極間を相当早い流速で通過させながら、高い電流密度で電解を行なうことによって、ワーク側を電極の形状に応じた形状に溶出させて加工を行なうものである。

電解によって穴あけなどの加工を行なおうとした考え⁽¹⁾は当社においても 10 年以上前にあったが、実際の加工機によって加工ができる事を示したものは 1958 年秋に米国 シカゴ市で行なわれた メタルショー に ANOCUT 社⁽²⁾から Electrolytic Horizontal Cavity Sinker として発表されたものが最初ではないかと考えられる。米国ではこのほか 1961 年に Battelle 社⁽³⁾から タービンブレードの加工ができたという発表があり、また同年 Cincinnati Milling 社⁽⁴⁾からも機械の写真が発表されている。

わが国では、機械試験所⁽⁵⁾、JAPAX 社⁽⁶⁾などでも研究が行なわれている。当社においては昭和 36 年から研究をはじめ、加工に対する可能性、およその傾向などを知ることができた。この報告においては、大ざっぱであるが、実験装置により加工液の種類と加工速度、電圧電流の関係などおよその見当をつけ、電極間の距離と電解電流、加工液の流速との関係を求めたもので、とくに、極間距離と電流との関係は、液の流速を与えるかいかによって、非常に相異し、流速を与えた場合においては、臨界ギャップの現象の存在することを見出した。

2. 予備実験

従来の電解研磨や放電加工は、そうに満した液中において、両極を対向させて加工を行なうので、それと同様に液中に浸漬して電解を行なってみた。図 2.1 にこれを示す。

その結果は電極形状とは似ても似つかない大きなくぼみが陽極側にできる。この場合加工液としては、食塩飽和水溶液を使用し極間を近づけることによって電解電圧 10 V で 40~50 A/cm² の電流密度であった。この条件で超音波振動を電極に与えても、顕

著な相違は認められなかった。この電解において、はじめ透明な食塩水は電解後に青色をほどこし、20~30 分の放置によって褐色の沈殿となることが認められる。この場合、陽極はくぼみの部分のみならず試料全体が、いくらかの腐食を受けた様相を呈する。

試料全体の腐食を防ぎ、電解反応を電極がワークに対向している局部に限定し、反応によって生成された青色の液をすみやかに除去するには、中空電極によって、電極内部から液を噴出して、常時新しい液をワーク面に供給すること、および加工液がワーク面に止らず、すぐに流れ去ることが望ましいと考えられるので図 2.2 に示すような装置によって電解を行なった。図 2.2 において水柱のヘッドは $H=1\sim0.8$ m でいどを与えた。この結果一応電極形状に似たような穴をワークにあけることができた。

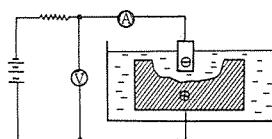


図 2.1 液中浸漬による電解
Fig. 2.1 Electrolysis by submerging in solution.

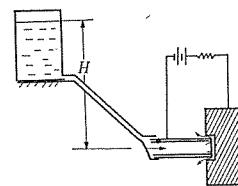


図 2.2 中空電極による電解液噴出
Fig. 2.2 Gushing of electrolytic solution with a hollow electrode.

表 2.1 被加工物=のこぎり刃 厚み 1.5mm 電極=Cu 6φ
肉厚 0.6 mm

溶 液	電 圧 (V)	電 流 (A)	貫通時間
NaCl 飽和水溶液	20	8	2min 30sec
NaCl (1%) 水溶液	20	3	11 min
HCl (1%) 水溶液	20	8	2 min
NH ₄ Cl (1%) 水溶液	20	5	6 min
NH ₄ Cl (2%) 水溶液	20	6.5	3min 45sec
NH ₄ Cl (4%) 水溶液	20	7	3min 30sec
塩化第二鉄 (1%) 水溶液	20	7	3min 40sec
H ₃ PO ₄ (1%) 水溶液	20	(不動態化) 不能	
HCl (1%) + H ₃ PO ₄ (1%) + H ₂ O	20	不能 面が荒れる	
クエン酸 (1%) 水溶液	20	(不動態化) 不能	
塩化マンガン (1%) 水溶液	20	(不動態化) 不能	
H ₂ SO ₄ (1%) 水溶液		不能	
CrO ₃ (1%) 水溶液		不能	
塩化マグネシウム (1%) 水溶液		不能	
レウ酸 (1%) 水溶液		不能	
酒石酸 (1%) 水溶液		不能	

この方法によって加工液の相違による穴あけに要する速度を実験し、表2.1に示すような結果を得た。表2.1の結果にもとづけば、HClの水溶液が最も加工速度を早くできるのであるが、これには加工液の循環ポンプ、配管材質なども問題があるので、加工速度が相当に早く実用上もまず無難である食塩飽和水溶液を使用して、以後の実験を進めることにした。

なお、理論上当然ではあるが、電解加工においては、陰極の消耗は皆無である。これは陰極に対して析出作用は考えられるが、消耗することは短絡後開離によって発生するアーチ放電以外には起り得ない。また析出作用も食塩水などを使用すれば起らない。

3. 実験装置および条件

3.1 実験装置

実験装置の写真を図3.1に、概略図を図3.2に示す。工具は加工液配管の先端にねじ止めし陰極としている。ワークの取付送り台は、写真の上方にとりつけ、手動で横方向に送る。ワーク取付台に絶縁板をとりつけワークはその上にしみつけられるようになっていて、これが陽極となる。加工液の循環ポンプは、最高圧力25kg/cm² 最大流量10l/min 18-8ステンレス製ギヤーポンプで、図3.1の加工そく下部に取付けられている。

電源部は、三相全波シリコン整流方式、風冷、入力220V、三相で、その垂下特性を図3.3に示す。

なお、電解電流とギャップを求める場合の実験装置は、7項(図

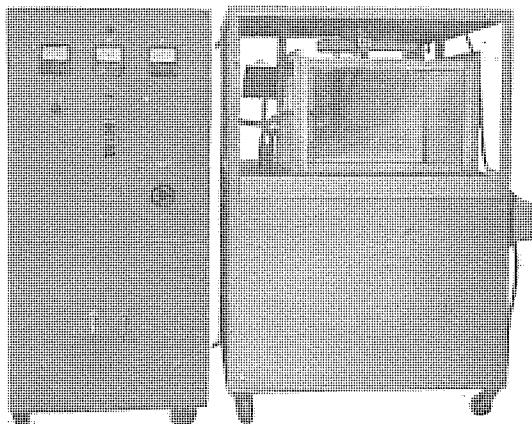


図3.1 実験装置写真
Fig. 3.1 Arrangement of experiment.

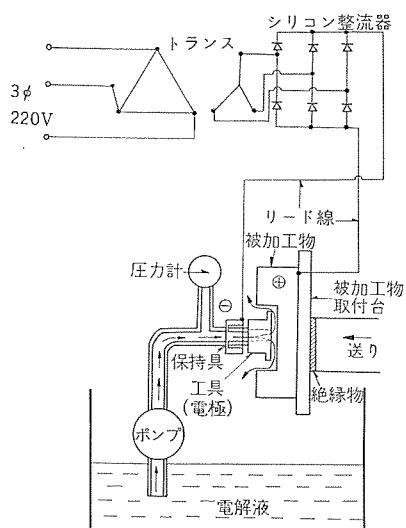


図3.3 電源の電圧電流特性
Fig. 3.3 Voltage vs current characteristics of power source.

図3.2 実験装置概略図
Fig. 3.2 Rough sketch of experimental equipment.

7.1)に示す。

3.2 実験条件

- (1) ワーク材質 SK-1(焼入、焼もどし)
- (2) 電極材質 四六黄銅
- (3) 電解電圧および電流

電源には電流を制限する抵抗、またはリクトルをそう入することをせずに加工したので、トランジスタの垂下特性、ならびにリード線の電圧降下による電圧電流の特性によって、電解電圧と電流との関係が定まる。図3.3にはリード線の電圧降下を含めた電圧電流特性を示す。

したがって無負荷15Vの電源で加工した場合に、 $I=500A$ の電解電流を流した場合には8Vといでの電解電圧で電解が行なわれることになる。

(4) 加工液の流量および圧力

加工液の流量は、電極面積の大小、極間距離の大小などのポンプに対する負荷によって変り、負荷の抵抗が大きい場合には圧力の増大となってあらわれる。電極面積が大きく極間距離が小さい場合には、流量小、圧力大となる。これを7項(図7.4)に示す。

4. 実験結果

4.1 加工速度とクリアランスに対する電流と液圧との関係

まず、電解電圧を一定とし、加工速度およびクリアランスに対する電流ならびに圧力の関係を求めたものが図4.1である。図4.1には、この場合使用した電極の先端形状を示すが、電解液の噴流が、加工壁面に当たって、二次的電解によって、壁面を加工するのを防ぐため、逃げをつけてある。

図4.1の結果より、電流が大きいほど、加工速度が大となる。電流が大となるにつれて圧力も大となっているが、電流を多く流そうとする場合は、極間距離も小さくなる。(7項図7.4参照)

クリアランスは、加工出口の方が入口よりも小さく、またその値は、電流の多いほど小さくなる。加工入口のクリアランス C_1 についてみると、加工速度を示す曲線と

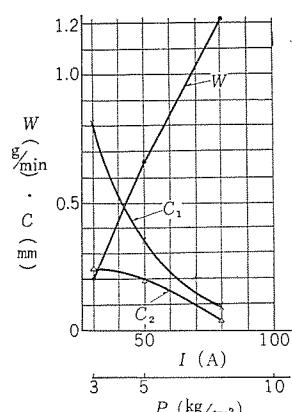
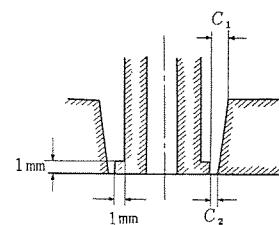


図4.1 電流液圧と加工速度、液圧との関係
Fig. 4.1 Relation of current and solution pressure with sinking speed and solution pressure.

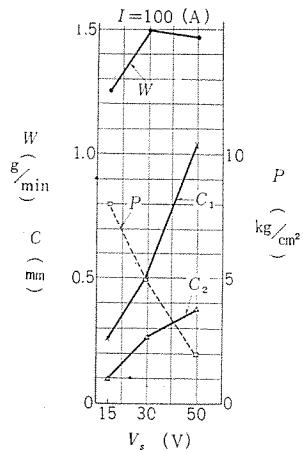


図 4.2 無負荷電圧と加工速度
リアクタンス 液圧

Fig. 4.2 No load voltage vs sinking speed, reactance and solution pressure.

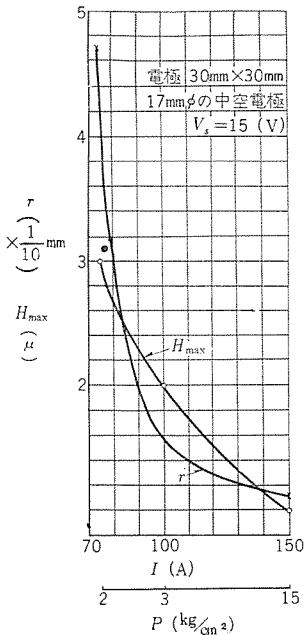


図 4.3 電流、圧力と穴底コーナ丸み、あらさ
Fig. 4.3 Current and pressure vs bottom corner roundness and roughness.

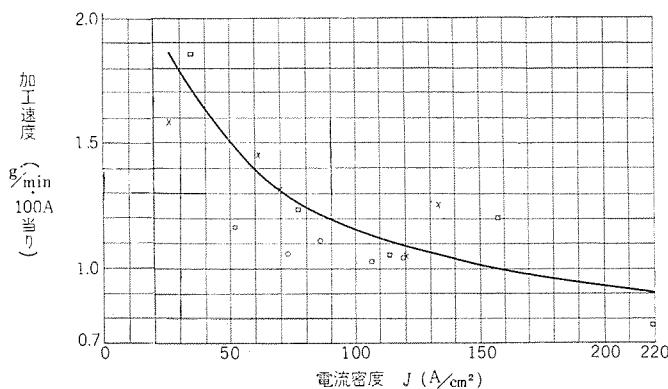


図 4.5 電流 100(A) 当りの加工速度と電流密度
Fig. 4.5 Sinking speed per every 100 A current vs current density.

対照的な関係にあり、その数値も加工速度とほぼ反比例の関係を示していることから、穴の壁面が加工液にさらされる時間の長短によって影響を受けるのではなかろうか。

4.2 加工速度およびクリアランスに対する電流電圧の関係

つぎに無負荷電圧(V_s)を決定するために V_s を15V, 30V, 50Vと変化させ、電流を100Aと一定値に保った場合の加工速度およびクリアランスを図4.2に示す。

加工速度(W)は $V_s=30V$ で最大となっているが大差はない。重要なのは V_s が大きいほど、 P は小となり、 C が大となる。この結果より、 I が一定の場合には、 V_s の大なるほど極間距離が大となることを示し、側面の極間距離、すなわちクリアランスも大となっている。前に述べた図4.1では、加工液にさらされる時間の影響を受けるものと見られたが、その時間がほぼ等しく、電解電圧が異なる場合には、クリアランスも電圧の影響を受けるように見られる。図4.2の結果より電源無負荷電圧は、15Vがよいことになるから以後の実験はすべて $V_s=15V$ とする。

4.3 加工面あらさ、穴底コーナに対する電流値の関係

つぎに図4.3には、電極の送り込みのていどを変えることによって得られる電流値の差異と、加工面あらさ(H_{max})ならびに穴

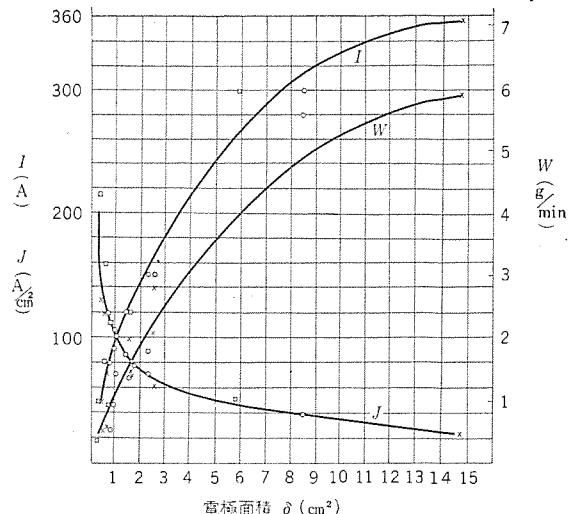


図 4.4 電極面積と電流、電流密度、加工速度
Fig. 4.4 Electrode area vs current, current density and sinking speed.

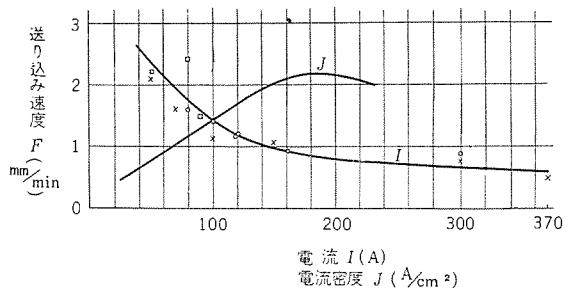


図 4.6 電極送り込み速度と電流、電流密度
Fig. 4.6 Electrode feeding speed vs current and current density.

底のコーナの丸み(r)との関係を示す。

この場合は仕上面あらさを測定する関係上図4.1、図4.2の場合よりは大きな電極面積を使用し 30mm×30mm, 17 mmφ の中空電極を使用した。したがって電流と圧力との関係は、傾向は同じであるが、絶対値の関係が、図4.1、図4.2とは変ってくる。

図に見られるように電流、圧力が大であるほど、仕上面もよく、穴底のコーナも鋭く出て電極形状をよく写している。図の $I=150$ A の場合の $1\mu H_{max}$ の仕上面は光沢面である。

以上の結果によれば、低い電源電圧で、できるだけ多くの電流が流れるように極間を近づけ、高い圧力で加工液を強制循環することがよい結果をうると考えられる。

4.4 電極面積と電流、電流密度、送り速度との関係

つぎに電極面積を $0.4\sim15\text{cm}^2$ いどに変え、その場合の加工速度(W)、電流(I)、電流密度(J)との関係を図4.4に示す。この場合は、極間の短絡を発生しないでできるだけ大きな電流が流れるように、電極送り込み速度をえらんだ。図に見られるように、面積が大きいほど電流も流れやすく、したがって加工速度は大となる。電流密度(J)は面積の増大とともに低下する。 $I=360$ A とした場合の電解電圧は図3.3から求めると約 10 Vとなる。

これらの関係を整理して、電流 100Aあたりの加工速度と電流密度との関連を求めたものが図4.5、電極の送り込み速度との関係を求めたものが図4.6である。

図4.5について、鉄が二価で溶出する場合の フラディ 法則によ

る理論値は、 $1.75 \text{ g/min} \cdot 100\text{A}$ となるので、図の範囲では最低50% ていどから 90% ていど電流効率になるのではなかろうかと考えられる。なお二価で溶出するであろうことは、電解直後の液の色が青色をほどこしていることからも予想される。

図4.6にて電極の送り込み速度(F)は2.5~0.7 mm/minである。この値は米国 Battelle 社の発表⁽⁷⁾と似たような値を示している。

5. 電解液の状態

つぎに電解液の状態につき、加工前と加工直後、ならびに長時間放置した場合の pH を測定したものを表 5.1 に示す。食塩は水道水に溶したものであるから、そのため水道水の pH も同時に測

表 5.1 電解液の状態

	色	pH	比重	測定温度 (°C)
水道水	透 明	6.76 6.90	1.002	17
食 塩 水 (過飽和食塩)	透 明	6.18 6.38	1.192 1.195	18 19
電解直後の液	青 色 (二価の鉄イオン)	7.80 7.38		
電解後1日放置	褐色沈澱 (三価) うわすみ透明	6.30 ?		
約 20 g/l の鉄を 加工後のうわす み液	透 明	6.17 6.25	1.148 1.150	18

定した。表に示すように、水道水、食塩水は中性ないし弱酸性といどであるが、加工直後は、青色の二価の鉄イオンの色を示し、かつ弱アルカリ性をていしている。これをしばらく放置することによって褐色の沈澱を生じ、pHはふたたび元の弱酸性にもどっている。また1lの加工液当り約20gていどの加工を行なった後、前記同様に放置して褐色の沈澱を生ぜしめ、そのうわずみのpHを測定しても、元へもどっていることが知られる。これらのことから、沈澱物を除去するようすれば、液はそれほど老化しないものと考えられる。また食塩水の中で電解した鋼が加工終了後、水洗乾燥までの間、光沢を維持しているのは、加工直後の液がアルカリ性をていしていることに起因すると考えられる。

電解による反応は、一応次のようになると考えている。食塩水溶液が電解によって塩素イオンを生じ、陽極金属を第一塩として溶出する。陽極が鉄であれば塩化第一鉄($FeCl_2$)となり、これはよく水にとけ、その色は青色である。陰極にはこの際 Na が析出し⁽⁸⁾これも水にとけ、苛性ソーダとなる。塩化第一鉄($FeCl_2$)の水溶液は酸性であるが、苛性ソーダのアルカリ性よりは弱いので、液全体としてはアルカリ性となる。

この第一鉄塩は第二鉄塩に酸化される。液中の酸が少量⁽⁹⁾であれば、鉄は水酸化第二鉄として暗緑色をへて褐色となり沈澱する⁽¹⁰⁾。酸が多ければ一たん塩化第二鉄となり、水中で加水分解を起し、水酸化第二鉄となり沈澱⁽¹¹⁾する。いずれもその際塩酸を生ずるので、はじめに生成された苛性ソーダとの間で中和し、沈澱の生じている状態では元へもどることになる。実験のときを見られる様子でも、食塩水のみを使用した場合と、塩酸を使用した場合とでは、電解後褐色沈澱を生ずるまでの時間は、塩酸の方が長くかかり、かなり長時間青色のままで保たれる。食塩水だけのときは、酸の少量の場合、塩酸使用のときは酸の多量の場合に該当するのであろうと考えられる。

表5.1の結果では、塩酸の方が非常に早い加工速度を示すが、防食の点などと共に、沈殿速度のこともあわせて考えるべきであろう。

実際に加工を行なうと食塩水の成分は水分が減少していくことが予想されるが、食塩はあまり減少しないと考えられる。

ただし、沈澱物を除去しないで加工を行なうと、仕上面が黒色になり、きたなくなるから、実際加工に当っては、この点の処理を必要とする。

6. ガス分析結果

食塩水を電解するため塩素ガスの発生が危惧されたので、質量分析計およびよう化カリ濁粉紙によってガス分析および塩素ガスの検知を行なった。

ガスの採集は、あらかじめ 0.2 mmHg に真空を引いたガラス容器(約 0.5l)をもって、図3.1の加工そうの上方および下方において、ガラス容器のコックを開閉後閉めて行なった。ガス分析の結果では、塩素は検出されずほとんど空気と同様の組成であることを示し、よう化カリ濁紙によっても塩素は検出されなかった。

7. 極間距離と電流, 電圧, 抵抗との関係

前述の実験装置では、被加工物の支持部の剛性が足りないため、加工中にかなり振動し、また加工中の極間距離の測定が不可能なので、工具、被加工物の支持を十分強くした装置により、極間距離と電圧電流、加工液の流量などの関係を求めた。

7.1 実験装置

実験装置の写真を図 7.1 に示す.

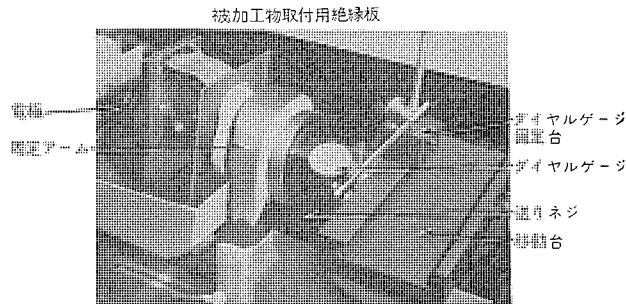


図 7.1 極間距離測定部

実験装置の電極および被加工物支持部は、図 7.1(写真)のよう
にがんじょうなアームによって固定している。電極はねじ込み、
被加工物は絶縁板にボルトじめして取りついている。送りは、被
加工物を支持している軸をねじで送る。極間距離を設定するため
に、可動部と固定部との間に最小目盛 1/100 mm のダイヤルゲージを
入れ、零点はテスタで定めた。

加工液循環用 ポンプ および電源は、前述のものと同じである。

7.2 実験方法

極間距離を7.1項に述べた方法で設定し、つぎの測定を行なった。

- (1) 加工液流量測定
 - (2) 極間電圧, 電流同時測定
 - (a) 加工液流量の測定

流量が大なる範囲では、オリフィスを用いた。流量は極間距離をせまくすると少なくなるが、小流量の測定は、直接容器に液を受けて、一定の容量に達する時間をストップウオッチで測定して求めた。

(b) 極間電圧電流の測定

極間電圧および電流はパリコーダにて二現象を自記して同時測定した。電圧端子は極間に $500\text{ k}\Omega$ の高抵抗を入れて入力を分圧し、また電流端子は電流の大なる場合は図7.3に示すように $20\text{ k}\Omega : 2\text{ k}\Omega$ のデバイダを使用し、電流の小さいときは直接パリコーダで測定した。電流導線は $10\text{ mm}\phi$ 銅撚線を用いた。この抵抗値はダブルブリッジ法で長さ3mにつき測った結果 $0.00329\ \Omega$ の値を得た。

7.3 実験結果

(a) 設定極間距離の値と加工液の流量、圧力、電圧、電流の関係

極間距離をある値に設定して電源を入れずにまず加工液のみを流し、この場合の配管末端の圧力 P と、流量 Q を測定する。圧力 P はブルン管圧力計を用いて測定した。流量の測定は7.2項に述べた方法を用いる。つぎにパリコーダを動作状態におき、加工電源のスイッチを入れる。スイッチ投入時の電流値を、極間距離を

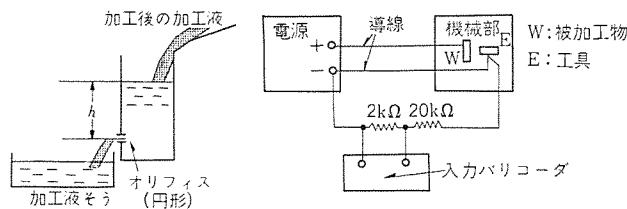


図 7.2
Fig. 7.2

図 7.3
Fig. 7.3

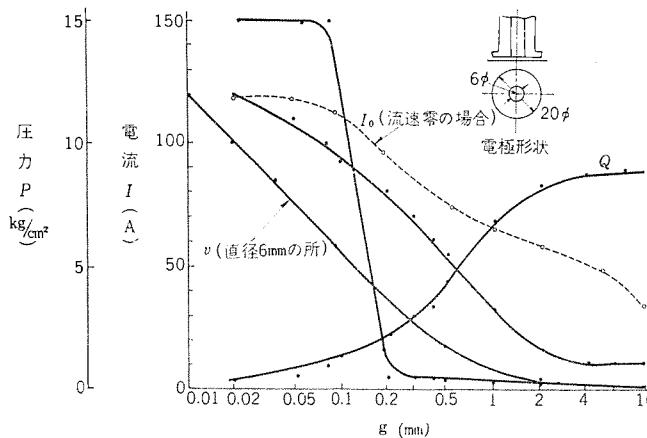


図 7.4 極間距離と電流、圧力、流量との関係 無負荷電圧 15 V
Fig. 7.4 Relation of electrode gap distance with current, pressure and flow volume no-load voltage 15 V .

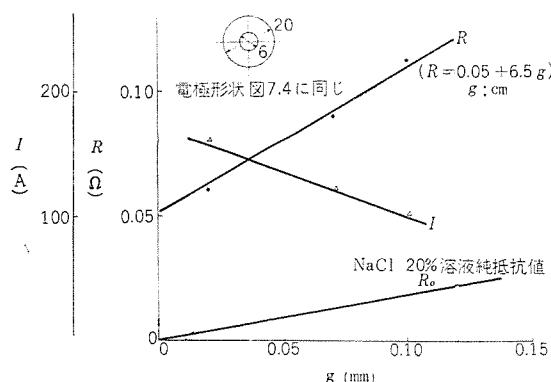


図 7.5 臨界ギャップ以下における極間抵抗値 $R\left(\frac{V}{I}\right)$
および電流値 I (無負荷電圧 15 V)

Fig. 7.5 Electrodes gap resistance $R\left(\frac{V}{I}\right)$, and current I down to the critical gap. (no-load voltage 15 V)

種々にえらんで求めた実験結果を図7.4に示す。なおこの場合の電極形状は図7.4の右上部の図のようになっている。中心部は液の通る穴である。液が中心穴から噴出するのであるが、同一半径の部分は等流速と考えて、直径が 6 mm すなわちちょうど液がギャップ部に入ろうとする所での流速を v とすると、次式によって計算できる。

$$v = \frac{Q}{\pi d g} \quad g: \text{極間距離} \\ d: \text{直径, 今の場合 } 6\text{ mm} \\ Q: \text{流量}$$

この計算の結果も同時に図7.4に示してある。

図7.4に見られるとおり、極間距離が広い間ははなはだしく低い電流値を示すが、 $0.08\text{ mm} \sim 0.15\text{ mm}$ に達すると電流が急増している。この電流値が急増するところの極間距離を臨界ギャップと呼ぶことにする。なお、加工液に浸漬したまま流速を与えないで通電したときの電流値を点線で示す。この場合には、臨界的現象は見られない。

臨界ギャップ以下における電圧電流の値によって、見かけの極間抵抗 $R = \frac{V}{I}$ を計算より求めてみた。これを図7.5に示す。参考のために $\text{NaCl } 20\%$ 水溶液の比電導度 ($K = 1957 \times 10^{-4} \text{ cm}/\Omega$ 実用化学便覧) によって求めた抵抗値も同時に示す。この場合つねに電流分布が均一で、電流の通路は電極面積によって定まる

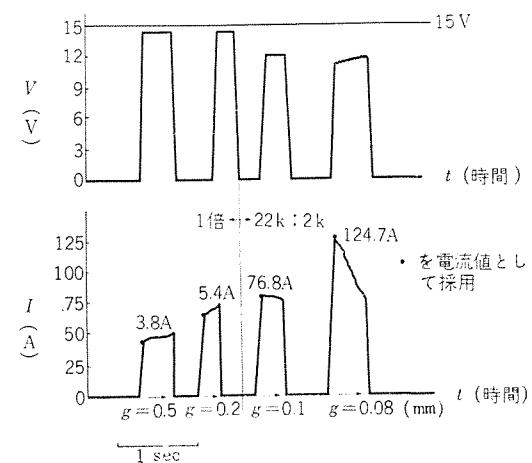


図 7.6 電圧 V と電流 I のパリコーダによる記録
(実験条件は図4.3と同じ)

Fig. 7.6 Record of voltage V and current I by means of a varicorder.

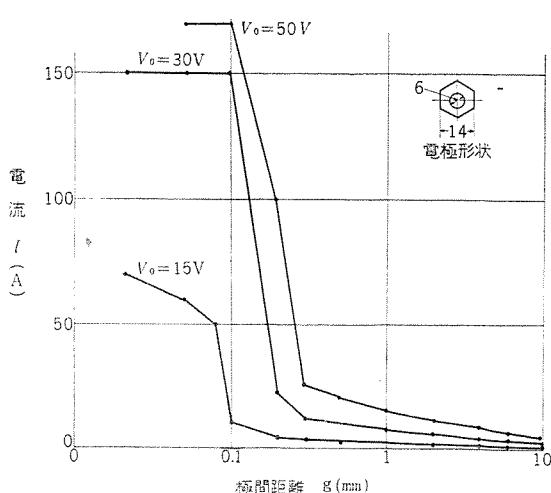


図 7.7 無負荷電圧 V_0 を変えた場合の $I-g$ 図
Fig. 7.7 $I-g$ diagram when no-load voltage V_0 is varied.

仮定する。前者が 3.5 倍いど大きな値となって示されている。図 7.5 に示した臨界ギャップよりも小さい範囲の極間抵抗値 R は次の実験式で示される。

$$r=0.05 \Omega \quad \rho=6.5 \Omega/\text{cm}$$

ただし g : 極間距離 cm

A : 電極面積 cm^2

(b) パリコードによる記録

バリコーダによって、電流、電圧を求めた曲線を図7.6に示すが、臨界ギャップを境として、電流の時間的变化が異なることがわかる。臨界ギャップより遠い極間距離では、時間とともに電流が増す傾向があるのに、臨界ギャップ以下の極間距離では、時間とともに減少する。後者については、加工速度が速いので極間距離が急速にひろがるためと見られる。

(c) 無負荷電圧値を変化した場合の極間距離と電圧、電流
 無負荷電圧値を $30V, 50V$ にしたときの電圧電流値を図 7.7 に、
 そのときの見かけの極間抵抗値 $R = \frac{V}{I}$ の値を図 7.8 に示す。な
 おこの場合の電極形状その他の条件は図 7.4 のものと同じである。

図 7.7 により臨界 ギャップ は無負荷電圧によって、その値があまり変化せず、0.08 mm~0.15 mm 範囲にあるといえる。

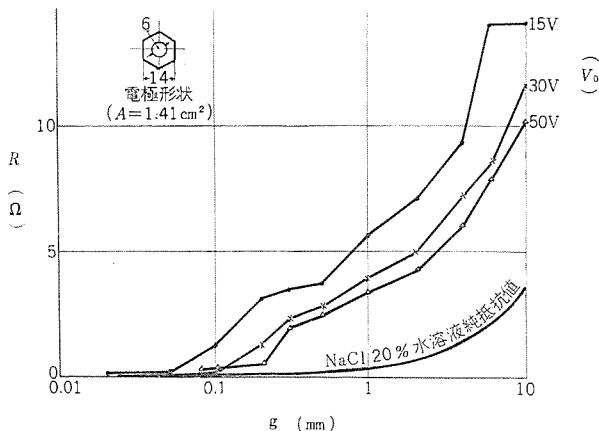


図 7.8 無負荷電圧値を変えた場合の $R-g$ 図
Fig. 7.8 $R-g$ diagram when no-load voltage is varied.

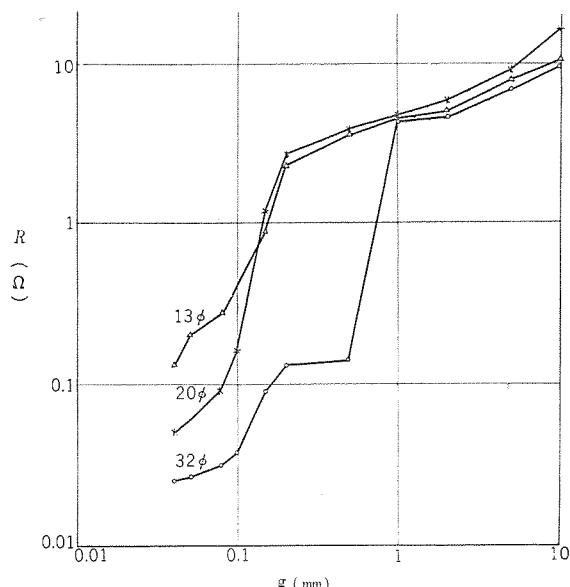


図 7.9 電極面積を変えた場合 $R-g$ の関係
無負荷電圧値 $V_0 = 15$ V 内径 6 mm ϕ

Fig. 7.9 Relation between R and g when electrode area is varied.

表 7.1 $A \cdot R$ の値 ($\Omega \cdot \text{cm}^2$)

g (mm)	13 ϕ	20 ϕ	30 ϕ
0.04	0.14	0.14	
0.06	0.22	0.17	0.20
0.08	0.29	0.26	0.24

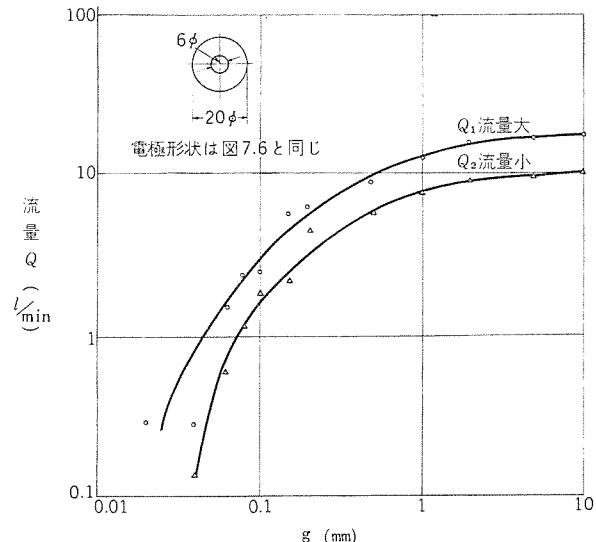


図 7.10 バイパス弁で逃がしたときの流量の相違
 Fig. 7.10 Difference in flow volume when released by bipath valve.

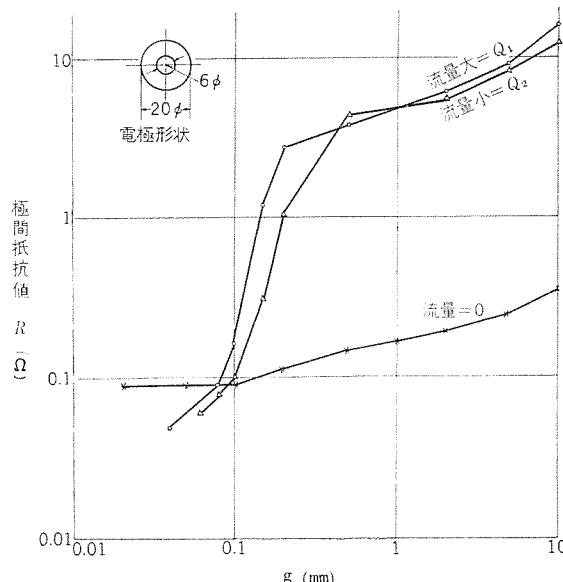


図 7.11 流量を変化した場合の $R-g$ の関係無負荷電圧値 $V_0 = 15V$
 Fig. 7.11 Relation between R and g when flow volume
 is varied.

図 7.8 より極間抵抗値は、電極形状、面積が一定の場合には臨界ギャップ以下では無負荷電圧値によらず ギャップによって定まる一定の値をとると見られる。臨界ギャップよりも大きな範囲では極間抵抗は、無負荷電圧値によって大きく異なることが示されている。

(d) 電極面積を変えた場合の極間距離と抵抗

液の噴出口の径は、いずれも $6 \text{ mm}\phi$ として外径が $32 \text{ mm}\phi$, $20 \text{ mm}\phi$, $13 \text{ mm}\phi$ の電極を用いて極間距離 g と、電圧 V 、電流 I の値を測定し、これより g と $R = \frac{V}{I}$ (極間抵抗値) との関係を求めた。この結果を図 7.9 に示す。

電極面積を A として、 $A \cdot R$ の値を臨界ギャップよりも小さい範囲につき計算すると表 7.1 のようになり、 g を一定にすると、どの電極についても $A \cdot R$ の値は一定である結果を示している。

(e) 流量を変化した場合の極間距離と抵抗

電極形状を $20 \text{ mm}\phi$ ($6 \text{ mm}\phi$ の噴出口), 無負荷電圧を 15 V とし, 加工液ポンプから電極までの配管途中のバイパス弁で電極への加工液の流量を増減した場合の R と g の関係を求める. その場合の流量変化は図 7.10 に, 電圧電流の関係は図 7.11 に示す. その際, 単に液をためたそう内に, 電極, 被加工物を浸して流速を与えない場合も同様に求め示した.

図 7.11 より極間にこの実験の範囲の流速では、極間抵抗値は、流速の大小に関係しないように見える。しかし流速が 0 では、極間距離に対し、 R の変化がなだらかであることも明かである。

臨界ギャップより小なる範囲では、流速のある場合の極間抵抗値は、流速が0のときの極間抵抗値より小さく、臨界ギャップよりも大なる場合では、その逆となっている。

8. 考察

前述7. 項によって 2.~5. 項の加工精度, 加工速度の傾向に推論を加えてみる.

8.1 臨界ギャップと電解加工の成立

電解液の流速のない状態で電解した場合には、電極形状に応じた加工はできない。しかるに加工液を流せば、電極にほぼ応じた加工が可能となる。電解液を流した場合には、臨界ギャップよりも遠い距離においては、ほとんど電流が流れないから、ワークに対し電極が臨界ギャップより小さい距離で対向している部分の電流密度は、臨界ギャップ以上の距離で対向している部分よりも非常に高いと推定される。したがって、電解溶出量も電極形状に対向する部分が、はるかに多く、溶出された形状は電極形状に近くなる。これに反し、電解液の流速のない場合は、電極に対して近い部分も遠い部分も、ワークの電流密度は顕著には変化しないことになるので、電極形状とはかけ離れた加工が行なわれる。(図2.1, 2.2 参照)

クリアランス は、加工精度を論ずる場合の主要な項目であるが、この場合電極寸法より、片側につき臨界 ギャップ に相当する寸法だけ大きくなるのではなかろうか。図 4.1、図 4.2 を図 7.7 に対応させて見た場合、これを裏付けるように見える。この推論が成立つとすれば、臨界 ギャップ の大きさによって電解加工の精度が定まるものと考えられる。したがって電解加工の精度を向上させるためには、臨界 ギャップ の現われる極間距離の大きさが、できる

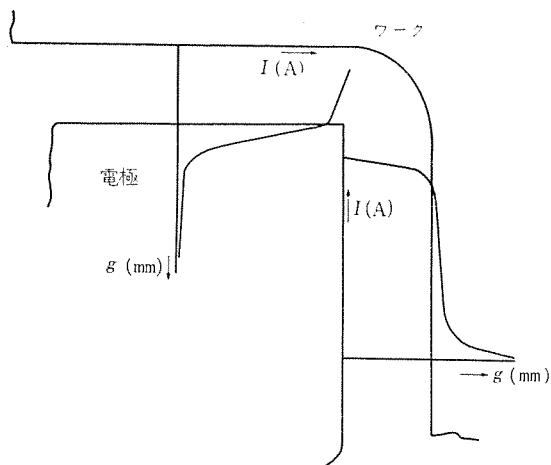


図 8.1 加工クリアランスと臨界ギャップとの関連の概念的表示
 Fig. 8.1 Brief representation of relation between sinking clearance and critical gap.

だけ小さいことが望ましく、またそのときの電流増加の立上りが
急激であることが望ましいことといえよう。

以上のことから概念的に示したのが図 8.1 である。

8.2 電流, 電流密度に対する電極面積の関連

7.3 項 (a) に示した臨界ギャップ以内における極間抗抵を与える式 (7.1) ($R = r + \rho g$) と, 7.3 項 (d) に示した g が一定なる場合, 電極面積 A と, 抗抵 R との積は一定値を示す (表 7.1). 二つの結果より, 次式が成立つ.

A : 電極面積 (cm²)

R : 極間抗抵 (Ω)

g： 極間距離 (cm)

$A_1 = 2.86 \text{ cm}^2$ の場合 $R_1 = 0.05 + 6.5 g$

$$\text{ゆえに} \quad R = \frac{2.86(0.05 + 6.5g)}{A} \quad \dots \dots \dots \quad (8.2)$$

電源の無負荷電圧を V_0 、リード線も含めた内部抵抗を r_s とすると、電流 I は次式で与えられる。

$$I = \frac{V_0}{r_s + R} = \frac{V_0}{r_s + \frac{2.86(0.05 + 6.5g)}{A}} \quad \dots \dots \dots (8.3)$$

電解電流は、一定の無負荷電圧に対しては、電極面積が大なるほど、極間距離が小なるほど、またリード線も含めた電源の内部抵抗が小さいほど大となる。

次に電源密度 J は次式で示される.

$$J = \frac{I}{A} = \frac{V_0}{Ar_s + 2.86(0.05 + 6.5q)} \dots \dots \dots (8.4)$$

電流密度は、電極面積が小さいほど、極間距離が小さいほど、またリード線を含めた電源の内部抵抗が小さいほど大となる。

式 (8.3) (8.4) を使用して、図 4.4 の電極面積と、電流、電流密度、加工速度の曲線に、仮定を設けて計算値をそし入してみる。図 4.4 の結果は機械の ガタ の関係で、極間距離が不明であるが、これを臨界 ギャップ 付近の 0.1mm に保たれないと仮定し、また電源内部抵抗 r_s は図 3.3 の電源垂下特性より概算した。これを図 8.2 に示す。

実際は、ポンプの流量と極間流体抵抗との関係で、手送りで加工する場合には、電極面積が小さいと極間距離が小さくなりやすい

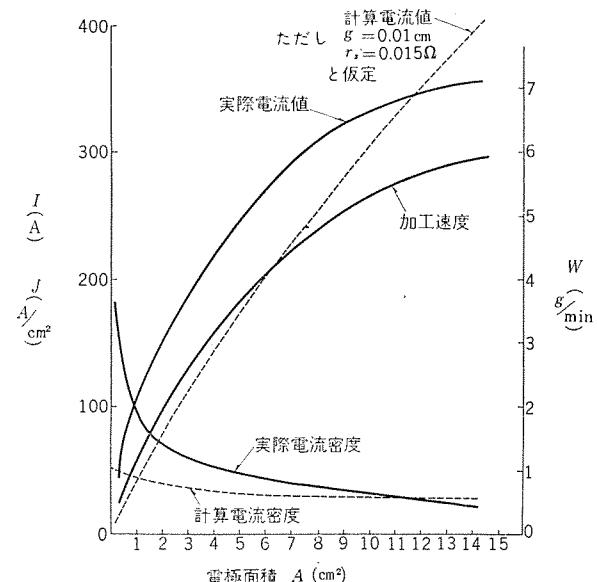


図 8.2 Fig. 8.2

から、図8.2の計算電流値は電極面積の小なる範囲でもっと大きく、面積の大なる範囲では小さくなつて、実際値に近くなるものと思われる。

電解加工として10,000Aを流すような場合が考えられるがこれも式(8.3)よりおよその見当がつく。

式(8.3)を変形すると、

$$A = \frac{2.86(0.05 + 6.5g)}{(V_0/I - r_s)} \quad \dots \dots \dots (8.5)$$

もし $V_0 = 15$ V で 10,000 A を流そうとすれば

$$V_0/I - r_s = 0.15 \times 10^{-2} - r_s > 0$$

でなければならない。

$r_s = 0.1 \times 10^{-2} \Omega$ いどにできたとして A を求める。 g を臨界ギャップ 0.1 mm と仮定すれば $A = 660 \text{ cm}^2$ となり、約 26 cm × 26 cm の面積を要することになる。 $r_s = 0.1 \times 10^{-2} \Omega$ が得られないようであれば、電圧 V_0 を上げておく必要がある。

9. 加工例

加工例を図9.1に示す。被加工体は鋼、および18-8ステンレス鋼、電極は黄銅を用いた。

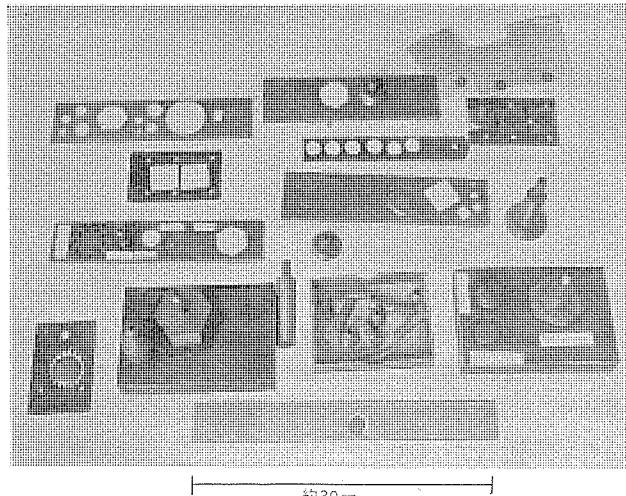


図9.1 加工見本
Fig. 9.1 Processed sample.

10. むすび

以上の結果を総括すると次のようになる。

(1) 加工液中に電極を浸漬しただけでは加工はできず、相当の流速で極間を通さなければならない。

(2) 陰極の消耗は皆無である。

(3) 加工液は、従来電解研磨に使用された系統のものは、不導体化しやすく不向である。塩化物系のように不動態化しにくいものがよいと考えられる。

(4) 垂下特性の電源によって加工した結果、

(a) 液圧が高くなるように電極を送り込むと、電流が増加し、加工速度の増加となり、クリアランスは小さくなる。

(b) 電流一定とすると、電源電圧が低い方がクリアランスは小さくなる。

(c) 加工面あらさ、穴底コナは電流が多くなるように送り込めば小さくなる。

(d) 電極面積の大なる方が電流を多く流すことができるが、電流密度は低くなる。

(e) 電流効率は、50~90% いどではなかろうかと見られ

る。また電流密度の大きいほど、単位電流量当りの加工速度は低下する。100A 1分間当りの加工量は約 1.8~0.8 g である。

(f) 電極の送り込み速度は 2.5~0.7 mm/min であり、このいどが普通の加工いどと見られる。

(g) 電解液は加工前、中性ないし弱酸性であり、加工直後アルカリ性となる。しばらく放置すると褐色沈殿を生じ、pH はまた元へもどる。

(5) この実験で得られた範囲の加工液の流速の下では、極間距離と電流との間に臨界的現象があり、

(a) 極間距離をあらかじめ設定した後加工液を強制じゅんかんし電源を投入した瞬間の極間電圧値、電流値を測定すると、ある設定極間距離以下では電流が急増し、極間抵抗値が急減していることがわかった。この極間距離を臨界ギャップと名付ける。加工液を流さない場合には、臨界的現象は現れず、ほぼ、極間距離に逆比例した電流が流れる。

(b) 臨界ギャップの値は 0.08~0.15 mm の範囲にありこの値は無負荷電圧値、電極面積、電極形状、加工液流量を変化させても変わらない。

(c) 臨界ギャップ以下の極間抵抗値 R は電極面積が一定の場合次式で表わされる。この値は無負荷電圧値、流速には左右されない。

$$R = 0.05 + 6.5g \Omega \quad (g: \text{極間距離 mm})$$

(ただし、電極面積 $A = 2.86 \text{ cm}^2$)

電極面積 A を変化させると、極間抵抗値 R は変化するが、 $A \cdot R$ の値は極間距離が同じならば一定値をとる。

(d) 電流値をバリコーダに記録させると、臨界ギャップよりも小さい範囲では、時間とともに電流値が減るが、臨界ギャップ以上では、時間とともに電流値が増加する。

(e) 流速を 0 にして実験すると、極間抵抗値は流速のある場合に比して、極間距離による臨界的変化はない。臨界ギャップより小さい範囲の流速のある場合の極間抵抗値は、流速が 0 の場合の極間抵抗値より小さい。臨界ギャップより大きい範囲では反対に強制じゅんかんの場合の抵抗値が大きい。加工液の流量を半分位にしても、極間抵抗値はほとんど変化しない。

(昭 37-7-2 受付)

参考文献

- 特願25~2104 [電解によるサク孔および切断装置] 斎藤長男
- ANOCUT カタログ (1959) Electrolytic Horizontal Cavity Sinker.
- C. L. Faust & C. A. Snavely: "Electroshaping: New-process Speeds Metal Removal" The Iron Age; Nov. No. 3, pp. 77~78 (1960).
- "Equipment Handles Electrochemical Machining" steel Oct. 2, (1961).
- 機械試験所ニュース No. 12 (1961).
- 井上潔、渋谷巖; "電解加工とその応用" 機械と工具, 10月, pp. 105~101 (1961).
- C. L. Faust 他; 前出 (3).
- 亀高、樋本; 新無機化学; 丸善 昭 22 年版.
- 工業材料便覧 第3編 第2章 p. 435.
- 一般化学(下); 岩波書店 p. 482.
- 岩永; 高等無機化学; 星書房 昭 23 年 p. 337.

マイクロ波回路の広帯域整合

喜連川 隆*・立川清兵衛*

Broad-band Matching of Microwave Transmission Circuits

Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Seibei TACHIKAWA

Recently the capacity required for the communication through the microwave super-multi-channel relay link has been enlarged year after year. For a method to satisfy this requirement incessant efforts have been exerted in the broad-band matching of the antenna and transmission circuits. This paper discusses the merits and demerits of various broad-band matching of microwave circuits, which are classified by their principles. There applications are also dealt with herein. All of these methods are very effective in practice if utilized depending on the requirements of the cases.

1. まえがき

電話需要の急激な増加、テレビ局の増設およびカラーテレビ局の新設に伴って、マイクロ波超多重無線中継線の所要通信量も急激に増大してきた。この要求を満たす一つの方法として、アンテナおよび伝送路の反射を広い周波数帯域にわたってできるだけ小さくするよう絶えず努力がはらわれてきた。

超多重無線中継線などに用いられる広帯域マイクロ波伝送路において電気的に必要な条件は、広い周波数範囲にわたって入力電圧定在波比が小さくなければならぬことはもちろんあるが、理論的計算あるいは基礎実験により設計の根拠が明確であって、必要な各部寸法および許容寸法公差を図面上に確実に表現しうることが必要である。また工作完了後の電気的調整は行なわなくとも所要の電気性能が得られることも必要であるが、これは、所要性能、製作台数を考え合わせれば必ずしもいつも経済的な方法であるとはいえない。場合によっては、工作の費用を省いて整合の微細調整に手間をかけたほうが経済的に有利なことがある。この場合には調整の手順が判然としていて調整容易なことが大切である。また大電力で使用するもの、あるいは損失の増大に伴う雑音温度の上昇を極度に抑える必要のある場合には、それらの特殊性を十分考慮した整合法を採用する必要のあることはもちろんである。

機械的に必要な条件としては、工作および寸法検査が容易で小型軽量にして丈夫なこと、種々の厳しい使用条件のもとで耐久性のあること、こん包、運送、据付けその他の取扱いの容易なことが必要である。また多量生産に適しており価格の安いことも重要である。

マイクロ波回路の広帯域整合をとる方法は概念的にはつぎのようく分類される。

- (1) 整合素子を用いないで無反射になる導波管の形状を選ぶ。
- (2) 整合素子を用いる。
 - (2) a 一括整合法
 - (2) b 逐次整合法
 - (2) b. (a) 数点の周波数における反射係数をたがいに独立にゼロにする。
 - (2) b. (b) 反射係数の大きさと位相とをたがいに独立に処理する。

これを具体的に考えると、(1), (2) a, (2) b. (b) および (2) b. (b) は次の (a), (b), (c) および (d) のようになる。

- (a) 流線形構造による広帯域整合法
- (b) 被整合回路と逆の周波数特性の整合回路で反射を打消す広帯域整合法
- (c) 数点の周波数において完全整合をとる広帯域整合法
 - (c) a 共振窓を用いる広帯域整合法
 - (c) b 回路を適当な間隔の数個の部分に分割して行なう広帯域整合法
- (d) サスセプタанс 素子により周波数特性を補償する広帯域整合法
- (d) a 反射係数の周波数特性を小さくしてから反射係数を小さくする広帯域整合法
- (d) b 反射係数を小さくしてから、さらに周波数特性を小さくする広帯域整合法

また、4 端子対回路の場合には (2) b. (a) および (2) b. (b) とまったく同じ考え方で、

(e) たがいに結合のない 2 端子対をたがいに他に影響を与えないように整合をとる方法が実用上はなはだ有効である。

実際に広帯域整合を行なう場合には、上述の諸条件を考慮するとともに、もとの回路の電気的性質を調べて、どの広帯域整合法がもっとも適しているかをあらかじめ検討し、その方法でもっともうまく広帯域整合がとれるように回路の構造寸法を決定する必要がある。

以下、本文には上記 (a)～(e) の七つの方法を例をあげて説明し、あわせて、それぞれの長所短所を記す。

2. 流線形構造による広帯域整合法

整合素子を用いないで、広い帯域にわたって無反射となるように導波管の形状を選ぶものであって、曲線曲り導波管、曲線ネジレ導波管、曲線 テーパ導波管などがあげられる。また、導波管内部に金属あるいは誘電体などを装荷する必要のあるとき、それらを流線形状にする場合もこの中に含まれる。

2.1 曲線曲り導波管および曲線 テーパ導波管

曲線曲り導波管はその曲率半径と反射係数との関係が理論的に明らかにされており⁽²⁾、曲線 テーパ導波管に関しては、どのような曲線を選べば、反射がどの程度小さくなるかが計算されている⁽³⁾。一般的傾向としては、各部の曲率半径を大きくすれば良好な広帯域特性が得られることが明らかにされている。したがって、多周

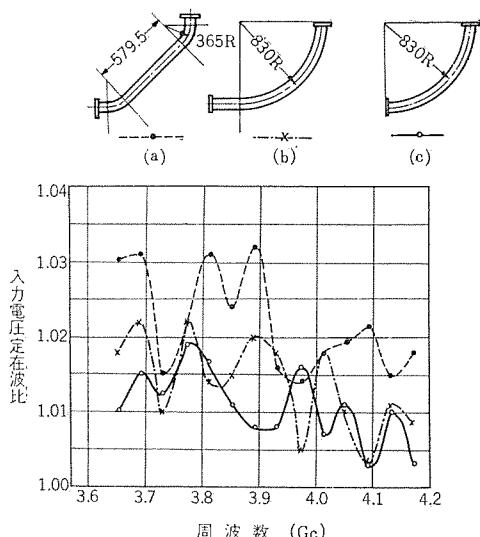


図 2.1 4 GHz 帯 H 面曲線曲り導波管の入力電圧定在波比特性
Fig. 2.1 Input voltage standing wave ratio of H-plane curved waveguide bend for 4 GHz band.

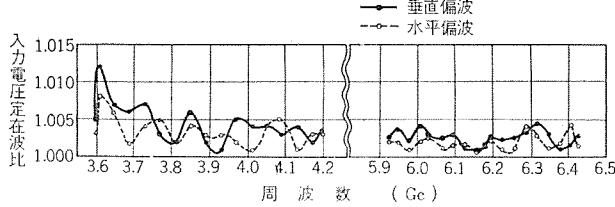
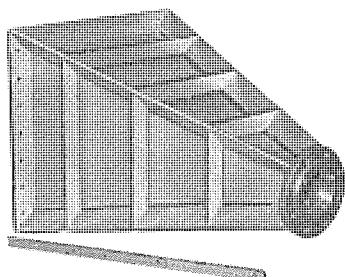


図 2.2 ホーン・リフレクタ・アンテナ用 フィード・ホーンの外観と
その入力電圧定在波比特性
Fig. 2.2 Outside view of feed horn of horn reflector
antenna and its input voltage standing wave ratio.

波数帯共用の要求される回路に対しては、この流線形構造のものが好都合である。そして、導波管の内側の曲面形状に多少の製作誤差があっても滑かにさえ仕上げておけば整合状態が極端に悪くなることがないし、また量産的であるという長所がある。しかし、しばしば重量体積が大きくなるのが欠点である。また製品の寸法検査がやや困難で、調整も本質的に不可能な場合が多いので、製品の寸法検査や調整を行なう必要のない程度に精密に製作する必要があるので、かなり高価な治具や工具を用いなければ作れない場合が多く、少量生産は経済的に困難である。

流線形構造の一つの応用例として H 面曲線曲り導波管について説明する。標準方形導波管 WRJ-4 を円弧に沿って 90 度曲げた H 面曲線曲り導波管の入力電圧定在波比の理論計算を行なうと、曲り半径が 200 mm 以上となると入力電圧定在波比は 1.01 以下となる⁽²⁾。ところが、実際には銅製の引抜き導波管を曲げて製作した製品の測定値はこれよりも大幅に大きくなる。これは主として管壁にシワができるためである。シワは曲り始めと曲り終りの部分に多く生ずるので、図 2.1 (c) のように 90 度以上曲げ

たものを 90 度で切り落とすとシワが少なく特性がかなりよい、そして (b) のように片側に直線部分があると反射が多少増大し、(a) のように 2 回曲りにするとシワの逃げる所が無くなるので反射はさらに大きくなる。このように小さな反射点の数が非常に多くあって全体としてかなり大きくなる反射特性は周波数特性がきわめて複雑であるから整合素子で補償することが不可能である。したがって、このような曲線曲り導波管は調整はまったく行ない得ないという条件のもとに精巧で高価な治具を用いて製作しなければならないから、レーダ部品程度の性能でなくて、もっと高性能の要求されるマイクロ波多重無線中継線用のものは少量生産は経済的に困難である。

流線形構造のものをもっとも効果的に応用した例は日本電信電話公社電気通信研究所納めの ホーン・リフレクタ・アンテナ⁽³⁾ の フィード・ホーンである。これはアンテナ本体下部のホーン部と 69 mm φ 円形給電導波管とを接続する円形正方形変換導波管であって、この部分の特性のよしあしがアンテナの入力電圧定在波比特性および交シャ偏波識別度を大きく支配するから、その設計および工作方法の決定にはとくに意をはらう必要のある部分である。まず、このアンテナには超広帯域特性が要求されること、すなわち 4 GHz 帯および 6 GHz 帯共用で将来はさらに 11 GHz 帯も共用される可能性があり、しかも入力電圧定在波比特性としてきわめて厳しい値が要求されることと、内外の情勢より推して ホーン・リフレクタ・アンテナ が今後かなり多量に製作される可能性のあること、とを考慮してあえて流線形構造のものを採用したわけである。それで、一端 69 mm φ 円形、他端 300 × 300 mm² 正方形、軸長 500 mm で、管軸を含むあらゆる平面で切った断面の内側曲線が、すべて双曲線となるものと、放物線となるものとの 2 種を試作した。製作に当っては、まず三次元 ナライ 加工機を用いてこの部分の雄型を理想曲面からの偏差 +0, -0.05 mm の精度で製作し、これを心金として電鋳法で作ったものにフランジおよび補強ワクを取付けてある。このフィード・ホーン の外観および入力電圧定在波比特性を図 2.2 に示してある。図は放物線形状のものであるが双曲線形状のものもほとんど同程度の特性を有している。

2.2 導波管内側寸法公差決定の問題

現在、導波管の内側寸法公差は、2 本の導波管をフランジ接続した場合にもっとも都合の悪い組合せが生じたときの接続面での反射をいくら以下に抑えるかによって規定されている。International Electrotechnical Commission (IEC) によれば、普通級の導波管に対しては $(\text{公差})/(\text{内側寸法呼称値}) = \Delta a/a = 1/500$ となっている。使用周波数帯の中心周波数で接続面において生ずる最大電圧反射係数 Γ は計算上ほぼ $4 \times \Delta a/a$ で与えられ、この場合は 0.008 となる。この IEC の規格は 1 本の導波管の一端から他端までの内側寸法は完全に均一であるとの条件のもとで、かかる導波管を接続した場合に生ずる接続面での反射のみを対象として規定されたものである。しかし、実際問題としては、なにがしかの不均一性は避けがたく、もし周期的に内側寸法が変化している場合には全体としてかなり大きい反射を生ずることになる。導波管の不均一性の問題が IEC でも取上げられるようになった理由はここにある。

このような不均一性に基づく反射がどの程度であるかを示す一例が図 2.3 である。これは黄銅材を機械加工して断面をお凹形に削り出し、その上面に黄銅板を 30 mm 間隔に並んだビスで固定したのち継ぎ目をハンド付けして製作した 6,000 Mc 帯用標準方

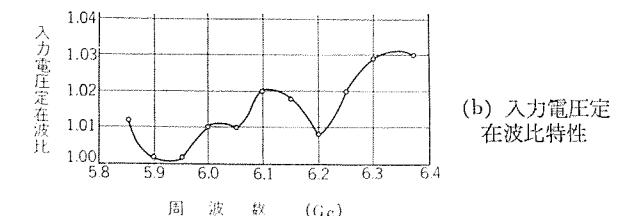
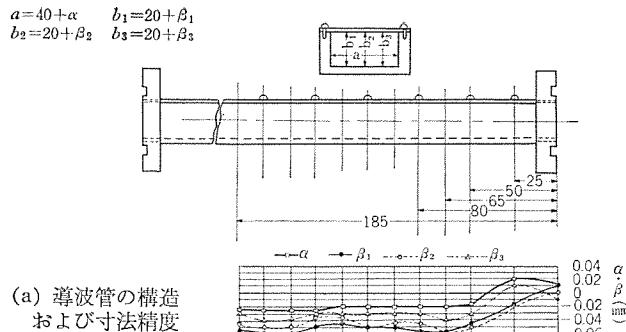


図 2.3 直線導波管の内側寸法の不均一性による影響
Fig. 2.3 Effect due to non-uniformity of inside dimensions of straight waveguide.

形導波管 WRJ-6 である。全長は約 450 mm で、その一端から 185 mm までの部分を 15 mm おきに断面寸法を測定した結果は図に示すように呼称値よりの偏差が ± 0.06 mm 以内で、日本工業規格の 1 級規格を満足している。ところが、入力電圧定在波比特性が図に示すように 1.03 程度になる周波数が存在し、明らかに不均一性に基づく反射があらわれている。

このように直線導波管においても、その断面寸法の不均一性がかなり大きくなる可能性のあるような方法で製作する際には、それによる反射係数増大を考慮したうえで寸法公差を決定する必要がある。

3. 被整合回路と逆の周波数特性の整合回路で

反射を打消す広帯域整合法

この方法は被整合回路をそれとちょうど逆の周波数特性をもつ整合素子を装荷することによって一挙に広帯域整合を行なおうとするものである。したがって構造が簡単で、しかも調整が容易であるという利点はある。しかし被整合回路は単純な周波数特性でないと困る。アドミタンスとその周波数特性とがともに望む値をもつような整合素子が常に見つかるとは限らないからである。

この方法を適用したもっとも簡単な例として H 面 1 回角曲り導波管がある。この角曲り導波管はその曲りの内隅からその対辺までの距離を変化すると狭帯域整合のとれるところがある。この距離をさらに短くすると誘導性サスセプタンスを呈する。そしてこの距離を適当に選ぶと、その誘導性サスセプタンスの周波数特性が容量性ビスの呈する容量性サスセプタンスで打消すのにちょうど都合のよいようになる。図 3.1 の曲線①は容量性ビスそう入前の入力アドミタンスを、曲線②はビスそう入後の入力アドミタンスを示す。3.7 ~ 4.2 GHz の帯域にわたって入力電圧定在波比が 1.03 以下となっている。この H 面 1 回角曲り導波管は整合素子として 1 本の容量性ビスを用いているだけであるから、調整はすこぶる簡単である。しかしこの場合は容量性ビスは図 3.1 で曲線①を中心部にまで移す役割と、その上下の延びを縮める役割、すなわち、周波数特性補償の役割とを同時に果さなければならないから、ビスの直径の選定のためにはかなりの数の基礎データが必要である。もし曲線

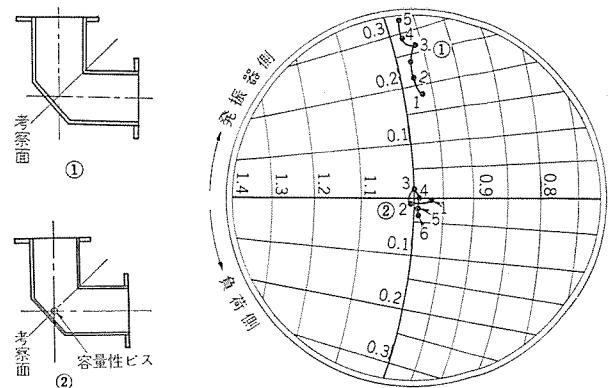


図 3.1 4 Gc 帯 H 面 1 回角曲り導波管の広帯域整合
Fig. 3.1 Broad-band matching of H-plane single corner waveguide bend for 4 Gc band.

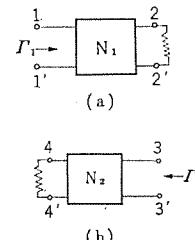
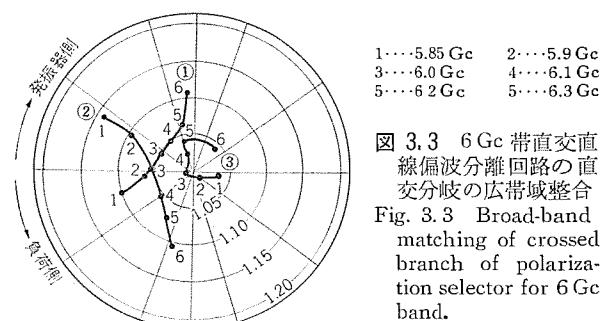
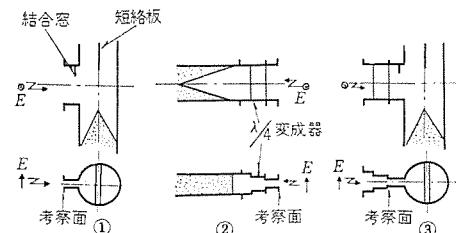


図 3.2 たがいに共役する電圧反射係数をもつ 2 個の 2 端子対回路の直列接続による広帯域整合
Fig. 3.2 Broad-band matching performed by series connection of two two-terminal-pairs circuits whose voltage reflection coefficients are conjugate with each other.



1 … 5.85 GHz 2 … 5.9 GHz
3 … 6.0 GHz 4 … 6.1 GHz
5 … 6.2 GHz 5 … 6.3 GHz

図 3.3 6 Gc 帯直交線偏波分離回路の直交分岐の広帯域整合
Fig. 3.3 Broad-band matching of crossed branch of polarization selector for 6 Gc band.

①を中心部に移す役割をもつ素子と、周波数特性を補償する役割をもつ素子とを別にして、その調整が独立に行ないうるようすれば、設計は容易になるし最終整合結果としてはさらに良好なものが期待できる。後述の章 6 に述べるのがこの方法である。

上記の例は、被整合回路の考察面を適当な位置に選んだときにコントラクタスが常に 1 であり、サスセプタンスが単調に変化している場合に適用したものであるが、これと同様の方法がさらに一般の場合に拡張できる。図 3.2において、(a) に示すように無損失 2 端子対回路 N_1 の右方の端子対 2~2' を無反射終端したときに左方の端子対 1~1' にあらわれる電圧反射係数を Γ_1 とし、また、(b) に示すように、別の無損失 2 端子対回路 N_2 の左方の端子対 4~4' を無反射終端したときに右方の端子対 3~3' にあらわれる電圧反射係数を Γ_2 とする。いま、もし

$$\Gamma_1 = \Gamma_2^*$$

なる関係があれば、 N_1 の端子対 $1 \sim 1'$ と N_2 の端子対 $3 \sim 3'$ を接続した (c) の回路において、端子対 $2 \sim 2'$ を無反射終端したときに端子対 $4 \sim 4'$ にあらわれる電圧反射係数、および、端子対 $4 \sim 4'$ を無反射終端したときに端子対 $2 \sim 2'$ にあらわれる電圧反射係数はともにゼロとなる。したがってもしある帯域にわたって上式を満足する二つの回路を組合せれば、それは帯域整合回路となりうる。

図3.3は上述の方法を 6 Gc 帯直交直線偏波分離回路の直交分岐の帯域整合に適用した場合を示したものである。曲線①はヘン平導波管を直交分岐としてもつ直交直線偏波分離回路において、短絡板の分岐域内突出長および結合窓を適当に選定した場合の入力アドミタンス特性を示したものである。この曲線①は、標準方形導波管を 1/4 波長変成器を介してヘン平方形導波管側より測定した場合の入力アドミタンス②とスミス图表の $G=1$ の直線に対してほぼ対称の位置にある。すなわち上式の関係を帯域にわたってほぼ満足していることになる。したがって両者を組合わせると曲線③に示すように帯域整合が実現できる。

本章の方法は、前の例のように各部寸法を適当に選定すれば無調整でかなり良好な帯域整合が実現できるし、また後の例のように整合素子が純サスセプタンス素子でなく、2端子対回路として取扱われるべき性格のものである場合には、予備考察および実験を進めるのが容易となる利点を有している。

4. 数点の周波数において完全整合をとる

帯域整合法

一つの周波数 f_1 において完全整合をとり、しかも f_1 における整合状態をくずさぬように他の周波数 f_2 においても完全整合が得られるようにすれば、 f_1 と f_2 とを含む広い周波数範囲にわたって入力電圧定在波比が十分 1 に近づくであろうことは容易に想像される。

この考え方はインピーダンス整合の帯域化の場合だけではなく、ほかの場合にもしばしば有効である。たとえば、ピッチの異なる 2種のネジを用いる空洞波長計の帯域温度補償は 2 点の周波数において空洞の固有周波数の温度係数をゼロにすることによって帯域温度補償を行なっている⁽⁵⁾。また差動形ヒレ付広帯域 1/4 波長板⁽⁶⁾⁽⁷⁾と動形容量性棒付金属ヒレ装荷広帯域 1/4 波長板⁽⁸⁾⁽⁹⁾および誘電体板入り導波管形広帯域 1/4 波長板⁽⁶⁾⁽⁹⁾も、2 点あるいは 3 点の周波数においてダ円偏波率が 1 になるようにしてダ円偏波率の帯域化に成功している。さらにまたサンドイッチ形 radome にもこのような考え方を適用して特性を帯域化することができる⁽¹⁰⁾。

二つの周波数 f_1, f_2 において完全整合をとるもっとも簡単な方法を述べる。導波管路中の Z_1 なる位置に $b_1(f)$ なる並列サスセプタンスが存在しているとき、これを

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \tan^{-1} \frac{2}{b_1}$$

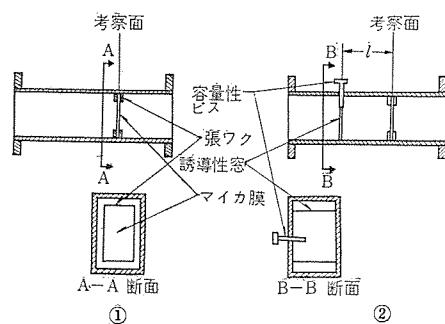
で与えられる距離 l だけ手前の $Z_1 - l$ なる位置から見れば符号が逆転して $-b_1$ なる並列サスセプタンスとなる。したがって、この $Z_1 - l$ なる位置に $b_1(f)$ とまったく同一の並列サスセプタンス $b_2(f)$ を装荷すれば、上式を満足する周波数 f_2 において合成サスセプタンス $B = b_1 + b_2$ はゼロとなる。すなわちこの導波管路は周波数 f_2 において完全整合の状態になる。もしも、 $b_1(f)$ および $b_2(f)$ のおのが他の周波数 f_1 においてゼロであれば、この導波管路は

2 点の周波数 f_1 と f_2 において無反射となるので、 f_1 と f_2 とを適当に離しておけば f_1 と f_2 を含むかなり広い範囲にわたって入力電圧定在波比が十分 1 に近くなる。

4.1 共振窓を用いる広帯域整合法

この方法を実現する第 1 の手段は共振窓の利用である。1 点の周波数において狭帯域整合をとつておいてから周波数特性を補償するという点において章 6 の方法と同じであるが、章 6 の場合には帯域内の中心周波数において予備整合をとっているのに対し、ここで述べる方法では周波数帯域の一端近くの周波数 f_1 において予備整合をとる点が異っている。そして f_1 を共振周波数とし、 f_2 におけるサスセプタンスが被整合回路の f_2 におけるサスセプタンスと同じ値をもつような共振回路をこれに接続することによって、 f_1 と f_2 の 2 点において完全整合をとろうとするものである。方形導波管用の共振回路として通常用いられる矩形孔共振窓は、その寸法を適当に選ぶことによってその共振周波数と Q 値とを独立に任意の値に設定することができるからこの方法に使用することができる。製品の調整時のことを考えると、共振周波数、 Q 値の両者が可変になれば好都合であることはいうまでもない。しかし共振窓はその Q 値を可変にすることは不可能であり、ただ、誘導性窓と容量性ビスとを組合わすことによって、共振周波数を可変にすることができるだけである。このように共振周波数が可変で、 Q 値が固定の共振窓を用いた場合の調整に際しては、あらかじめ f_1 において予備整合された被整合回路の f_2 におけるサスセプタンスと共振窓の f_2 におけるサスセプタンスの値が一致するように、共振窓の共振曲線をその周波数軸に平行に移動させて調整することになる。したがって、その共振周波数 f_1' は被整合回路の予備整合周波数 f_1 とは一致しないという不都合がある。

図4.1はこの方法を 4 Gc 帯導波管気密窓に適用した場合を示す。気密窓は導波管中で管軸に垂直な面内に金属張ワクを固定し、それにマイカ膜を接着したものである。金属張ワク自体の形状は共振窓のそれと似ているから、その等価回路は並列共振回路が線路に並列に装荷されたものとなり、一方マイカ膜は容量性サスセプタンスを呈する。したがって張ワクの寸法およびマイカ膜の厚みを適当に選定することによって、任意の周波数 f_1 において完全整



1...3.6 Gc 2...3.7 Gc
3...3.8 Gc 4...3.9 Gc
5...4.0 Gc 6...4.1 Gc
7...4.2 Gc

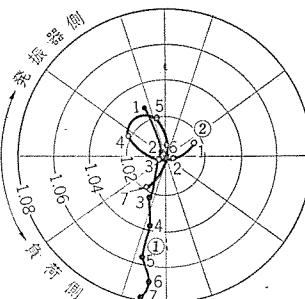


図4.1 4 Gc 帯導波管気密窓の帯域整合
Fig. 4.1 Broad-band matching of waveguide pressurizing window for 4 Gc band.

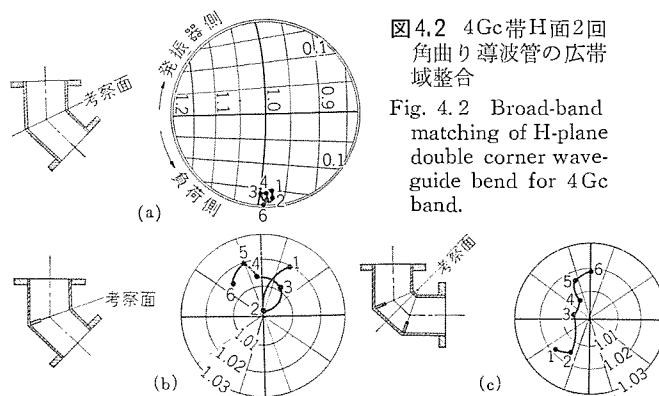
合をとることができる。この f_1 を所要周波数帯域 3.6~4.2 Gc のほぼ中心に選ぶだけでもある程度は広帯域特性が得られる⁽¹¹⁾。ここで述べるもののは、図 4.1 の曲線①に示すように f_1 を下限周波数に近い 3.7 Gc に選んである。これと誘導性窓と容量性ビスとからなる共振周波数可変形の共振窓とを上限周波数 4.2 Gc に近い周波数 f_2 において反射がゼロになるように l を定める。調整に際して、共振窓の容量性ビスのそう入長を変えて最適状態にした結果が曲線②であって、3.6~4.2 Gc の帯域にわたって入力電圧定在波比が 1.025 以下となっている。

4.2 回路を適当な間隔の数個の部分に分割して行なう広帯域整合法

2 点整合による広帯域整合法が実用上効を奏して面白いのは回路を分割する方法である。すなわち製作しようとする導波管回路を一つの周波数 f_1 で整合のとれた二つの部分に分けて両者を他の周波数 f_2 において整合条件を満たすに必要な距離だけ離しておく方法である。この場合、広帯域整合用素子をとくに用いることをしない点において流線形構造の場合と似ている。この整合法は必要な周波数範囲が与えられたとき、2 点で整合をとっただけでは不十分ならば、さらに多くの点において完全整合がとれるようすればよく、原理的に周波数範囲に制限がないのが第 1 の特長である。また完全整合をとる二つの周波数 f_1 と f_2 とをたとえば 4 Gc と 6 Gc というように遠く離して、二つの周波数帯に共用の回路を作ることができるのが第 2 の特長である。これらの点において章 5 および章 6 のサスセプタンス素子により周波数特性を補償する広帯域整合法よりもすぐれているが、後者ほどには軽便に行ない得ないのが欠点である。

図 4.2 はこの方法を 4 Gc 帯 H 面 2 回角曲り導波管に適用した場合の例である。H 面 45 度 1 回角曲り導波管の入力アドミタンスをその屈折面を考察面としたときの測定結果は図 4.2 (a) に示すように容量性サスセプタンスを呈する。したがってこの考察面に誘導性窓をそう入すれば同図 (b) のように所要周波数帯域 3.7~4.2 Gc の 1 端近くの周波数 3.8 Gc において完全整合をとることができ。つぎにかかる回路 2 個の反射が帯域の他端近く 4.1 Gc においてたがいに打ち消すように接続したのが同図 (c) の H 面 2 回角曲り導波管であって、所要周波数帯域にわたって入力電圧定在波比が 1.02 以下となっている。予定の 2 点の周波数において入力電圧定在波比が 1 にならないおもな原因は二つの誘導性窓の距離が近いための干渉と工作誤差とである。

4 Gc 帯誘電体板入り 1/4 波長板⁽⁹⁾の広帯域整合もこの 2 点整合の原理にもとづいて行ない好結果を得ている。構造は図 4.3 (a) に示すように誘電体板の両端にテープをつけ、かつ厚さの中央部と両面の部分とを管軸方向にほぼ 1/4 波長だけずらせてある。この



マイクロ波回路の広帯域整合・喜連川・立川

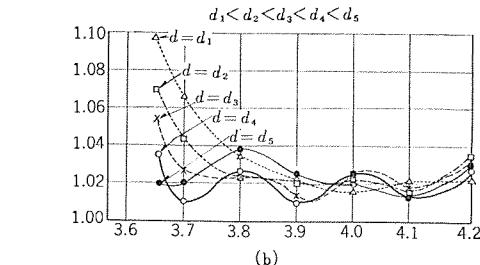
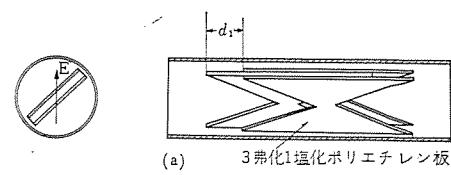


図 4.3 4 Gc 帯誘電体板形 1/4 波長板の広帯域整合
Fig. 4.3 Broad-band matching of dielectric slab type quarter-wave plate for 4 Gc band.

テープは帯域内の高い周波数で無反射となるように寸法が選んであるので、同図 (b) に示すように、ずらしの長さ d を変えてても入力電圧定在波比はこの周波数すなわち 4.1 Gc 付近ではほとんど変化しない。つぎにずらしの長さ d は帯域内の低い周波数において反射がゼロになるように実験的に d_4 に定める。その結果、3.6~4.2 Gc の帯域にわたって入力電圧定在波比が 1.04 以下という低い値となっている。なお (b) の測定結果で、反射が 2 点においてゼロにならずに、3 点において極小となっている原因は、測定時に使用した矩形円形変換導波管の残留反射、VSWR=1.02, によるものと考えられる。この方法は整合用のサスセプタンス素子が不要であるが、かかる 1/4 波長板のときにはサスセプタンス素子の移相特性がダ円偏波率に悪影響を及ぼすから、整合にサスセプタンス素子の不要なことは非常にすぐれた点である。

5. 反射係数の周波数特性を小さくしてから反射係数を小さくする広帯域整合法

ここに述べる広帯域整合法はまず反射係数の大きさの周波数による変化を小さくし、つぎにその状態に保ったまま反射係数の位相角の周波数による変化を小さくし、最後に反射係数の大きさを小さくして広帯域整合をとる方法である。

簡単のために図 5.1 によって説明する。整合を行なう前の被整合回路の入力アドミタンスを曲線①とする。図中の H, M, L はそれぞれ対象とする周波数帯域の上限、中心、下限を示すものとする。まず、最初に曲線①が等反射係数線すなわちスミス图表の中心を中心とする円弧に沿うように、適当なサスセプタンスを線路に並列に

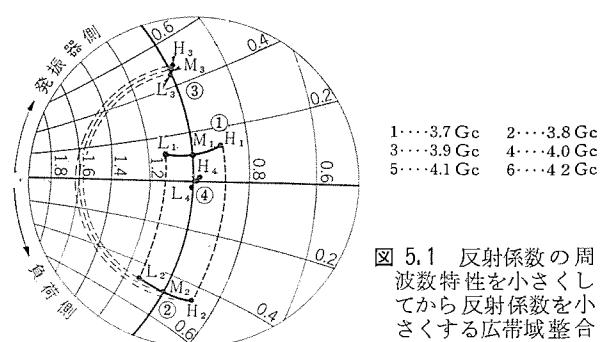


図 5.1 反射係数の周波数特性を小さくしてから反射係数を小さくする広帯域整合法
Fig. 5.1 Illustration of broad-band matching that is performed by diminishing reflection coefficient after compensating its frequency character.

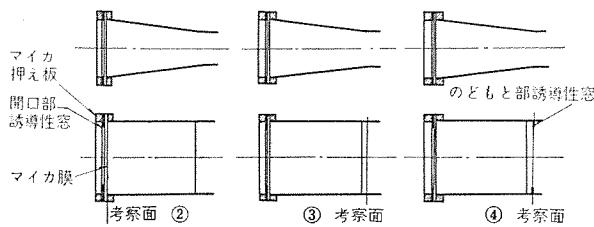


図 5.2 4 Gc 帯フィード・ホーンの広帯域整合
Fig. 5.2 Broad-band matching of feed horn for 4 Gc band.

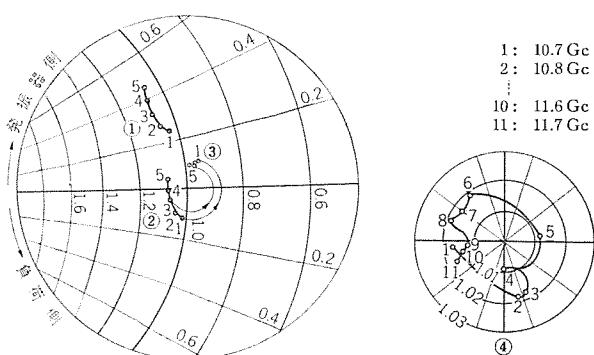
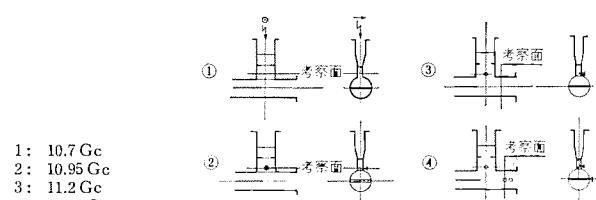
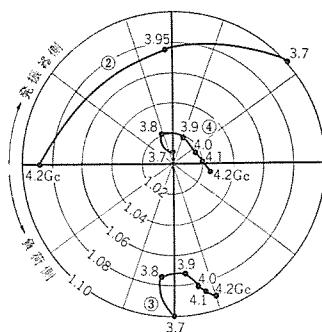


図 5.3 11 Gc 帯直交直線偏波分離回路直交分岐の広帯域整合
Fig. 5.3 Broad-band matching of crossed branch of polarization selector for 11 Gc band.

こう入する。図の場合容量性サスセプタス素子を用いており、その結果曲線①が曲線②となる。この場合、容量性サスセプタス素子を用いるべきか、誘導性サスセプタス素子を用いるべきかは曲線①の形状によって判定しなければならない。しかし実際には、曲線①を曲線②に移すのにサスセプタス素子を用いないで、回路の形状、寸法を変えることにより②のような曲線を得てもよいところに、この方法の特長がある。

つぎに考査面を発振器側に移してみると、点 H_2 は点 L_2 よりも管内波長が短いのでスミス图表上を早く回転することとなり、 H と L との位相角が相等しくなる位置が存在する。その点にもっとも近いコンダクタンス G が 1 なる円弧上まで考査面を移動する。すると曲線②が③となる。曲線③は反射係数の大きさも位相角もともに周波数による変化が小さくなっていて、ただ反射係数の絶対値が大きい。反射係数の位相の周波数による変化のもっとも小さくなる考査面での曲線がスミス图表上の $G=1$ の円弧にもっとも近くなるように曲線②の形状すなわち H_2, M_2, L_2 なる点の相互の間隔を適切に調整しておく必要がある。

最後に適切なサスセプタス素子で整合をとると、曲線③が曲線①となり広帯域整合が得られる。このときサスセプタス素子は周波数特性をもっているから曲線②はこれを見越して適切な形状にしておく必要がある。このように反射係数の大きさを一定にした状態すなわち曲線②の形状がもっとも重要であって、したがって①の形状にも十分注意をはらう必要がある。

この方法は手順が簡単なのが特長であって、とくに回路の構造寸法を適切に選んで反射係数の大きさの周波数特性をなくしする場合にはきわめて有効である。欠点は曲線②の状態において定在波比が大きいと、負荷と整合素子との間の領域に大きい定在波が立つので回路の許容電力容量が制限されることである。また曲線②の反射係数位相角の周波数特性が図と逆の場合には、曲線③から④に移すのに整合素子は負荷から発振器と逆の側にそう入する必要があるので、発振器側にしかそう入し得ない場合には具合が悪いことがある。

この方法は 4 Gc 帯 ウィングラス形同軸導波管変換器⁽¹²⁾、4 Gc 帯直線偏波 パラボラアンテナ のフィード・ホーン⁽¹³⁾、11 Gc 帯直交直線偏波分離回路⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾の広帯域整合に適用して好結果を得ている。図 5.2 は 4 Gc 帯直線偏波フィード・ホーンの広帯域整合に適用した場合を示したものであって、曲線②の状態を得るのに、開口部の誘導性窓の幅およびマイカ押え板の厚みを選んで手順によつており、また曲線③より曲線④に移すのにのどもと部の誘導性窓を用いている。図 5.3 は 11 Gc 帯直交直線偏波分離回路の直交分岐の広帯域整合に適用した場合を示したものであって、曲線③より④に移すための容量性ビスは曲線①および②の考査面よりも負荷側に位置している。

6. 反射係数を小さくしてから、さらに周波数特性を小さくする広帯域整合法

反射係数を小さくしてから、さらに周波数特性を小さくする広帯域整合法として考えられるもっとも簡単なものは、反射係数の小さい被整合回路の周波数特性を、それとちょうど逆の周波数特性をもった整合素子で補償する方法である。それで任意の周波数特性をもったサスセプタス素子を作ることを考えれば、この問題はおのずから解決されることになる。

図 6.1 (a) の曲線 A_2 は導波管中の②なる点にそう入した容量性ビスがそのそう入点②において呈するアドミタンスであり、曲線 A_1 はこのビスが点②から負荷側へ中心周波数において $1/8$ 管内波長だけ離れた点①において呈するアドミタンスで、曲線 B_1 はこのビスがそう入点③から発

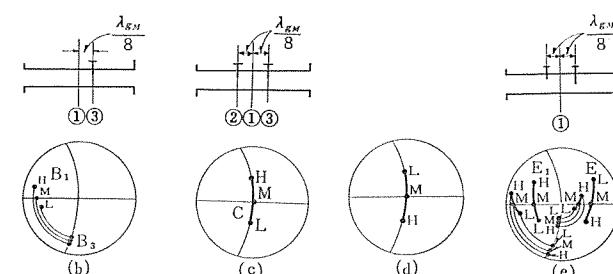
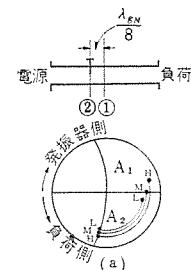


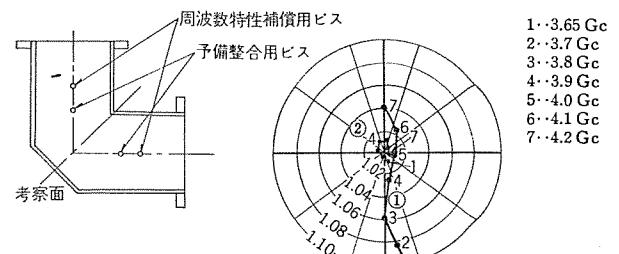
図 6.1 2 本の容量性ビスによる周波数特性の補償
Fig. 6.1 Compensation of frequency character by two capacitive screws.

振器側へ $1/8$ 管内波長だけ離れた点において呈する アドミタンス である。したがって、 $1/4$ 管内波長離れた 2 本 1 組の容量性 ビス が両者の中点①において呈する アドミタンス は、図 6.1 (c) の曲線 C となる。L, M, H の間隔はそれぞれ周波数帯域の下限、中心、上限を示している。曲線 C の L, M, H の間隔は ビス の直径を大きくするか、あるいは、そう入長を長くすれば増大する。図 6.1 (c)においては周波数の高い方が誘導性領域、低い方が容量性領域にあるが、これとまったく反対に、図 6.1 (d) のように周波数の高い方が容量性領域に、低い方が誘導性領域にくるようにするには、以上とまったく同様の考えに従って、2 本の容量性 ビス を $3/8$ 管内波長の倍、すなわち、 $3/4$ 管内波長の間隔を置いてそう入すればよい。これは日本電信電話公社電気通信研究所において開発された任意周波数特性の サスセプタンス 素子⁽¹⁰⁾ であって、被整合回路がある考察面から見たアドミタンス が図 6.1 (d) のようであれば、その考察面の両側 $1/8$ 管内波長の所に一対の容量性 ビス をそう入して図 6.1 (c) のような周波数特性の アドミタンス を実現し、ビス のそう入長を適当に調節して被整合回路の アドミタンス を補償することができる。逆に被整合回路の アドミタンス が図 6.1 (c) のようであれば、その両側 $3/8$ 管内波長のところに一対の容量性 ビス をそう入するとやはり広帯域整合状態が得られる。

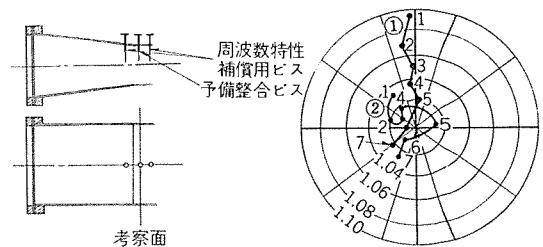
以上は被整合回路のアドミタンス が スミス 図表上で サスセプタンス $B=0$ を中心として、コンダクタンス $G=1$ の円周上にある場合である。しかしながらこの方法は必ずしも $G=1$ である必要はない。もしもかりに被整合回路の アドミタンス が 図 6.1 (e) の曲線 E のように $G < 1$ の領域にあれば、負荷側の ビス を発振器側の ビス よりも深くそう入しておけば、 E_1 のように $G > 1$ の領域で任意周波数特性の サスセプタンス が実現できて広帯域整合が行なわれる。逆に、発振器側の ビス を負荷側の ビス よりも深くそう入しておけば、被整合回路の アドミタンス が $G > 1$ なる領域にある場合に適用できる。

この 2 本一対の ビス による方法は 1 点においてあらかじめ整合をとておく点が 4.1 の共振窓による方法と同じであって、周波数特性を補償するに共振窓の代わりに 2 本一対の ビス を用いている。しかし共振窓による方法は所要周波数帯の 1 端近くの 1 点で予備整合をとるのに反して、2 本一対の ビス による方法は中心周波数において予備整合をとる点が異っている。そして共振窓の Q 値がほとんど不变であって、広帯域整合の微細調整を行なうときに共振周波数を変えて、いわば Q 曲線を平行移動させて予備整合のとれている点とは反対側の端で完全整合がとれるように調整する。すなわち微細調整のときはあくまでも帯域の 1 端に着目して、その結果周波数帯の両端近くの 2 点において反射係数が小さくなるようにしている。ところが 2 本一対の ビス も共振回路素子と考えることができるが、この時の 2 本一対の ビス の共振周波数は主として 2 本の ビス の間隔で決まるためほとんど不变であって、ビス のそう入長により Q 値を変え Q 曲線を広げたり縮めたりすることによって所要周波数帯域の両端近くの サスセプタンス を平均的に補償して、その結果全帯域にわたって反射が小さくなるようしている。また被整合導波管回路がその管軸方向に対して前後に対称な場合には 2 本の ビス は被整合反射点の前後にそう入される場合が多いが、このような場合には被整合回路と共振回路とが重っていると考えられるのであって、共振窓は被整合回路と重り合わすことができないという点において、この方法のほうが便利であるといえる。

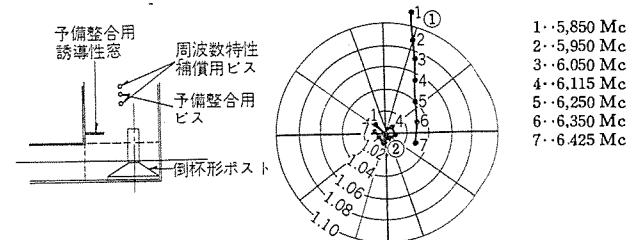
この方法は予備整合の結果が周波数特性が余り大きいと具合がマイクロ波回路の広帯域整合・喜連川・立川



(a) 4 Gc 帯 H 面 1 回角曲り導波管



1・3.65 Gc 2・3.7 Gc 3・3.8 Gc 4・3.9 Gc 5・4.0 Gc 6・4.1 Gc 7・4.2 Gc
(b) 4 Gc 帯 フィード・ホーン



(c) 6 Gc 帯 マジック T (E 分岐)

図 6.2 2 本の容量性 ビス による周波数特性補償の応用例
Fig 6.2 Applications of compensation of frequency character by two capacitive screws.

わるく、スミス 図表が直交座標とみなしうる程度の予備整合をとつておく必要があるのが欠点である。また各 ビス のそう入長がかなり大きくなるので大電力用のものには適用しがたい。

この方法は 4 Gc, 6 Gc, 11 Gc 帯の E 面および H 面 1 回角曲り導波管、4 Gc, 6 Gc, 11 Gc 帯の導波管気密窓、4 Gc 帯直線偏波 パラボラアンテナ の フィード・ホーン⁽¹³⁾、6 Gc 帯 マジック T⁽¹⁴⁾⁽¹⁷⁾、6 Gc 帯左右両旋円偏波分離回路⁽¹⁴⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾、4 Gc および 6 Gc の直交直線偏波分離回路の広帯域整合に適用して好結果を得ている。図 6.2 はこれらのうちの代表例として 4 Gc 帯 H 面 1 回角曲り導波管、4 Gc 帯 フィード・ホーン、6 Gc 帯 マジック T の E 分岐の場合を示したものであって、いずれも、曲線①は予備整合時の特性を、また曲線②は周波数特性補償後の特性である。

7. 導波管 4 端子対回路の広帯域整合法

導波管 4 端子対回路の広帯域整合を行なって広帯域導波管 ハイブリッド 回路を実現する場合、4 個の端子対のうちのたがいに結合のない 2 個の端子対に対して広帯域整合を行なうのがもっとも簡単であることは先に本誌に報告した⁽¹⁴⁾。この場合 2 個の端子対の一方に対する整合素子が他方の整合状態に影響を与えないようになることが大切である。

まず、マジック T の場合について述べる。マジック T は構造上 E 分岐と H 分岐との間に結合がないので、H, E 両分岐から整合をとるのが当然である。しかし分岐域より離れた所で E, H 分岐別々

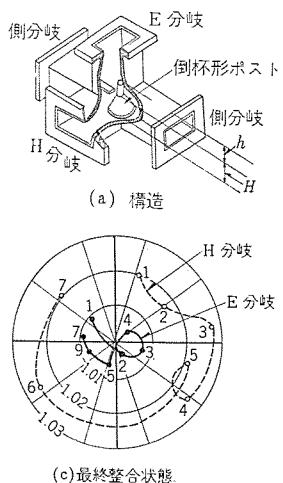


図 7.1 倒杯形 ポスト 装荷 マジック T の構造とアドミタンス特性
Fig. 7.1 Structure and admittance character of magic-T with wine-glass post.

に整合素子をそう入したのでは当然周波数特性が悪くなるから、分岐域内に整合素子をそう入する必要がある。このとき整合素子のある部分の寸法変化は H 分岐の整合状態にのみ影響し、他の部分の寸法は E 分岐の整合状態にのみ影響するという整合素子を見つけだすことが大切である。これが図 7.1 (a) に示す倒杯形ポストである。H 分岐の入力アドミタンスはほとんどポストの全高 $H + h$ のみで定まり、E 分岐の入力アドミタンスはほとんど円スイ部の高さ H のみで定まる。 $H + h$ は H 分岐の入力アドミタンス特性が章 6 の (d₂) の方法を適用するのに好都合になるように、また H は E 分岐の入力アドミタンス特性がやはり章 6 の (d₂) の方法を適用するのに好都合になるように選んだときの特性が図 7.1 (b) に示してある。なお、(d₂) の方法で広帯域整合した最終状態では、5.85~6.425 Gc の帯域にわたっての入力電圧定在波比が E 分岐は 1.01 以下、H 分岐は 1.03 以下となり、もし帯域を上下二分すれば、H 分岐も 1.015 以下となる。

つぎに、図 7.2 に示すような 3 軸直交形円形管ハイブリッド回路もマジック T と同様に構造上たがいに結合のない円形導波管の X 方向偏波姿態および Y 方向偏波姿態について整合をとることがまず必要で、つぎに X 方向偏波姿態の短絡板にまったく影響を与えない Y 方向偏波姿態の短絡板を設けることが大切である。これが図 7.2 (a) の金属ヒレであって同図 (b) のスミスチャートから明らかなように章 6 記載の (d₂) の方法で広帯域整合をとるのが都合のよいようになっている。最終結果は 5.925~6.175 Gc あるいは 6.175~6.425 Gc の帯域にわたって、XY 両方向偏波姿態にたいしてともに 1.02 以下である。

なお、上記マジック T および 3 軸直交形円形管ハイブリッド回路については詳しくは文献 (14) に記載してある。

8. む す び

以上マイクロ波回路の広帯域整合をとる方法をその原理にしたがって分類記述し、その長短を論じたが、いずれも実用上はなはだ有効なものである。実際には広帯域整合回路を作ろうとするときには、どの方法がもっとも適しているかをあらかじめ検討し、その方法でもっともうまく広帯域整合がとれるように回路の構造寸法を定めて、かかるのち広帯域整合をとる必要がある。

なお、この稿で記した広帯域整合回路の大部分は日本電信電話公社のマイクロ波超多重無線中継線に使用する目的で研究したものであり、10 有余年にわたって絶えず公社関係各位のご指導ごべんたつを賜ったことを付記して深甚なる謝意を表する次第である。(昭 37-7-9 受付)

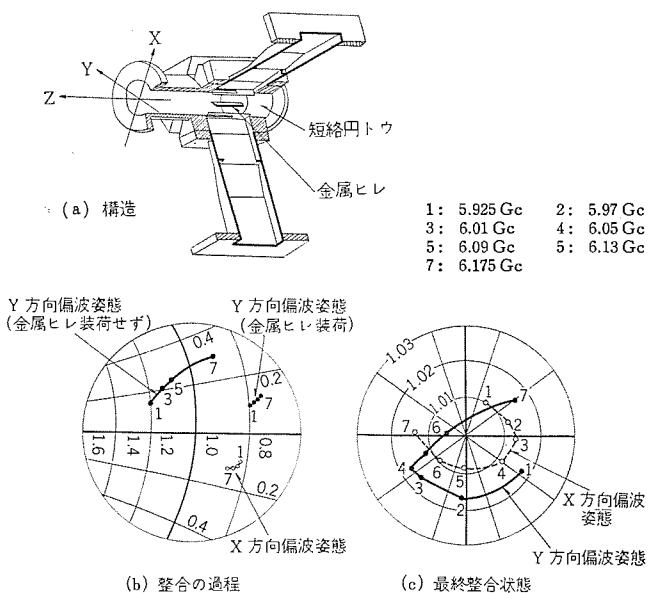


図 7.2 3 軸直交形円形管 ハイブリッド 回路の構造とアドミタンス特性
Fig. 7.2 Structure and admittance character of circular waveguide hybrid junction.

参 考 文 献

- 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（昭 32-10）。
- N. Marcuvitz: Waveguide Handbook, M.I.T. Red. Lab. Series, 10, pp. 333~335, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1951).
- H. L. Munchen: Breitbandanpassung von Hornparabolantennen. Frequenz, 13, No. 12, pp. 390~397 (Dec., 1959).
- 大橋・加藤・沼野・森川・東野・喜連川：ホーン・リフレクタ・アンテナ、「三菱電機」, 36, No. 5, エレクトロニクス特集, pp. 601~607 (昭 37)。
- 喜連川：空洞波長計の温度補償、「三菱電機」, 28, No. 4, pp. 183~194 (昭 29)。
- T. Kitsuregawa, S. Nakahara and S. Tachikawa: Broadband Quarter-Wave Plate, Mitsubishi Denki Laboratory Reports, 1, No. 4 (Oct., 1960).
- 喜連川・信岡・中原：差動形舡付導波管広帯域 1/4 波長板、昭和 31 年電気三学会連合大会講演論文集, p. 591 (昭 31-4)。
- 喜連川・信岡：小形広帯域マイクロ波 1/4 波長板、「三菱電機」, 30, No. 2, 研究所創立 20 周年記念特集, pp. 114~117 (昭 31)。
- 喜連川・立川：誘電体板入り 1/4 波長板の広帯域化、昭和 31 年度電気通信学会全国大会講演論文集, p. 91 (昭 31-11)。
- 喜連川：Radome について、「三菱電機」, 29, No. 7, 無線機特集, pp. 409~415 (昭 30)。
- 喜連川・東野：導波管気密窓、「三菱電機」, 28, No. 4, pp. 194~196 (昭 29)。
- 喜連川・東野：同軸ケーブルと矩形導波管とのワイングラス形の接合回路の試作、超短波通信研究総合委員会極超短波通信科会 (昭 26-7)。
- 河津・樋本・喜連川：直線偏波および円偏波の広帯域パラボラアンテナ、「三菱電機」, 30, No. 9, 無線機特集, pp. 561~567 (昭 31)。
- 喜連川・立川：導波管ハイブリッド回路の広帯域整合、「三菱電機」, 34, No. 11, pp. 1419~1428 (昭 35)。
- 喜連川・立川：11 Gc 帯直交直線偏波分離回路、昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集, p. 1252 (昭 35-7)。
- 河津・大橋・石井：リアクタンス素子による広帯域整合の一方法、昭和 30 年電気三学会連合大会講演論文集, p. 643 (昭 30-4)。
- 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 (昭 34-10)。
- 喜連川・立川：6 Gc 帯左右両旋円偏波分離回路、昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集, p. 1251 (昭 35-7)。
- 土井・青木・河津・大橋・加藤・沼野・樋本・森川・大林・喜連川・立川：6,000 Mc 超広帯域伝送用左右両旋共用円偏波パラボラ・アンテナ、「三菱電機」, 34, No. 12, エレクトロニクス特集, pp. 1515~1523, (昭 35)。

高周波磁気増幅器を用いた電圧形演算増幅器

大野 栄一*

浜岡 文夫**

Voltage Type Operational Amplifiers Using High Frequency Magnetic Amplifiers

Research Laboratory Eiichi ŌNO
Kamakura Works Fumio HAMAOKA

Magnetic amplifiers, being stable, rigid and reliable, have been widely used for industrial control. In addition, with several input windings they are used for signal mixing and calculation of control functions from electrically insulated signal inputs. A high performance operational magnetic amplifier of quick response has been developed by the use of 1kc square wave. Its static characteristic can be indicated by mutual resistance R_m ; in case of a voltage feed-back type, it can be operated entirely the same as an electron tube system. Since the accuracy and the cut-off frequency of the amplifier are the function of the control winding turns, how to determine the number of turns of the winding plays a vital part. The output waveform is that pulse width modulated, this making the constitution of comparators and time division multipliers easy by the combination with transistor circuits.

1. まえがき

演算増幅器はアナログ計算機や各種のシミュレータに用いられるばかりでなく、プロセス制御や電動機制御など実際の工業制御系においても偏差の増幅、制御特性の補償、さらに制御関数の計算などに不可欠のものである。

これらの演算素子として従来はほとんど計算機用に開発された電子管式直流増幅器が用いられてきたが、工業制御という観点からすればさらに信頼度、寿命、堅牢性および保守の面ですぐれたものが望まれている。

こうした要求にこたえて最近、磁気増幅器を用いた演算増幅器が注目されるようになり、数種のものが発表されている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。磁気増幅器は本質的に非線形を利用した機器であるため真空管やトランジスタに比べ理解し難いといふ欠点はあるが、構造が堅牢で特性も安定しており信頼度や堅牢性を重視する工業制御用には格好のものということができる。

磁気増幅器を用いたものでは電子管式のものとは種々の点で差異を生ずるが、最初にその考え方の基礎となる二つの点に簡単にふれておこう。

(1) 電圧形か電流形か

問題点の第1は変数を電圧にするか電流にするか、すなわち電圧形か電流形かの問題である。これは磁気増幅器が電子管などと異なって本来低インピーダンス素子であるために生じたもので、文献⁽¹⁾ではその点を利用して電流形としている。しかし一般の演算増幅器との関連からは電圧形のほうが考えやすい点が多く、磁気増幅器自体も自己飽和形では電流形というよりは電流入力-電圧出力形としたほうが実際的であるとの見地から、われわれは電圧形による演算方式を採っている。

(2) 時定数と電源周波数

第2の問題点は磁気増幅器の動作遅れに関連して電源周波数をいくらに選定するかということである。磁気増幅器は電源周波数を搬送波とする一種の変調器であり、さらに入力巻線の等価イン

ダクタンスによって時定数を生ずるため扱いうる信号の周波数幅に限度を生ずる。これは制御増幅器としての磁気増幅器のもつ大きな欠点で、近来各種の速応性回路が発表されて時定数の短縮をおこなっているが、本質的には電源周波数を上げて解決することが好ましい。電源周波数を上げれば磁気増幅器自体も小形、軽量化され一挙両得となる。

現状では直ちに得られる電源という意味で商用周波数の 60 c/s (または 50 c/s) か、航空機関係に普及している 400 c/s がほとんどであるが、DC-AC インバータを用いることによりさらに高い周波数のものも可能となる。われわれは Royer の発振器⁽⁴⁾を電源とした 1kc の演算形磁気増幅器について種々の検討を行なったので、その結果を述べる⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

2. 基本回路の動作と特性

実験に用いた磁気増幅器回路は図 2.1 に示したような プッシュプルのセンタータップ形で入力の正、負に応じて出力も正および負に変化する。この回路では鉄心 I, II と III, IV が組みになっており、図のような極性のときには鉄心 I と IV がゲート期間にある。入力がゼロのときにはゲート期間の中央すなわち位相角 $\pi/2$ の点で鉄心 I と IV が同時に飽和に達するように各整流器の並列抵抗を調整しておけば、鉄心飽和の前後を問わず出力端子には電圧を生じない。いま正の電流が制御巻線に流れると、鉄心 I の点弧角は $\pi/2$ より進み鉄心 IV の点弧角は $\pi/2$ より遅れる。このため鉄心 I が飽和してから鉄心が飽和するまでの間、正の出力電圧を生ずることになる。

電源の極性が反転したつぎの半サイクルでは鉄心 II と、鉄心 IV について同様のことが成り

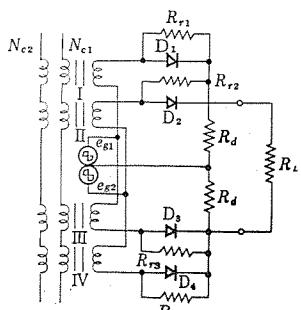


図 2.1 基本磁気増幅器回路
Fig. 2.1 Basic magnetic amplifier circuit.

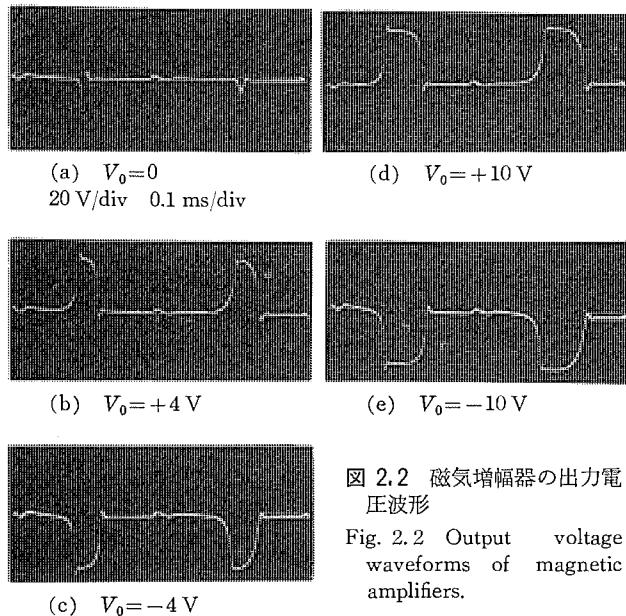


図 2.2 磁気増幅器の出力電圧波形

立ち、やはり正の パルス 出力を生ずる。

また負の入力電流に対しては逆に鉄心 I (II) の点弧角が遅れ、鉄心 IV (III) の点弧角が進むため負のパルス出力を生ずる。

Royer発振器を電源とした場合は、この出力パルスは図2.2に示したような方形波パルスとなる。

また出力 パルス の幅は入力電流すなわち鉄心に与えられた制御 アンペアターン に比例して変化するため、出力電圧の平均値は入力電流と直線的関係にある。図 2.3 は入力巻数 500 T の場合の特性を示したものである。

この増幅器に用いた鉄心は センパー・マックス で、外径、内径、高さ、板厚はそれぞれ 35, 25, 10, 0.05 の トロイダル 鉄心である。出力巻線は 0.18ϕ 336 T, 入力巻線は表 2.1 に示した標準巻線から 3 個までを選んで巻くことができる。

出力および入力に関する定格値はつぎのとおりである。

表 2.1 制御巻線による特性表

制御巻線巻回数 N_c turns	1,000	500	200	100	50	20	10	5	2	1
定格制御電流 I_{C10}^{*1} mA	0.1	0.2	0.5	1.0	2.0	5.0	10	20	50	100
制御巻線抵抗 r_w Ω	150	75	11	6	1.5	0.6	0.2	0.1	0.02	0.01
相互抵抗 R_m^{*2} kΩ	100	50	20	10	5	2	1	0.5	0.2	0.1
折点角周波数係数 B_w rad/sec/Ω	0.625 ×10 ⁻²	0.025	0.156	0.625	2.5	15.6	62.5	250	1,560	6,250
性能係数 F rad/sec	625	1.25 ×10 ³	3.125 ×10 ³	6.25 ×10 ³	1.25 ×10 ⁴	2.125 ×10 ⁴	6.25 ×10 ⁴	1.25 ×10 ⁵	3.125 ×10 ⁵	6.25 ×10 ⁵
制御巻線径 d mmφ	0.18	0.18	0.3	0.3	0.4	0.4	0.5	0.5	0.7	0.7

*1, 出力 10 V を得る時の入力電流 *2, $K_{AT}=100 \text{ V/AT}$ で算出

出力電圧	±10 V
出力電流	±10 mA
負荷抵抗	1 k Ω
制御 アンペアーティン	±0.1 AT

3. 磁気演算増幅器の静特性

3.1 相互抵抗 R_m による静特性の表示

一般の磁気增幅器において、その出力電圧 V_0 は、入力 アンペア ターン AT_c のほかに、出力電流 I_0 や制御回路抵抗 R_0 にも依存し、

と表わすことができる.

ところで、われわれの用いた高周波磁気增幅器では負荷抵抗や、制御抵抗による出力電圧の変動は非常に小さく、出力電圧は制御アンペアーティンのみにより決まり、しかもその間の関係は直線的関係であることが確かめられたのでこれをコマペアーティングとして

$$V = k - 4T \quad (3.2)$$

と表示することができる. AT_c は制御コイルの巻数 N_c と制御電流 I_c の積であるから

$$V_0 = k_A T \cdot N_c \cdot I_c = R_m \cdot I_c \quad \dots \dots \dots \quad (3.3)$$

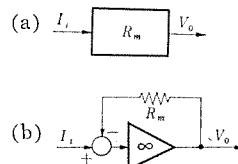
$$R_m = k_{AT} \cdot N_c \quad \dots \dots \dots \quad (3.4)$$

として、相互抵抗 R_m により制御入力電流 I_c と出力電圧 V_0 を直接結びつけることができる。

k_{AT} は回路、鉄心、電源電圧などが定まれば入力巻線の巻線数によらず一定であるが、 R_m はおのおのの入力巻線について求められるもので、より実際的であろう。

R_m を用いてこの増幅器を図 3.1 のように表わすことができる。
 (a) は R_m の定義をそのまま表わしたものであるが、(b) はこれを変形して無限大ゲインの増幅器と $1/R_m$ の負帰還に分離して示したものである。

このブロック線図を見れば、出力から抵抗値が R_m に等しい R_x なる抵抗で同じ N_c 卷線に正帰還を附加してやれば全体として、無限大 ゲイン の演算増幅器を構成できることが容易に推察される。このようにしておけば、電子管式の演算増幅器とまったく同様な扱いが可能で、取扱いが便利なばかりか、個々の増幅器による R_m のバラツキ もあらかじめ補償できて都合がよいので、実際には正帰還をほどこした図 3.2 の回路を基本演算増幅器としている。



3.1 相互抵抗 R_m による増幅器 静特性の表示

Fig. 3.1 Block diagrams of basic amplifiers using mutual resistance R

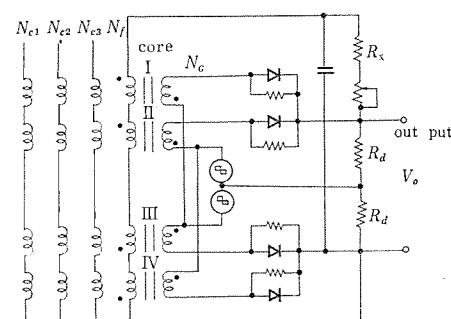


図 3.2 R_m 補償形演算增幅器回路

Fig. 3.2 R_m -compensated operational amplifier circuits.

上述の R_m 補償をしない場合、入力巻線に R_i なる抵抗を通じて入力電圧 V_i を加えた場合の電圧 ゲイン k_V は

$$k_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_m I_o}{R_i I_c} = \frac{R_m}{R_i} \quad \dots \dots \dots (3.5)$$

となり、相互抵抗 R_m と入力抵抗 R_i の比で与えられることは電子管式の場合と同様となる。実験を行なった増幅器では k_{AT} は 100 V/AT であり、各 N_c に対する R_m の値は表 2.1 に示すとおりである。

3.2 R_m の変動

前述したように R_m による特性表示を行なった場合、各種 パラメータにより R_m が変化するとこれが演算誤差となる。

R_m 変動の第 1 の原因はその非線形特性で図 3.3 に示すように変化する。出力が定格電圧以上に大きくなると R_m は急激に小さくなり飽和の影響を示すが、定格電圧以下でも複雑な変動を生ずることが認められる。図 3.3 の例では $\pm 2\%$ の変動を生じている。

第 2 の原因は電源電圧、回路定数および周囲温度など外部条件の変動に起因するものであるが、これらは種々検討の結果正常な使用状態では R_m 変動にして、 $\pm 1\%$ 程度であることが確かめられた。ただしこの場合の電源電圧変動は周波数電源として用いた Royer 発振器の一次側に生じたものとして考えた。

この R_m 変動が実際の演算器としての誤差に直接関係してくるが、それについてはのちほど検討する。

3.3 過大入力時の特性

この磁気増幅器に比例動作域をこえてさらに大きな入力電流を

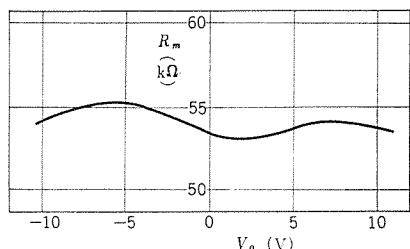


図 3.3 出力レベルによる R_m の非線形特性
Fig. 3.3 Non-linear characteristics of R_m with the variation of output voltage.

図 3.4 大振幅入力時の特性
(a) リミッタなし
(b) 入力リミッタ付
(c) 帰還形リミッタ付

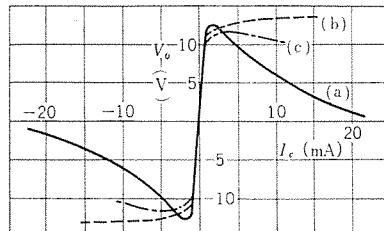


図 3.4 大振幅入力時の特性
Fig. 3.4 Large signal characteristics.

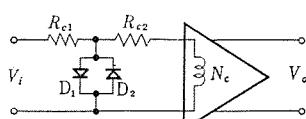


図 3.5 ダイオードを用いた入力リミッタ
Fig. 3.5 Input limitter using diodes.

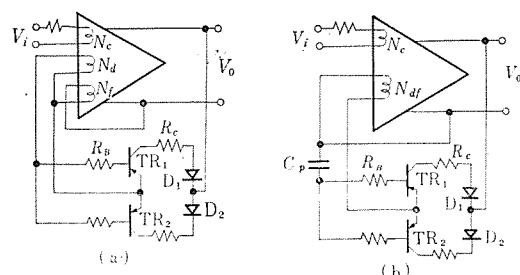


図 3.6 帰還形リミッタ
Fig. 3.6 Feedback limitters.

与えると最初は徐々に飽和特性を示すが最大出力に達したのちは出力は減少しはじめ、負の相互抵抗を示すようになる(図 3.4)。この負の制御特性が制御 ループに有害な場合にはリミッタによって負の制御域へ移行することを防がねばならない。

(1) 入力リミッタ(図 3.5)に示すようにダイオードを用いたリミッタによって過大入力電流が制御巻線を流れるのを防止する。これは制御巻線が 1 個の場合にしか用いられない。

(2) フィードバック形リミッタ(図 3.6)に示すように出力の飽和を検出巻線で検出し、逆に過大入力を打ち消すような帰還電流を流して負特性領域への進入を防止するもので、多数の制御巻線を用いた時にも有効である。

改善された特性は図 3.4 に示されている。

4. 磁気演算増幅器の動特性

4.1 伝達関数

磁気増幅器の伝達関数は近似的にむだ時間と一次遅れによって式(4.1)のようく表わされる。

$$G(s) = \frac{K_V}{1 + T_{cs}} e^{-T_d s} \quad \dots \dots \dots (4.1)$$

ただし

K_V : 電圧 ゲイン T_c : 時定数

T_d : むだ時間

むだ時間 T_d は出力の最初の立ち上がりに生ずる遅れであるから全波出力回路では、電源周期の $1/4$ と考えられる。

すなわち $T_d = 0.25 \text{ ms}$ となる。

一次遅れ T_c は一般に次式で表わされる。

$$T_c = \frac{1}{2f} \frac{N_c}{N_G} \frac{R_m}{R_c} = \frac{1}{2f} \frac{N_c^2}{N_G} \frac{k_{AT}}{R_c} = \frac{k_{AT}}{2fN_G} \frac{N_c^2}{R_c} \quad \dots \dots \dots (4.2)$$

ただし

f : 電源周波数 N_c : 制御巻線数

N_G : 出力巻線数

式(3.5), (3.4)を代入すると

$$T_c = \frac{1}{2f} \frac{N_c}{N_G} \frac{R_m}{R_c} = \frac{1}{2f} \frac{N_c^2}{N_G} \frac{k_{AT}}{R_c} = \frac{k_{AT}}{2fN_G} \frac{N_c^2}{R_c} = K_c \frac{N_c^2}{R_c} \quad \dots \dots \dots (4.3)$$

ただし

$$K_c = \frac{k_{AT}}{2fN_G} \quad \dots \dots \dots (4.4)$$

したがって時定数は K_c を求めておけば式(4.3)によって算出できる。試作したものでは前述のように $k_{AT} = 100 \text{ V/AT}$, $N_G = 336 \text{ T}$, $f = 1,000 \text{ c/s}$ であるから

$$K_c = \frac{100}{2 \times 1,000 \times 336} = 0.15 (\text{ms} \cdot \Omega / \text{N}^2) \quad \dots \dots \dots (4.5)$$

となる。

実際にサイクリック積分器を用いて実測した周波数特性は図 4.1 のようになり、これから実験的に T_c を求めると

$$T_c = 0.16 \times \frac{N_c^2}{R_c} + 0.25 (\text{ms}) \quad \dots \dots \dots (4.6)$$

を得、計算結果とかなりよく一致する。ただ実際には式(4.6)に示されたように $(N_c^2/R_c) \rightarrow 0$ としても $T_c \rightarrow 0$ とはならず、0.25 ms に近づく。これを T_{c0} と表わすと

$$T_c = K_c \frac{N_c^2}{R_c} + T_{c0} \quad \dots \dots \dots (4.7)$$

と書ける。

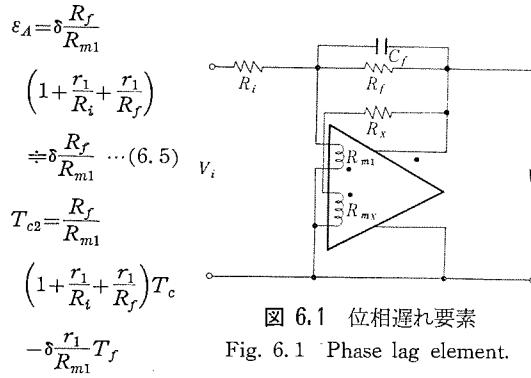


図 6.1 位相遅れ要素

Fig. 6.1 Phase lag element.

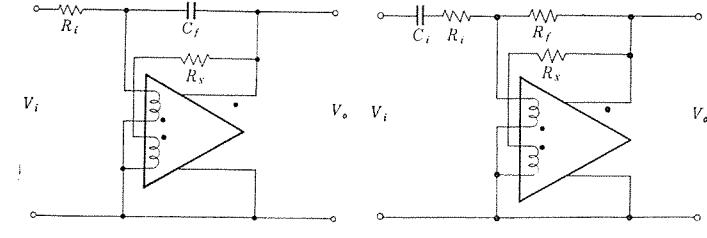


図 6.2 積分要素

Fig. 6.2 Integrator element.

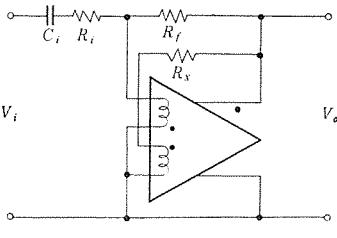


図 6.3 位相進み要素

Fig. 6.3 Phase lead element.

7. 演算器の性能係数と制御巻線数の選定

以上考察したように線形演算器においては静的誤差と動的誤差が存在するため、実際の使用に際しては両者のバランスを考えねばならない。いま簡単のため図 5.1 の基本回路においてこの問題を考えてみよう。

静的誤差 ε_A は式 (5.10) から

$$\varepsilon_A = \frac{R_f}{R_{m1}} = \frac{\delta}{k_{TA}} \cdot \frac{R_f}{N_1} \quad \dots (7.1)$$

一方、折点角周波数 ω_c は $\frac{N_1^2}{R_i} \gg \frac{N_1^2}{R_f} + \frac{N_x^2}{R_x}$

が成立するとき

$$\omega_c = \frac{1}{K_c} \cdot \frac{R_i}{N_1^2} = \frac{1}{K_V K_c} \cdot \frac{R_f}{N_1^2} \quad \dots (7.2)$$

ただし

$$K_V = R_f / R_i$$

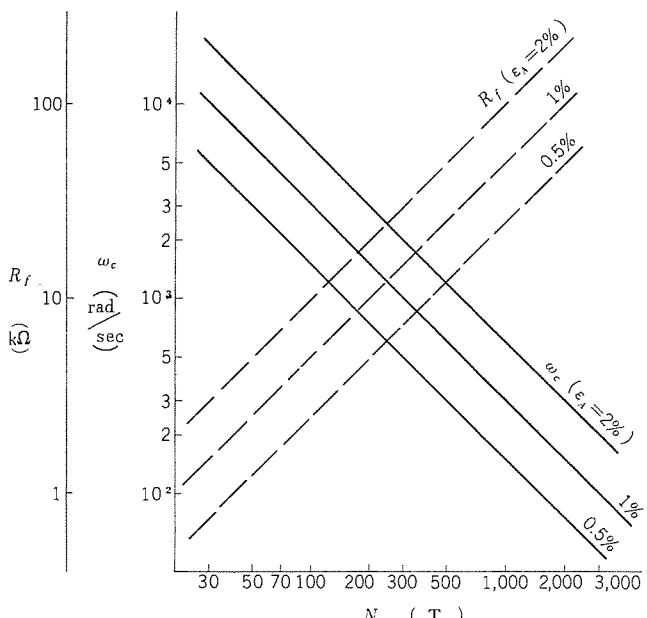
したがって演算器の性能係数 M として両者の比をとると

$$M = \frac{\omega_c}{\varepsilon_A} = \frac{k_{AT}}{\delta K_c K_V N_c} \quad \dots (7.3)$$

いま $K_V = 1$ とすると

$$M_1 = \left(\frac{\omega_c}{\varepsilon_A} \right)_{K_V=1} = \frac{k_{AT}}{\delta K_c N_c} = \frac{10^5}{0.02 \times 0.16} \cdot \frac{1}{N_c} = 3 \times 10^7 \frac{1}{N_c} \quad (7.4)$$

図 7.1 はこの関係を図示したもので、これにより ω_c , ε_A が与えられたときの N_c を決定することができる。

図 7.1 N_c と ω_c , ε_A , R_f の関係Fig. 7.1 Relations between N_c and ω_c , ε_A , R_f .

これを考えるときの ω_c は $K_V=1$ であるから式 (7.2) によつて $K_V=1$ の ω_c に換算しておかねばならない。

たとえば $K_V=10$ で $\omega_c=150 \text{ rad/sec}$, $\varepsilon_A=1\%$ の特性を実現するには $K_V=1$ での ω_c は $1,500 \text{ rad/sec}$ であるから $\omega_c/\varepsilon_A=10^5$ となり、図 7.1 または式 (7.4) から $N_c=200 \text{ T}$ を得る。

N_c が決まれば $R_m=N_c k_{AT}$ より $R_m=20 \text{ k}\Omega$, $\delta=2\%$ であるから ε_A を 1% にするためには $R_f=\frac{\varepsilon_A}{\delta} R_m$ から $R_f=10 \text{ k}\Omega$ を得る。また図 7.1 の R_f からも直ちに $10 \text{ k}\Omega$ が得られる。

演算器の性能係数に対する要求が非常に大きくなると式 (6.4) で求められる N_c 、したがつて R_m , R_f が低くなり、演算器出力との関係で実際的でなくなる。この場合には多段増幅により R_m を大きくして R_f/R_m により ε_A を小さくするか、電源の周波数を上げて ω_c を大きくすることにより性能係数の高いものを実現しなくてはならなくなる。⁽⁷⁾⁽⁸⁾

8. 非線形演算要素

8.1 コンペレータ

二つの入力の大小に応じて出力が変化するようなコンペレータは、基本回路のゲインを上げても達成できるが、3.3 に述べたような過大入力時の問題もからんでくる。ここではトランジスタフリップフロップを組合せた高感度コンペレータについて説明する。

構成は図 8.1 に示すとおりで多入力巻線形の演算器とトランジスタ回路から成る。演算器の出力は入力の全アンペアーンが 0 のとき 0 であるが正または負の微小入力によって、それに応じた正または負の 2 kc のパルスを発生する。この高周波によってトランジスタフリップフロップがトリガされ図 8.2 に示すように出力を反転する。実際に安定に動作させためにオンとオフの動作点に差をつけ、図のようなヒステリシスを生じているが、この幅は $\pm 0.001 \sim 0.002 \text{ AT}$ にすることが容易である。このようにこのコンペレータは高感度、速応性で過大入力時の特性も良好である。

8.2 リミッタ

出力に任意の飽和特性をもたせるリミッタも電子管式アナコンの場合にならって非線形帰還回路によって実現される。

図 8.3 (a) はバイアス電源とダイオードにより実現したもので、この場合、出力の平滑が問題となる。(b) は演算器を 2 台コンペレータとして用い、これに組合せて非線形帰還回路を作ったもので、平滑の問題もなく、飽和レベルも任意に変えることができる。

8.3 時分割乗算器⁽⁹⁾

時分割乗算器は周知のように一方の入力でパルスの幅を、他方の入力でパルスの振幅を制御することによって、パルスの面積すなわち出力の平均値を両入力の積に比例さすという原理に基づいた乗算器である。ところで前節までに述べてきた磁気演算増幅器の出力波形は、すでに示したように入力によりその幅が変調された 1 kc のパルス列であるから、これとトランジスタスイッチを組合せて

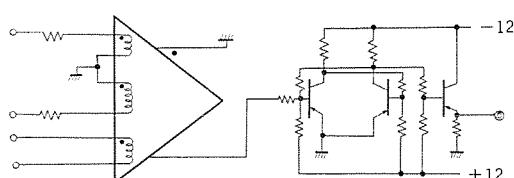


図 8.1 高感度コンペレータ回路
Fig. 8.1 High gain comparator circuit.

高周波磁気増幅器を用いた電圧形演算増幅器・大野・浜岡

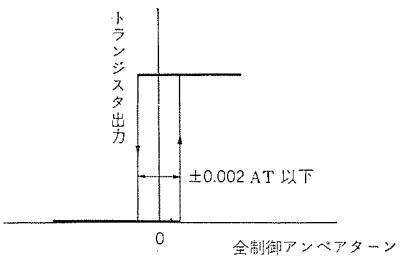
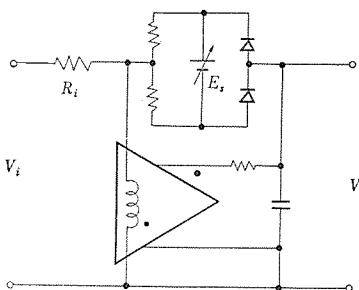
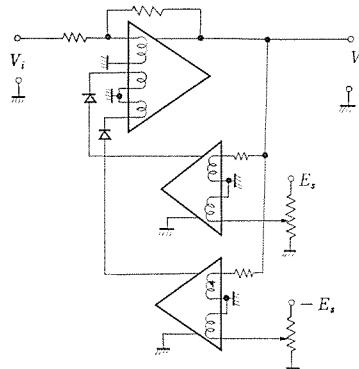


図 8.2 コンペレータ特性
Fig. 8.2 Output characteristics of high gain comparator.



(a) 非線形帰還形リミッタ



(b) コンペレータ帰還形リミッタ

図 8.3 リミッタ回路
Fig. 8.3 Limitter circuits.

図 8.4 のように簡単に時分割乗算器を構成することができる。(a) のように P-N-P トランジスタを使ったときにはベースに電位を与えるとスイッチオフ、負電位を与えるとスイッチオンとなるから、磁気用できる増幅器入力 V_x が負のときしか使えない。 V_x が正のときでも使用できるようにするためには P-N-P と N-P-N のトランジスタを用いて (b) のようにすれば正負すべての入力に適用できる。乗算特性は図 8.5 に示すようになる。

8.4 その他の応用例

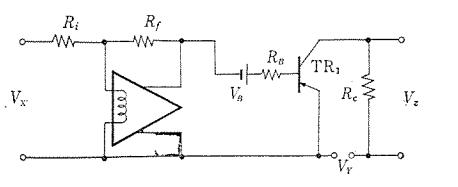
過大入力時の負性抵抗を利用してノギリ波発振器を図 8.5 のような積分回路で実現できる。このときの周期 T は積分器時定数 T_I 、入力直流電圧 V_i 飽和電圧 V_{os} とすると次式で決まる。

$$T = \frac{V_{os}}{V_i} \cdot T_I, \quad T_I = R_I C_f \quad \dots \quad (6.1)$$

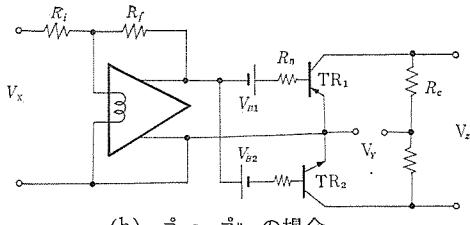
9. むすび

以上述べたように方形波電源による電圧帰還形の高周波磁気増幅器を用いた演算増幅器は相互抵抗 R_m によって静特性が規定され、 R_m 補償を行なうことによって電子管式の演算増幅器とほぼ類似の考え方で扱うことができる。そのうえ磁気増幅器に固有のいくつかの特長をもあわせもっているが、そのおもな点をあげると以下のようにになる。

- (1) 構造が簡単で、堅牢、安定、種々の環境条件の変化にも強く、信頼度が高い。



(a) シングル の場合



(b) プッシュプル の場合

図 8.4 トランジスタスイッチ を用いた時分割乗算器

Fig. 8.4 Time division multipliers using transistor switches.

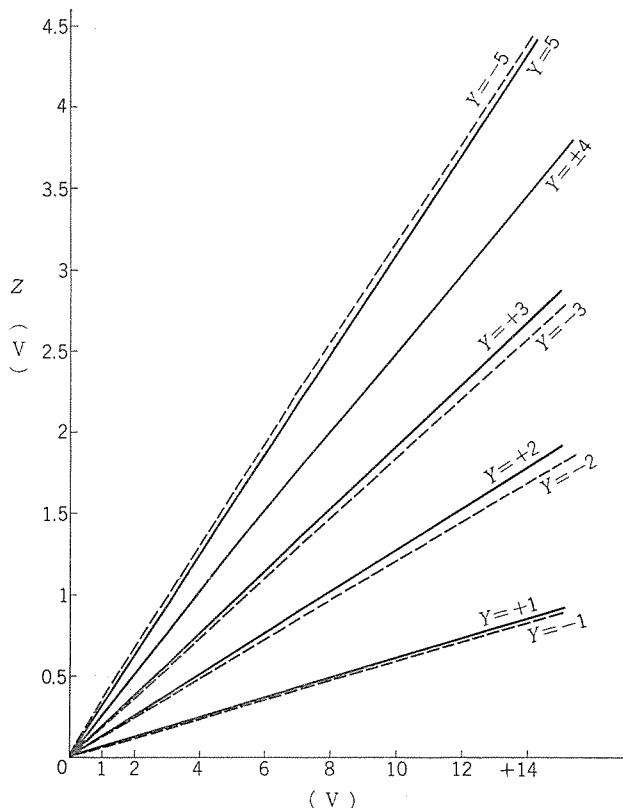


図 8.5 乗算器 (a) の特性

Fig. 8.5 Characteristics of multiplier (a).

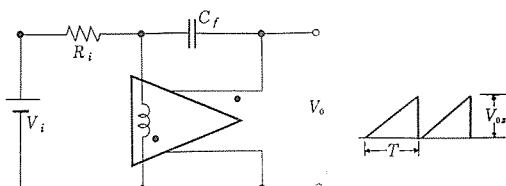


図 8.6 積分回路によるノコギリ波発振器

Fig. 8.6 Saw teeth oscillator using integration circuit.

(2) 電気的に絶縁した入力信号をいくつか同時に扱うことができる.

(3) 入力巻線の極性により 1 台の増幅器で正帰還も負帰還も自由にかけられる.

(4) 入力巻線数により広範囲の入力 レベルに適合できる.

(5) トランジスタとの結合が容易で、時分割乗算やコンパレータが簡単に得られる.

(6) 高周波電源を用いれば時定数が小さくなり高性能が得られるとともに、小形軽量となる.

逆に欠点として考えられるおもな点は

(1) 電子管式に比べ精度と時定数の積で定まる性能係数は劣り、あまり高周波では使えない.

(2) 出力がパルス状であるため完全な直流が要求される場合、平滑が必要である.

(3) 過大入力で負特性を示し、場合によっては制御系に害を与える.

(4) とくに高周波形では電源を必要とする.

以上のようなことがあげられるが、今後 SCR や高周波形のシリコンパワートランジスタの実用化に伴って高周波電源も比較的容易に実現できるようになると考えられるので、さらに高周波磁気増幅器を応用した高性能磁気演算増幅器の開発を進めたいと考えている.

また、まえがきにも述べたように、今後高級な制御系の増加とともに信頼度の高いオンラインの演算増幅器の需要は高まるものとみられ、急速な発達が期待される.

(昭 37-6-5 受付)

参考文献

- 黒川： 磁気増幅器式電流相似形演算器、電学誌, p. 1645, (昭 35-11).
- H. W. Patton: Magnetic Amplifier Computing Control Circuits; Elect, Manuf. p. 102, (Dec. 1959).
- 三浦、平野、白石： 電圧帰還形磁気増幅器式演算器について；昭 36 連大 272.
- G. H. Royer: A Switching Transistor DC to AC Converter, TAIEE, 74, pt. 1, p. 322, (1955).
- 浜岡、大野： 高周波磁気増幅器による演算増幅器、第 4 回自動制御講演会 238 (昭 36-11).
- 大野： 1kc 矩形波電源を用いた磁気演算増幅器、アナログ技術研究会資料, 1, No. 5, (昭 36-10).
- 三浦、安部、平野： 磁気増幅器式演算器の制御巻線数に関する考察、昭 37 連大 278.
- 小野、黒川、石井： 高性能演算増幅器用磁気増幅器、昭 37 連大 222.
- 浜岡、大野： 磁気演算増幅器とトランジスタによる時分割乗算器、昭 37 連大 225.

高速中性子チョッパ

前田祐雄*・蘿原智*・川面恵司*・大野栄一*

Fast Neutron Chopper

Research Laboratory Sachio MAEDA・Satoru HAGIHARA・Keishi KAWAMO・Eiichi ŌNO

A fast neutron chopper has been built with fast neutrons of 1~10 KeV as an object. The chopper rotor is a large one made of K monel, being 500 mm in diameter and weighing 150 kg. It is capable of running at the maximum speed of 15,000 rpm and is so designed as to repeat starting and stopping 1,000 cycles. Up to now speed tests have been completed at as high as 10,000 rpm. Twenty slits each 1 mm wide and 25 mm high are cut up on the rotor in parallel to its diameter. The speed is made known by digital detection; it can be set at any value ranging from 1,500 rpm to 15,000 rpm and can be controlled with its error kept within $\pm 0.1\%$ of the maximum speed.

1. まえがき

高速中性子 チョッパ は原子炉から放出される強い中性子線を用いて種々の中性子実験を行なうための大形実験装置である。欧米では大形研究用原子炉の完成以後十数台の チョッパ が運転されている。

チョッパ の原理は高速回転する ロータ を原子炉から放出される中性子線の前に据付け、スリット で中性子の流れを数 マイクロ 秒通して チョップ し、中性子の エネルギ による飛行速度の違いを利用して エネルギ の選別を行ない、種々の実験に用いようとするものである。とくに 1~10 keV という高い エネルギ の中性子に対して有効なものを高速中性子 チョッパ と呼んでいる。

ここに述べる装置は、昭和 35 年度原子力平和利用補助金によって完成した中性子 チョッパロータ およびその回転装置で図 1.1 に示してある。

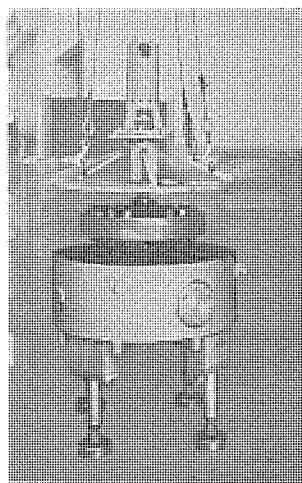


図 1.1 高速中性子 チョッパ 組立
Fig. 1.1 Assembly of fast neutron chopper.

2. ロータ設計上の問題点

2.1 チョッパロータに必要な条件

チョッパロータ は原子炉の壁面に据付けられ、実験孔を通して引きだされる中性子流の前に位置して、瞬間に中性子の流れを開い

て通し、また閉ざしてしまい中性子流を チョップ するものである。 チョップ の方法として垂直につり下げる軸のまわりに回転する ロータ の中心に、直径方向にスリット を切り、スリット の方向が中性子流と平行したときのみ中性子を通し、それ以外のときには中性子の流れを シャ断するという方式を用いた。このような チョッパロータ の性能向上に必要な条件として考えられることはつぎの 3 点である。

- (1) 多数の中性子を通すため スリット の断面積を大きくすること。ただし、スリット 幅は小さいほうがよい。
- (2) スリット の開いている時間を短くするため周速の高い ロータ であること。
- (3) ロータ の比重は大きく、また中性子吸収断面積の大きな材料であること。

スリット の断面積を大きくすると同一の中性子束の ビーム で測定時間を短縮できるし、また バックグランド に対する測定値を高くできるので分解能を上げられる。したがって大きな断面積がよいがスリット の高さを増すと ロータ の強度を低下させる。また幅を増すと スリット の開いている時間が長くなる。したがって断面積を増すにはスリット の数を増すのも一方法であるが、これも多くすると ロータ の強度を低下させるので適当に妥協したところで決定しなければならない。

周速の高い ロータ は バーストタイム を短くするために必要であり、とくに中性子 チョッパ としては分解能を上げるために強く要求される。しかし高速回転による遠心力のため ロータ が破壊を生ずるので上限はおさえられてくる。一方 チョッパ として γ 線や中性子線の シャハイ 効果が大きいほうがよいが、 γ 線に対しては比重が大きい材料で直径の大きな ロータ であればよい。また中性子に対しては吸収断面積の大きい材料がよく、水素を含む プラスチック が用いられた例もあるが γ 線に対しては不十分であり、高速回転に必要な材料の強度が低いので金属材料として Ni, Cu を多量に含むものを考えた。このように矛盾する条件を満足させながら、最高の ロータ を設計しなければならない。

現在もっともすぐれている チョッパロータ は、オークリッジ 原子力研究所にあるもので、直径 45 cm の K モネル 製の ロータ であり、25 mm 高さの スリット 18 本をもっており、10,000 rpm までの高速回転を行なっている。

2.2 材料の選定

ロータの材料として必要な性質は、中性子、 γ 線に対する吸収が大きくしかも機械的強度が大きいほどよい。比重の小さい材料は高速回転には得になるが、 γ 線に対してシハイの効果が悪くなる。また中性子の吸収断面積から考えると合金成分によってかなり有望な性質の材料も考えられる。まず機械的な性質の点からどのようなものが適しているかを考える。材料の強度を加工硬化によって上昇させるような材料は、ロータの寸法上や機械工作法の点で好ましくない。したがって焼入れや時効硬化で強度を増した材料が適当に思われる。合金鋼、Kモネル、ジュラルミン、ボロン鋼などが考えられたが、Kモネルがもっともすぐれている。機械的性質としては合金鋼が高速回転体として種々の試験も行なわれ、また使用された実績も豊かであるが、現在の破壊の機構から考えればKモネルで十分安全な設計を行なえると考えられる。ジュラルミンについては中性子の吸収がまったく悪く、比重の点でも γ 線のシハイ効果が悪い。ボロンを含んだ合金鋼は種々研究されているが、0.5~1%のボロンを含んで抗張力や伸び、衝撃値のすぐれたものはまだ実用化の段階にないと思われる。Kモネルの成分機械的性質を表2.1に示す。

表 2.1 Kモネルの性質

Kモネルの成分			
Ni 63~70%	Cu 残部	Al 2~4	Fe 2 max
Mn 1.5 max	C 0.25 max	Si 1 max	Ti 0.25~1
物理的性質			
比重 8.46	Melting Range °C 1,315~1,350	比熱 0.127 cal/g/°C	
膨脹係数 14~16×10 ⁻⁶ /°C	熱伝導率 0.043 cal/cm ² /sec/°C/cm		
ヤング率 1.82×10 ¹⁰ kg/cm ²	ボアソン比 0.32		
機械的性質			
Kモネル鍛造材			
Hot finished annealed & agehardened			
抗張力 108 kg/mm ²	降伏点 0.2% 70.0 kg/mm ²	伸 (2") 20% 以上	
疲労限 26 kg/mm ²	10 ⁸ 回 両振平板		
31~39 kg/mm ²	10 ⁸ 回 両振丸棒		
衝撃値 シャルビキホール 20~30 Ft-lbs			

2.3 ロータの遠心力による破壊強度

回転体の遠心力による破壊についてはすでに多くの研究がなされている。軸対称の円板や円柱が回転して遠心力により生ずる弾性応力分布の計算は多くの教科書に示され、その応力分布は回転体の内部で一様でなく最大応力部は回転体の中心部に生じている。回転体の破壊が、この弾性応力の最大点が材料の降伏点、あるいは引張り強さに達したときに起るとする考えが古くから行なわれていたが、1940年以後の多くの回転円板破壊試験によってこれらは誤りであることがわかった。現在では健全な材料でつくられた回転体を1回の回転上昇で破壊させる場合は回転体の形状には関係なく、破壊は、材料の引張り強さと回転体最弱直径断面の平均応力が一致したときに生ずると考えられる。これがいわゆる平均応力説である。

塑性計算も種々行なわれ、とくに弾性塑性の共存する回転円板の計算によって円板の塑性変形状態が確かめられた。この結果から考えると回転体がいちじるしい塑性変形を生じるのは断面全体が降伏してからであり、加工硬化を伴う材料の場合には、応力の増加と伸びの関係で円板の平衡がやぶれる点が破壊であるとする安定問題として論じたものも知られている。

一方局部的応力集中をもつ円板の破壊についての実験と理論的

研究がなされたが、これらの結果はいわゆるゼイ性破壊の問題として検討され、衝撃値の高い材料は平均応力説にしたがうと考えてよいことが示されている。

いままで述べたことは回転体の1回の回転上昇による破壊であるが、機械としての目的を達するために繰返し使用する回転体については十分な寿命をもつことが必要である。この点については、上記の平均応力説にしたがって局部的な塑性変形を許容した回転円板は、ある有限の繰返し回数でキレを発生して破壊することが予想される。そこでこのような繰返し回数はどのように考慮したらよいかという点について、最近塑性疲労の考えを導入し、種々の実験や理論解析が行なわれている。ここでは今まで述べたように現在考えられる回転体の破壊に対する研究結果を総合して、10³回以上の繰返し回数に対し、十分安全なチョッパロータの極限設計を行なった。

3. ロータの設計

3.1 コマ形回転円板の応力解析およびコウ配の決定

ロータは外周 500 mm の Kモネル材で、最高回転数 15,000 rpm を目標においたために、かなりの高い平均応力が予想されるので、平均応力を下げる必要からロータの形状を肉厚が半径方向に直線的に変化するコマ形状とし応力解析を行なった。ロータは中心より半径距離 42 mm のところに 6 mmφ のボルト孔が 6 個あいているのでこれを等価的に中心孔とみなして中心孔を有するコマ形ロータとして解析を行ない、さらにこの結果より最適コウ配を決定した。

(1) コマ形回転円板の弾性、塑性応力計算

コマ形回転円板の弾性、塑性応力、ヒズミ挙動を知るため仮想材として Ni-Cr-Mo 鋼を用いて IBM 650 で計算を行なった。コマ形の形状は図3.1に示すものでコウ配を種々変化させて応力ヒズミを調べた。平等肉厚円板の場合には、付加荷重のあるなしに無

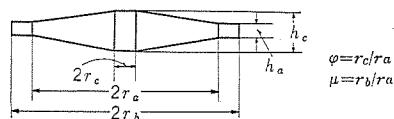


図 3.1 コマ形円板の寸法

Fig. 3.1 Dimension of non uniform thickness rotating disk.

関係に回転数の増加に伴い中心孔付近より円板は降伏し、塑性域が中心より外周に拡大することは知られており、円周方向応力は半径方向応力よりもつねに大きく破壊は中心孔より始まり半径断面に起こる。コマ形円板の場合には式(3.1)で求めるコウ配 μ をパラメータとして考えた。

$$\phi = -(1 - h_c/h_a) / (1 - r_c/r_a) \dots \dots \dots (3.1)$$

ϕ (コマ形の肉厚の変化の程度を示すパラメータ) が大きい範囲では、回転数の増加に伴い、コマ形円板は同心円状にいくつかの半径の円周で降伏する場合も考えられ、とくに外周に付加荷重のある場合、外周付近の塑性変形は急速に進むことが予想され、この付近では半径方向応力が円周方向の応力よりも高いので、円周方向断面にクラックが生ずる場合も考えられる。したがって平均応力を下げることのみのために ϕ を大きくしてくると、最弱断面が移転して危険になる。

(2) 回転軸に直角ないずれの面をも対称面としてもたない不等肉厚円板の弾性応力解析

回転軸に直角ないずれの面にも対称な面を持たない不等肉厚

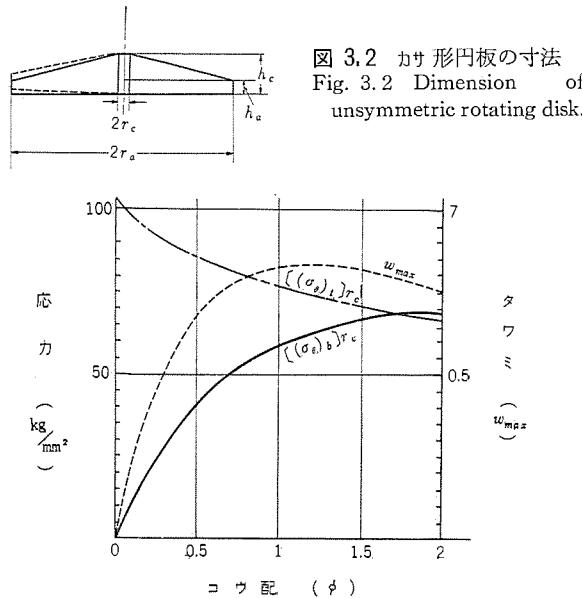


図 3.3 カサ形円板の中心孔縁における半径方向、引張り、曲げ応力値および最大タワミ

Fig. 3.3 Maximum tangential stress, bending stress and deformation at the center hole of the unsymmetric rotating disk.

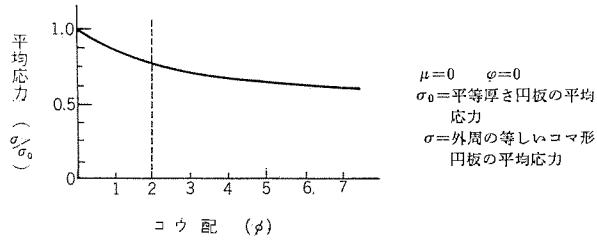


図 3.4 コマ形による平均応力の低下

Fig. 3.4 Average stress reduction ratio vs taper ϕ of non uniform thickness rotating disk.

円板では回転中図 3.2 に示すように遠心力により円板分布モーメントが生じ、曲がる。図 3.3 はこの円板の中心孔における円周方向引張り応力、曲げ応力、および外周におけるタワミ量を示す。 ϕ の増加とともに引張応力は減少するが、曲げ応力は増加する。 ϕ の小さい範囲ではこの傾向は顕著であるが、 ϕ の増加とともに一度増加するがさらに ϕ を増加すると減少していく。

円板の上面においては引張応力に対して曲げ応力は圧縮応力として作用するので、さほど心配ないが、下面では曲げ応力も引張り力として作用する。これらの計算からするとあまり ϕ を大きくすると円板の重量を増すのみで、各量の大きさに対してはあまり得にはならない。以上の計算は Bendix G-15 D より行なった。

(3) 肉厚が半径距離に対して直線的に変化する場合の回転円板の平均応力計算

肉厚が半径方向に直線的に変化するときの平均応力として図 3.1 に示すモデル寸法で ϕ を 0 から 0.9 まで変え $\mu=1 \sim 1.5$ の場合の ϕ を 0 から 45 度までについて平均応力の変化を求めた。図 3.4 に中心孔がなく、付加応力のない場合における平均応力の ϕ に対する傾向を図示する。

図 3.4 より ϕ の小さい範囲では ϕ の変化に対して平均応力は大きく変化するが ϕ の増加とともにこの傾向は減少するので、平均応力を下げる目的からするとあまり ϕ を大きくすることは賢明でないと思われる。以上の考察から ϕ は 2 度程度がよいと思われる。ロータの ϕ として 2 を選んだ。

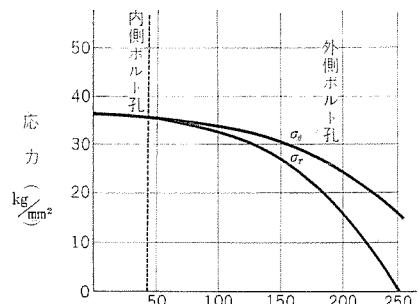


図 3.5 引張り応力分布曲線
Fig. 3.5 Tensile stress distribution of rotor.

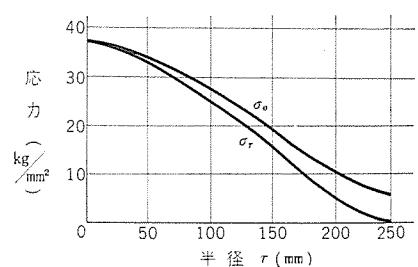


図 3.6 曲げ応力分布曲線
Fig. 3.6 Bending stress distribution of rotor.

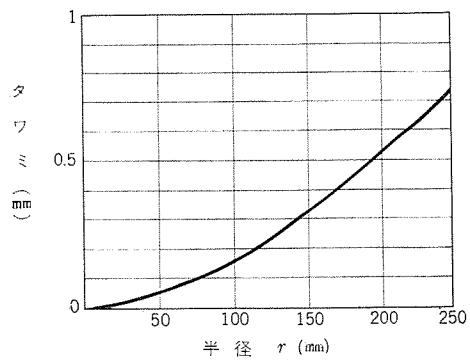


図 3.7 タワミ曲線
Fig. 3.7 Deformation of rotor.

3.2 ロータの設計計算結果

(1) ロータの弾性応力分布

前節に述べたようにロータのコウ配 ϕ を 2 に選び、図 3.2 に示す中心孔を有しないロータ寸法について半径、円周方向の引張り、曲げ応力分布曲線、およびタワミ曲線を求める。これにもとづきロータの各応力集中部における応力計算を行なった。

各部の応力計算は、曲げ応力を考慮した場合とボルトの締付けにより曲げが生じないとした場合について行なったが、実際の応力値はその間にあると考えられ、とくに曲げを考慮しない値に近いと思われる。各応力集中系数は文献および実験によって求めた。

(2) ロータ断面の平均応力

実物のロータは図 3.8 に示すように理想的なコマ形でなく、またスリットをもっている。そこでまず断面 A'-A' に作用する平均応力を求める。スリット部がロータ材で満たされていると考え、ロータの肉厚 t が

$$\begin{cases} 0 < t < r_2 & t = h_3 \\ r_2 < t < r_1 & t = h_2 - (h_2 - h_1)r_2/r_1 \end{cases} \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

とすればロータ直徑断面に直角に作用する遠心力 F は

$$\begin{aligned} F &= 2\gamma/g \times \omega^2 [h_2/3 \times (r_1^3 - r_2^3) - (h_2 - h_1)/4 \\ &\quad \times (r_1^4 - r_2^4) + h_2 r_2^3/3] \\ &= 9.22 \times 10^5 \text{ (kg)} \quad \dots \dots \dots (3.3) \end{aligned}$$

ω ……回転角速度 γ ……単位体積重量 g ……重力加速度

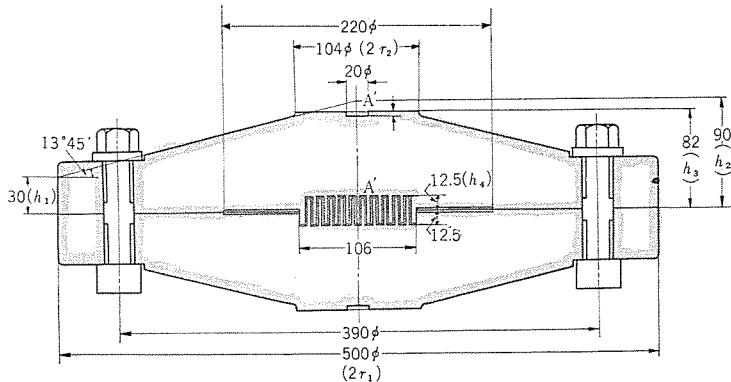


図 3.8 ロータ寸法
Fig. 3.8 Dimension of rotor.

$A'-A'$ 断面積では高さ h_4 の部分は平均応力に対して抵抗しないから断面積 A は $1.79 \times 10^4 \text{ mm}^2$ となる。したがって平均応力 σ_{mean} は 51.5 kg/mm^2 となる。

ここでスロットがないものとして考えた断面積は A の 1.33 倍で、この場合の平均応力は 38.6 kg/mm^2 となる。

これより図 3.5、図 3.6 の応力分布曲線において半径距離 $0 < r < r_1$ の範囲では、以下各応力値に 1.33 を乗じて考える。

(3) 各部の応力集中

円孔縁の応力集中として平行円板のデータが適用でき、隣合う円孔どうしが影響しあわないと考えて計算を行なった。外側円孔の円周断面のボルト孔による断面積減少を考え応力集中係数を光弾性実験より求めると、最大応力は $80 \sim 115 \text{ kg/mm}^2$ となる。この大きな値はロータの曲げを考えた場合の値である。

内側円孔縁に生ずる応力は応力集中係数 2 として曲げの影響を考慮すると 93 kg/mm^2 となる。ロータにはスロットが 10 本切らされているので Neuber の浅いダ円ノッチの式がこの場合になりつつとしてスロット底の応力集中係数は 3.15 とした。スロット底に作用する応力は曲げを考えると 258 kg/mm^2 となり、曲げ応力を除外すると 150 kg/mm^2 となる。最大応力点はこのスロット底に生ずる。

またロータ中心を通過しないブレードは遠心力の横荷重による曲げを受ける。計算結果は前述の値に比べてはるかに低いものとなった。

回転軸に直角な面に対する非対称性からカサ形ロータが分布モーメントを受けて反りかえるが、その反りかえりをボルトによって締付け曲げ応力を生じないようにしなければならない。そのためボルトの平均応力は非常に高くなり、計算の結果は 25.4 mm のボルト 16 本を用いて、なお 24 kg/mm^2 の平均応力を生じる。

(4) 繰返し回転停止による寿命の推定

ロータの平均応力は約 38 kg/mm^2 で降伏点に比べて低く、断面全体が塑性変形することはない。しかしスリットのある断面の応力集中部の最大応力は約 150 kg/mm^2 となり、繰返し回転停止により破壊することが予想される。その推定はケイ素鋼板の回転円板による応力集中部の破壊と平行板の試験片による塑性疲労強度などの実験から行なった。図 3.9 はその実験結果を示しておりこの中にロータのスロット底部の最大応力点の全ヒズミを弾性として求めると約 0.83% となり、ほぼ矢印のところになる。この点の繰返し回数は 800~1,300 回となり約 10^3 回の繰返し回数が推定寿命となる。

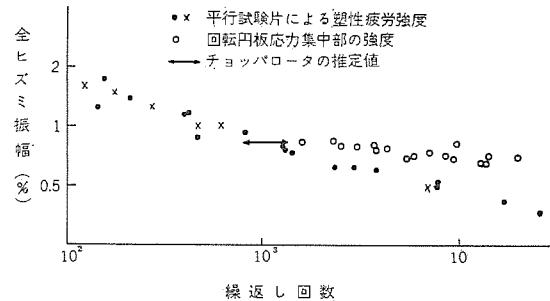


図 3.9 ロータの塑性疲労強度
Fig. 3.9 Estimated life cycles of rotor.

4. ロータの工作

ロータ材料を直径 500 mm 厚さ 100 mm の鍛造円板の形で入手して加工を行なった。入手材料をまず超音波探傷によって欠陥検査を行ない、つぎに円板外周より試験片を採取して熱処理をほどこし引張り試験を行なった。その結果は規格値に合格していた。円板をコマ形に外形加工をほどこしてのちスリット部の加工を行なった。これらはいずれも焼純状態で行なったが、K モルの加工性が悪く超硬合金 バイトによって長時間を要した。精仕上加工後ロータを組立てて折出硬化処理をほどこした。この熱処理過程で大きな変形を生ずることが考えられたが、熱処理後の寸法測定結果変形はきわめて少なかった。熱処理後ロータの硬度を測定したが、全面にわたってほぼ均一な硬度を示しており、規格に示した引張り強さをもっていると思われる。

5. 回転数の制御

中性子 チョッパの速度制御装置に与えられた仕様はつきの三つである。

- (1) 設定回転数における精度は $\pm 0.1\%$ 以内（絶対精度）
- (2) 回転数の設定範囲は 1,500 rpm ~ 15,000 rpm
- (3) 昼夜連続運転においても上記の精度を保つこと。

この仕様からわかるように設定範囲が 10 倍にもおよび、しかも連続運転に対して $\pm 0.1\%$ の絶対精度を保障するためには速度検出部に問題があるので種々検討の末、デジタル式の検出器を使用することにし、制御部もエラーレジスタを中心としたパルス計数方式を採用することにして設計を進めた。

5.1 制御系の検討

制御装置の簡単なブロック図をつくると図 5.1 のようになる。ここで制御部の中心はエラーレジスタで回転速度設定部により設定速度が一つのサンプル周期の最初にセットされ、つぎに回転速度検出部よりのフィードバックパルスによってリセットされ、そのサンプル周期のおわりのレジスタの内容によって設定値からの誤差が得られる。これを出力部において適当に変換増幅しモータトルクを制御して負荷である回転円板を駆動する。

この制御系の制御部はデジタル形であるので、サンプルホールドの制御を行なうことになる。後にも考察するようにこの制御系では

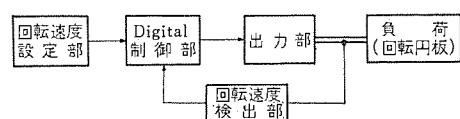


図 5.1 主制御系のブロック図
Fig. 5.1 Block diagram of digital speed controller.

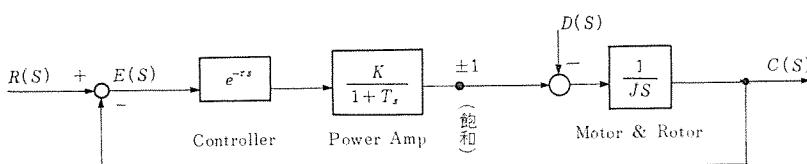


図 5.2 伝達関数とブロック線図
Fig. 5.2 Transfer function of the control system.

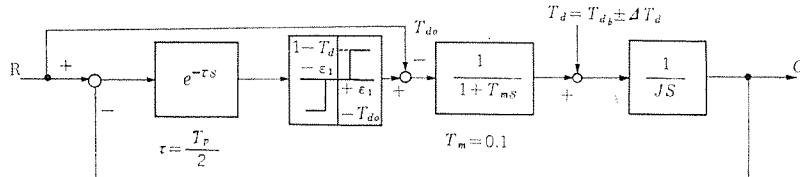


図 5.4 3 位置 オンオフ 制御のブロック線図
Fig. 5.4 Block diagram of 3-position ON-OFF control system.

負荷の時定数が非常に大きいため、サンプル周期を十分小さくとることができ、この部分の伝達関数として $e^{-\tau s}$ (τ はサンプル周期の $1/2$) のむだ時間遅れと考えてよい。また出力増幅器の伝達関数を一次遅れ系、モータならびに回転円筒のそれを積分系として系のブロック線図を書くと図 5.2 のようになる。

ここで

$R(s)$ ： 設定値

$C(s)$ ： 制御量

$E(s)$ ： 誤 差

$D(s)$ ： 外 亂

τ ： サンプリングによる等価むだ時間遅れ (sec)

K ： ゲイン

T ： 増幅器時定数 (sec)

J ： モータおよび負荷の慣性能率 (sec)

つぎに、このブロック線図にもとづいて各部の定数を調べ、系の動作を簡単に解析してみる。

(1) 負 荷

負荷の定数として、つぎのものが得られている。

最高回転数 $M_{LP}=15,000$ (rpm)

最大損失 $P'_{LP}=150$ (W)

慣性モーメント $GD^2=40$ (kg-m²)

最大トルク $T_{LP}=0.01$ (kg-m)

単位法で表わした負荷の慣性能率 J_L は

$$J_L=GD^2/375 \cdot N_{LP}/T_{LP}=16,000 \text{ (sec)} \quad \dots \dots \dots (5.1)$$

(2) モータ

モータの出力は、負荷の損失分を十分供給できるだけでなく十分な加速トルクをも出しうるものでなくてはならない。負荷を N_{LP} まで加速するに要する時間を τ_{LP} (sec) とすると負荷軸での加速トルク $T_{L\alpha}$ は

$$T_{L\alpha}=GD^2/375 \cdot N_{LP}/\tau_{LP}=160/\tau_{LP} \quad \dots \dots \dots (5.2)$$

また、加速に要する最大パワーを $P_{L\alpha}$ (W) とすると

$$P_{L\alpha}=1,026 \cdot T_{L\alpha} \cdot N_{LP}$$

$$=1,026 \cdot GD^2/375 \cdot N_{LP}^2/\tau_{LP}=246/\tau_{LP} \times 10^4 \quad \dots \dots \dots (5.3)$$

となり、それをグラフに示すと図 5.3 のようになる。

モータに必要なパワー P_{MP} はモータの機械的時定数が負荷のそれより、はるかに小さい場合には

$$P_{MP}=P_{LP}=P_{L\alpha}+P'_{LP} \quad \dots \dots \dots (5.4)$$

と表わすことができる。

$P_{L\alpha}$ は加速時間 $\tau_{LP}=20$ 分としたとき図 5.3 より約 2 kW となり P'_{LP} は前に仮定したように約 150 W であるから

$$P_{MP}=P_{L\alpha}+P'_{LP}=2.45 \text{ (kW)} \quad \dots \dots \dots (5.5)$$

余裕をみて 3.7 kW 定格の DC モータを用いれば十分であろう。

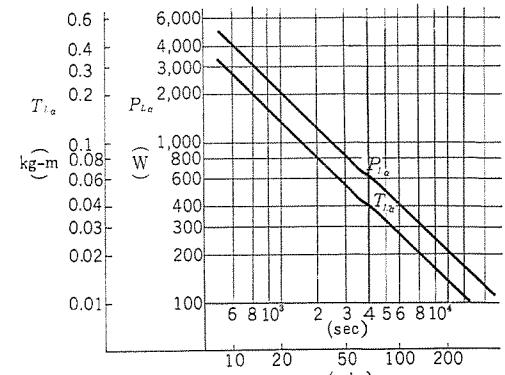


図 5.3 加速時間と加速トルクおよび加速パワー
Fig. 5.3 Acceleration torque and power versus acceleration time.

その定格は、つぎのとおりである。

3.7 kW モータ (DC, 界磁一定電機子制御)

最大定格出力 $P_{MP}=3.7$ kW (連続定格)

定格回転数 $N_{MP}=15,000$ (rpm)

定格トルク $T_{MP}=0.25$ (kg-m)

電機子定格電圧 $V_{AM}=48$ (V)

電機子定格電流 $I_{AM}=100$ (A)

このモータにより電機子電流を一定に制御して定トルク加速を行なえば、有効トルク 0.0104 kg-m (15,000 rpm で 160 W) のとき 16,000 sec で 15,000 rpm に達する。損失分を外乱トルクとして扱うことにして、モータの全出力が加速に使われたとすれば、歯車比 1 として図 5.2 における J の値は

$$J=GD^2/375, \quad N_{MP}/T_{MP}=4.0/375,$$

$$15,000/0.25=640 \text{ (sec)} \quad \dots \dots \dots (5.6)$$

となる。

(3) 制御装置

この装置では精度を確保するためにデジタル方式となるがその出力の D-A 変換を簡単化するため、オンオフ方式にすることを考えてみる。実際上負荷の慣性により積分時定数 J は非常に大きくなるので、オンオフ制御を行なっても十分な精度を得ることができる。

いま設定回転数を N_r とし、実際の負荷の回転数を N_c とすると、制御動作はつぎの三つの場合を考えればよい。各場合の動作はオンオフ制御の場合つぎのようになる。

(1) $N_c < N_r$ 出力最大で加速

(2) $N_c = N_r$ 損失分のみ供給

(3) $N_c > N_r$ 出力最小で減速 (または制動)

これは 3 位置 オンオフ 制御の制御動作を表わしたものである。この判定を行なうには一定の時間を必要とするから、この周期を T_p sec とすると簡単に考えた場合 $\tau=T_p/2$ sec のむだ時間とすることができる。

また、実際にこの判定にもとづいてモータを制御するのに磁気增幅器を用いると一次遅れとなり、時定数は約 0.1 sec である。

以上の考察にもとづいて定常値からの偏差に関してブロック線図を書くと図 5.4 のようになる。

この装置が安定に動作をする条件は、最大出力による加速において T_p sec 間に変化する回転数 X (%) が ξ_1 を越えないことである。(この場合、出力の変動は $\pm 2\xi_1$ 以内にとどまる)

$$X=(1-T_a) \cdot T_p/J \leq \xi_1 \quad \dots \dots \dots (5.7)$$

$$T_p \leq J \cdot \xi_1 / (1 - T_a) \quad \dots \dots \dots \quad (5.8)$$

ξ_1 は仕様精度の $1/2$ として求められ

$(1 - T_a)$ を 0.3 とし, $J = 640$ (sec)

$$T_n \leq (640 \times 0.05) / 0.3 \times 10^{-2} = 1.07 \text{ (sec)} \dots \dots \dots (5.10)$$

したがってデジタル制御装置の動作周期は 1.0 sec 程度でよいということになる。実際には、次節で述べるように $1/3$ sec 間計数して、 $1/3$ sec で判定その他を行ない $2/3$ sec を周期として動作するように設計された。

5.2 制御系の実際

デジタル制御であるので、理論回路の構成上は2進数を用いるのが簡単であるが、ここでは回転数の表示や設定の便を考えて10進数によることにし、トランジスタ式の10進スケーラを中心にして回路の構成を行なうと図5.5に示すようになる。

ここでスケーラへの入力は回転ロータから検出されたパルスであるが、これを主軸の駆動歯車から得ると、1回転につき30個のパルスとなる。これを $2/3\text{ sec}$ のサンプリングを行なうためにカウント時間はその半分の $1/3\text{ sec}$ とすると、その間にスケーラにカウントされるパルス数はちょうど rps 回転数の10倍になる。たとえば $15,000\text{ rpm}$ 、すなわち 25 rps のとき、パルスは $25 \times 30 = 750\text{ pps}$ となるから $1/3\text{ sec}$ では $750/3 = 250\text{ パルス}$ となる。計数時間は水晶発振器により正確に与えられる。最高回転の $15,000\text{ rpm}$ は 250 rps であるから $2,500\text{ パルス}$ となる。したがって、スケーラ容量は10進4ケタ(正確には最終ケタは2までの3数字でよい)であればよい。そしてその最下位の1は 0.1 rps すなわち 6 rpm に相当し $1,500\text{ rpm}$ の 0.4% 、 $15,000\text{ rpm}$ の 0.04% となり、精度の上からも十分である。

したがって、定速度運転を行なうためには 4 ケタの 10 進スケーラのゲートを $2/3 \text{ sec}$ ごとに正確に $1/3 \text{ sec}$ 間だけひらいて検出パルスをいれ、 $1/3 \text{ sec}$ のおわりに設定した数(rps 値の 10 倍)に等しいか、不足したかあるいは超過したかによって制御動作を行なわせる。この信号は 2 段磁気増幅器により増幅され、 3.7 kW の直流モータを駆動する。出力段増幅器はカットコアを用いた 3 相全波回路(図 5.6)で 50 V , 100 A の出力を得られるものである。この増幅器はデジタルな制御動作とともに、たえずモータの過熱を防ぎ、また最短時間での加速を行なうようなアナログ制御部からの信号によっても制御される。また、付属装置および保護装置として図 5.7 に示したものが付属し、運転の安全と記録を行なっている。

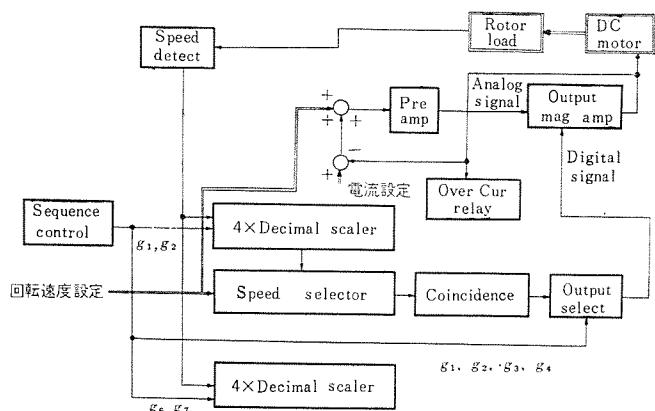


図 5.5 10 進 スケーラ を用いた制御系の ブロック 線図
 Fig. 5.5 Connection diagram of the digital speed control system.

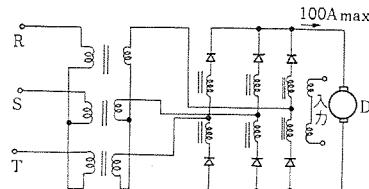


図 5.6 5 kW 出力
増幅器
Fig. 5.6 5 kW output magnetic amplifier circuit.

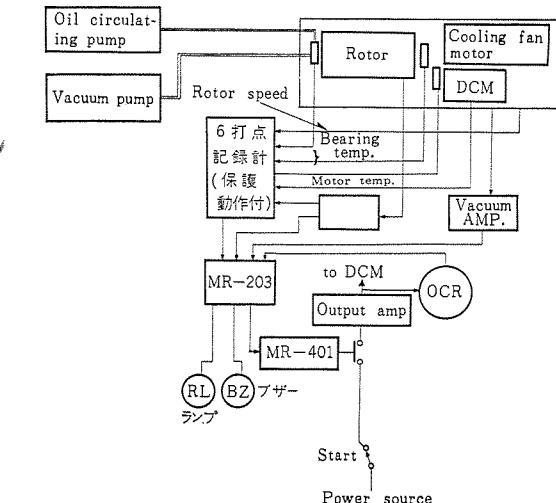


図 5.7 付属装置および保護装置
Fig. 5.7 Accessory and protection equipment.

5.3 試験結果と検討

定常運転時の制御特性

前に検討したように3位置 オンオフ 制御では適当な サンプル 周期 を選んでおけば ± 25 以内の制御誤差におさまるはずである。

この制御動作は設定を変えてもつねに スケーラ の読みは ± 0.1 であり、回転数は ± 0.2 rps 以内の精度を保つことが確認された。また中間 レベル 設定を慎重に行なえば、制御動作の生ずる回数は 10~20 サンプル につき 1 回程度に下げることもでき、スムースな運動が保たれることができた。

以上、パルス 計数方式による ディジタル 速度制御装置の考え方、装置の概要と試験結果について述べた。

この方式の特長をまとめておくと

- (1) ディジタル 計数方式であるため、ドリフト を生じることなく高い精度を保つ
 - (2) 誤差はつねに予知された範囲（最小単位の 2 倍）にある
 - (3) 速度の ディジタル 表示が簡単である
 - (4) 定電流制御を行なっているため加速時間は最低である
 - (5) 装置は トランジスタ と磁気増幅器により完全に無接点化されているため信頼度は高い。

6. 回転装置と安全保護

高速中性子 チョップは ロータを高速で連続長時間の運転を行なわせ、その間に一定の高速回転を保持しなければならない。また運転中の事故に対して可能な限りの安全保護を行なっておく必要がある。これらの点を考えて回転装置を設計製作し運転に種々の注意をはらった。

ロータの回転装置は図 6.1 に示す。ロータの詳細はロータの強度に述べたようにコマ形をした直径 500 mm, 重さ 160 kg の回転体であり, 中心を細い軸 (6 mm ϕ) でつり下げて真空容器 (10^{-2} mmHg) の中に回転させる。真空容器は厚さ約 25 mm の鋼板製のタンクで全溶接構造とし, 側面に中性子流出入の窓を

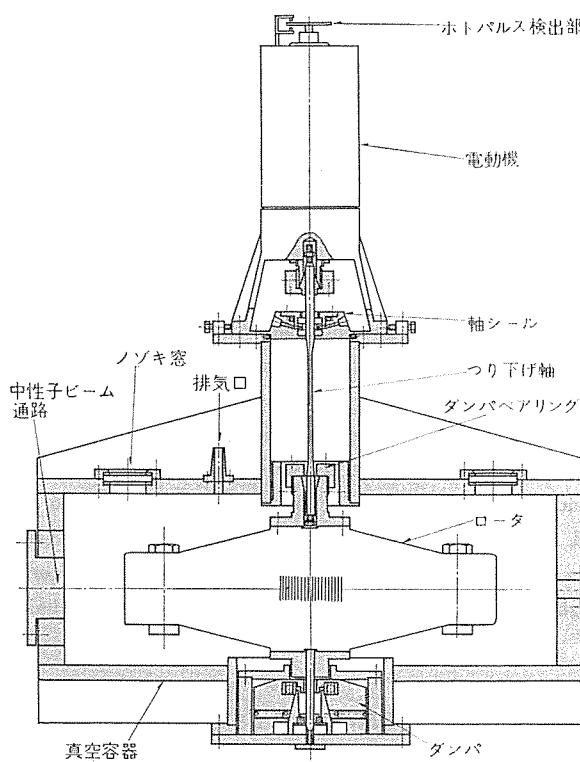


図 6.1 チョップロータの組立
Fig. 6.1 Schematic drawing of fast neutron chopper.

もち、下に振動防止の機構、上に回転軸の真空シール部を取付けてある。上ぶたは取はずし可能で 0 リングシールし、ボルトで締付ける。

真空系統は 150 l/min の ロータリポンプ 2 台で排気し 10^{-2} mmHg まで到達する。その真空度は サーミスタ 真空計で検出指示し、真空不良の場合は運転を停止する安全回路を含んでいる。真空系の中に電磁弁を用い停電の際容器内は真空に保ち、ポンプは通気して油の逆流を防止するような系統となっている。

電動機は直流 3.7 kW 分巻タテ形で、ロータと直結し スラスト荷

重をうけ、15,000 rpm までの回転に耐える。真空部の軸シールは 15,000 rpm までの真空に耐える設計を行なった。振動の防振はもっとも困難な点であり理論的な検討と実験によってかなり満足な結果を得る方式が決められた。

7. 運転試験結果

ロータは回転装置に組込んで十分なバランス修正を行なった後、高速回転試験を行なった。10,000 rpm までの回転上昇下降試験の経過は図 7.1 に示してあり振動、軸受や電動機温度などが記録してある。所要時間約 6 時間を要した。

ロータの破壊は 1 回の高速回転で平均応力で破壊すると考えれば約 20,000 rpm となるが局部的塑性変形は 10,000 rpm で発生する。しかし 10,000 rpm の回転試験の後でも測定しうる変形は発生していない。

回転数の安定は 5.3 にも述べたようにきわめて良好で設定値に対し ± 0.1 rps の変動範囲にあることが確認された。

振動の検出には容量形 ピックアップ 2 個を用いて ロータの振れまわりを測定し、また回転装置に取付けた電磁形 ピックアップ で回転装置全体の振動を検出した。ロータの一次共振数は 6.2 cps で、この値は計算値とほぼ一致している。最大の振れまわりはこの回転数で生じ、その値は最大約 250μ であった。この共振点をはずると振幅は低下し約 40μ となった。各種の安全保護装置も確実に動作した。トリップの設定値として振動は回転装置で 30μ 温度上昇は 30°C 真空度は 1 mmHg とした。

8. むすび

以上述べたように高速中性子 チョップ として重要な ロータ およびその回転装置、回転数制御装置を完成した。その性能は現在知られている国外の装置に比べて十分すぐれている。また高速回転体の設計の立場からも強度や振動などについて多くの問題点を解明できた。

(昭 37-7-11 受付)

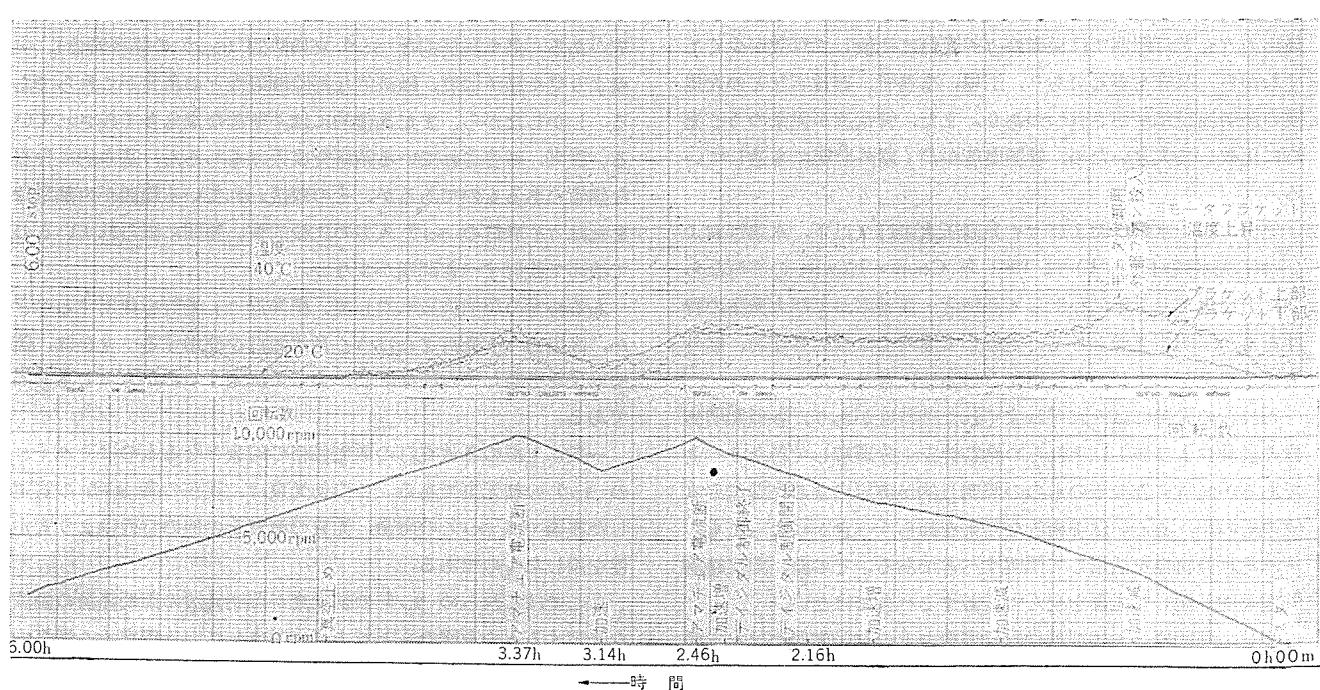


図 7.1 運転経過

Fig. 7.1 Operation ch. of chopper rotor.

照明経済に関する二、三の考察

小堀 富次雄*

A Few Considerations on Economical Illuminations

Head Office Fujio KOBORI

The light sources of fluorescent lamps, high-output fluorescent lamps and fluorescent mercury lamps have respectively various characteristics of their own. In designing lighting installations these points must be taken into full account together with lighting economy. With a conception that initial luminous flux of light sources after the installation determines the economical value of lighting, initial luminous flux vs lamp prices, sales prices of ballasts and luminaires, relation between lamp inputs and ballast losses have been derived by approximation according to the classification of input with regard to the light sources of those lamps referred to. Also mean luminous flux of light sources in burning time have been sought for by simplified methods so as to induce experimental formulas. These experimental formulas combined, discussions have been made on various problems. A name of economical initial luminous flux have been given to initial luminous flux which imparts economical values to the economical lamp life, total annual costs and initial installation costs of various light sources in the discussion so as to find the limit of economical comparison.

1. まえがき

ケイ光灯放電管（以下、ケイ光灯と称す）は1938年、米国Inmanによって発明されて以来、低輝度および高効率の照明用光源として広く各照明施設に普及した。さらに、1個のケイ光灯より多くの光束を得る研究が行なわれ、管電流を増大し、全光束とランプ効率を改善する試みが行なわれた。当時は光束の保持も悪く、安定器の形状および重量が過大となり、さらに、点灯の加熱による光束の減衰が大きいとの欠点がともない、この種のケイ光灯の設計はあまり経済的なものとされなかつたが、1954年、米国でその完成が発表された⁽¹⁾。これが高出力ケイ光灯で、現在のわが国の高出力ケイ光灯は技術的にも改善され、光束の減衰も少く、点灯状況も良好で従来のケイ光灯に比較してすぐれた特性をもつている。

各照明施設において平均照度が向上しつつある傾向にある折柄、高出力ケイ光灯照明では従来のケイ光灯に比較して灯数が少くても、保守も容易であり、工場、事務所、百貨店などの大規模の照明施設に使用されつつあり、また、管電流が従来のケイ光灯に比較して大きいため、管壁温度が高く屋外照明にも適している。

一方、高圧水銀灯およびケイ光高圧水銀灯（以下、水銀灯およびケイ光水銀灯と称す）は1901年Cooper Hewittの発明ならびに実用化より近年にいたって高輝度・高効率および大光束の特性をもつ照明用光源として、主として屋内では高天井建物、屋外では道路照明および投光照明などの施設に普及した。

これらの光源にはそれぞれすぐれた諸特性があり、各種照明施設の設計および施工はそれらの諸特性を十分理解して行なうべきであるが同時に施設そのものの照明目的が実用向きの作業能率本位のものか、あるいは美術的な効果をねらうべきかによつても、それぞれの特性を活用して照明すべきである。その際、照明経済問題を度外視して光源を選んで設計するべきではない。

光源、照明器具および取付け設備費などの初設備費だけを比較して、その安価な方を選ぶことはあり勝ちであるが、小規模の施設はともかく、大規模の施設では光源、照明器具の諸特性、とく

にランプ入力および安定器の損失による電力料金、ランプ交換および照明器具の清掃などの保守費などの問題を十分検討の上、照明の経済比較をするべきである。ケイ光灯および水銀灯の普及の当初、単に光源または照明器具の販売価格だけを白熱電球と比較して高価であるとの批判をされたことが多かつたが、これらは経済比較としてはごく初步的なことである。全光束、光束減衰の巣程、演色性その他の特性も考慮して照明経済の比較を論ずるべきである。

照明経済の問題については古くから内外の数多い研究者が幾多の研究報告を行なっている。わが国でも白熱電球の経済的寿命につき密田良太郎氏⁽²⁾、猪狩満和氏⁽³⁾の算出方法があり、また、電球対ケイ光灯などの経済比較⁽⁴⁾などもあるが、これらの場合は照明器具の清掃費などの保守費については考慮されていない。

さらに、C. L. Amick⁽⁵⁾、P. Moon および D. E. Spencer⁽⁶⁾、A. K. Gaetjens⁽⁷⁾、黒沢涼之助氏⁽⁸⁾、などの照明経済に関する研究がある。最も経済的なランプ交換時間（ランプの経済寿命）、生産より見た経済照度、経済的な掃除間隔などの研究がこれらである。しかしながら、まだ具体的には不明確な点も多く残されている。従来、報告されている諸研究成果はもちろん、基本的な貴重な価値のあるものであるが、その取扱われている範囲が白熱電球またはケイ光灯のランプ入力の比較的狭い範囲に限られているので改めて検討すべき問題が少ない。

ある特定の照明施設に対して、標準形ケイ光灯を使用するべきか、高出力ケイ光灯またはケイ光水銀灯を使用するべきかは、照明効果を考慮しての経済評価によって決定するのがもっとも妥当である。

一般に上記の各放電灯の販売価格の対象となるものはそれらのランプの初光束である。この初光束は、現在の各メーカーの安定した技術ではランプの寿命、光束の減衰その他の特性はより安定性を示したものである。

ここではこれらのランプの初光束が照明施設の照明経済の価値を決定するとの意図のもとでまず市販されている標準ケイ光灯、高出力ケイ光灯およびケイ光水銀灯の各種光源で広範囲にわたる入力別に、初光束対ランプ価格、安定器、照明器具などの販売価

格、ランプ入力と安定器損失の関係を近似的に実験式で導き出した。一方、或る点灯時間中の平均光束を簡単な方法で見い出し、上記の各実験式と組合せて、照明経済の諸問題を検討した。これらの式はいずれもランプの初光束に密接な関係があることを見出したので、各ランプの経済寿命、照明費および初設備費の経済的価値を与えるべきランプの初光束を経済初光束⁽⁹⁾と名付けて論じた。

2. 経済評価の方法

各種光源による照明施設の経済評価の方法としては次のような場合が考えられる。

(1) 照明器具(ランプ、安定器その他の付属品を含む)の価格の比較

(2) 1 lm·h 当りの光量を得るための年間経費の比較

(3) 1 lx の照度当りの年間経費の比較

(1) 項は単に照明器具だけの比較であるから、家庭とか小規模の施設で行なわれる初步的な経済比較であるが、電気工事の照明器具入札のときなどに照明器具だけ(または配線、取付工事を含むこともある)を比較する場合が多いのは注意を要する。この比較の対象とされる経費は初設備費である。

(2) 項はいろいろ考慮され発表されている方法で⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾、根本的な考え方としては同一光量を得るに要する費用の比較を行なう方法である。その方法として文献(13)では1 lm·h 当りの年間経費(すなわち年間照明費)の比較を行なっている。

(3) 項は(2)項の応用編ともいべき特定の施設で各種光源、各種照明器具を同系統の照明方式で同一照度のもとで計算し、単位照度当りの照明費を比較する方法である。

この方法では平均水平面照度を出すための計算を行なうのが一般の方法で、さらに均斎度、まぶしさ、演色性などの照明効果を考慮にいれた実際的な方法といえる。

以下、検討を進める照明経済の評価の方法は(2)項の場合で、同一施設で光源間の初光束に関して一般的な傾向の比較を行なうこととする。

3. 照明費の算出

2.の(2)項の照明費の算式(13)は次式のように表わせる。

$$C_T = \frac{1}{F_m} \left[\frac{1}{t} \{ K(C_F + C_B + C_I) + C_m \} + p(W_L + W_B) \times 10^{-3} + \frac{C_L}{T} \right] \dots \dots \dots (3.1)$$

ただし、便宜上記号は原式と若干変更した

C_T : 照明費 $\text{円}/\text{lm} \cdot \text{h}$

F_m : 点灯時間中の平均光束 lm

t : 年間点灯時間 h

K : 年間償却係数

C_F : 照明器具の価格(1灯当り) 円

C_B : 安定器の価格(1灯当り) 円

C_I : 1灯当りの配線、取付工事 円

C_m : 1灯当りの年間維持費 円

p : 電力料金 $\text{円}/\text{kWh}$

W_L : ランプ入力 W

W_B : 安定器損失 W

C_L : ランプの価格 円

T : ランプ交換までの点灯時間(ランプ寿命時間) h

式(3.1)より種々の結論が導き出せるが文献(13)では40 W白色ケイ光灯と1,000 W白熱電球との照明設備を比較して、式(3.1)より電力料金に関する一次式を導き出し、電力料金の値の低いときはケイ光灯照明は設備費が高いので、白熱電球によるものより経費が多くかかり、電力料金がある値より高い場合は白熱電球による電力費が多くかかるのでケイ光灯照明の方が費用が少なくてすむとの電力料金の限界を出している。

また、文献(16)では、管径T-12(38 mm)、管長48 in(約1,200 mm)冷白色ケイ光灯について照明費の検討を行ない、文献(15)ではもっとも経済的な管電流を、また文献(16)ではケイ光灯を高出力化するに当って照明経済的立場から高出力化の限界を見つけ出している。以下、光源間の一般的な傾向を比較する場合、各灯具とも点灯時間に対して等しいどの汚れの割合であるとすると、各灯具の効率低下の影響はほぼ等しいので考慮しなくても差支えない。

4. 諸経費の検討

諸経費の検討にあたっては標準形ケイ光灯では20~40 W、高出力ケイ光灯では60~110 W、ケイ光水銀灯では100~1,000 Wの範囲で、ランプの光色を白色、色温度は4,500 Kとし、使用温度は常温の状態とした。また、作業は屋内(工場)とした。

(1) 照明器具および安定器の価格($C_F + C_B$)と初光束 F_0

照明器具の価格は用途に応じて製作された種類によって異なる。とくに、特殊な意匠の設計で特別な材料を使用した場合はそれらの価格は簡単には評価出来ないような高価なものとなる。ここではこのような特殊な場合は例外として、いわゆるメーカーで標準形として量産している照明器具を考えて見る。

一般に使用されている反射がさ付工場照明用器具では匡体(トラフ)、反射がさ、ソケットその他の部品から出来ているが、ケイ光灯照明器具ではランプ入力が多くなるに従がい、ランプ長も大となり、したがって照明器具に使用する鋼板(一般に匡体、反射がさなどは薄鋼板を使用する)もその量が多く、また板厚も大きくなる傾向がある。さらに大形の照明器具ほど曲げ、しづりなどの板金加工の形代、作業時間も増し、表面処理、塗装に要する時間、サビ止め、塗料などの材料も多くなる。これらは形状こそ異なるが水銀灯用照明器具でも同様の傾向である。

また、安定器は日本工業規格(JIS)に定められた範囲内で設計出来るが、特殊な用途以外の一般向のものは標準形として経済的に設計され量産されている。使用される電気鉄板およびエナメル銅線、ケースカバーなどの材料はランプ入力に応じて多くなり、コア打抜き、コア積および巻線ワニス漬けその他の作業の量も増していく。

ここでは、ケイ光灯(高出力形も含む、以下同じ)ではラピッドスタート形、ケイ光水銀灯ではチョークコイル形、電圧200 V、周波数50/60 c/sの安定器を考慮するとして、各ランプ入力に対する初光束 F_0 と照明器具および安定器の合計の価格($C_F + C_B$)を曲線に画くと図4.1のようになる。これらはほぼ直線で表わされるから実験式で表わすと近似的に次のようになる。

$$C_F + C_B = \alpha F_0 + \beta \dots \dots \dots (4.1)$$

以下、それぞれの係数にケイ光灯では記号 F 、ケイ光水銀灯では記号 H を付けることにする。

$$\left. \begin{array}{l} \text{ケイ光灯では } \alpha_F = 0.85 \quad \beta_F = 1.22 \times 10^3 \\ \text{ケイ光水銀灯では } \alpha_H = 0.50 \quad \beta_H = 5.15 \times 10^3 \end{array} \right\} \dots \dots \dots (4.2)$$

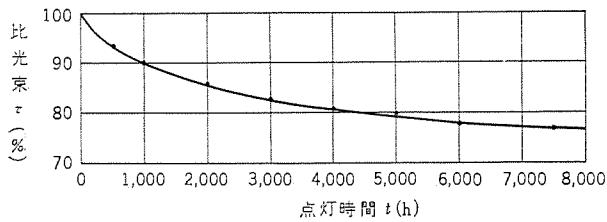


図 4.5 ケイ光灯およびケイ光水銀灯の平均効率曲線

Fig. 4.5 Mean performance curve of fluorescent lamp and fluorescent mercury lamp.

$$C_{LF} = \varepsilon_F F_0 + \rho_F$$

$$= 0.15 F_0 + 1.2 \times 10^2 \quad \dots \dots \dots (4.11)$$

$$C_{LH} = \varepsilon_H F_0 + \rho_H = 0.31 F_0 + 2.88 \times 10^3 \quad \dots \dots \dots (4.12)$$

これらの係数は現在の市場価格をもととしたので将来変るべき値である。

(4) 平均光束 F_m

光源の初光束は実験結果より種々の場合に対して求めることができる。光源の光束は効率とともに減衰する。図 4.5 はケイ光灯およびケイ光水銀灯の代表的な平均効率曲線を示している。この効率曲線は光源の進歩とともにますます減衰の少ないものとなってきた。高出力ケイ光灯の減衰は標準形に比較して現状では一般に光束の減衰が若干多いが⁽¹⁸⁾、近い将来標準形に近づくとの前提のもとに簡単な同一曲線で示した。

また、ケイ光水銀灯は前述のように発光原理が違うため光束の減衰の状況も違っているし、管種によっても異なるが、実際には平均値の減衰（文献（19）により平均値を求めた）は、ケイ光灯に非常に近いので同一曲線で示した。図中、光束比を τ 表わすと

$$\tau = \frac{F_T}{F_0} \quad \dots \dots \dots (4.13)$$

となりこの曲線より任意の点灯時間（h）における光束 F_T が求められる。

点灯時間中の平均光束 F_m は

$$F_m = \sigma F_0 \quad \dots \dots \dots (4.14)$$

で表わされ、 σ は点灯時間および管電流（正しくは管壁負荷 mW/cm^2 ）で異なる。

文献（20）（21）によればケイ光灯のランプ効率の低下、すなわち効率特性は次式で表わされる。

$$L_0 - L_T = A(1 - e^{-aT}) + B(1 - e^{-bT}) + C(1 - e^{-cT}) \quad (4.15)$$

ここで L_0 ：初期ランプ効率 (lm/W)

L_T ： T 時間点灯後のランプの効率 (lm/W)

T ：100 hr 単位で表わした点灯時間

A, B, C および a, b, c は特定のランプによる定数。点灯時間中のランプ入力の変化はほとんどないと考えられるから、

$$\tau = \frac{F_T}{F_0} = \frac{L_T}{L_0} = 1 - \frac{1}{L_0} \{ A(1 - e^{-aT}) + B(1 - e^{-bT}) + C(1 - e^{-cT}) \} \quad (4.16)$$

また、光束低下率 $(1 - \tau)$ は管壁負荷に比例すると考えられるから

$$\tau = 1 - (1 - \tau_0) \frac{W}{W_0} \quad \dots \dots \dots (4.17)$$

τ_0 ：40 W ケイ光灯に対する τ

W_0 ：同上の管壁負荷 (mW/cm^2)

式 (4.16) を利用して任意時間における平均光束 F_m を求めることが出来る。文献（16）では τ, σ と管壁負荷 (mW/cm^2) の関

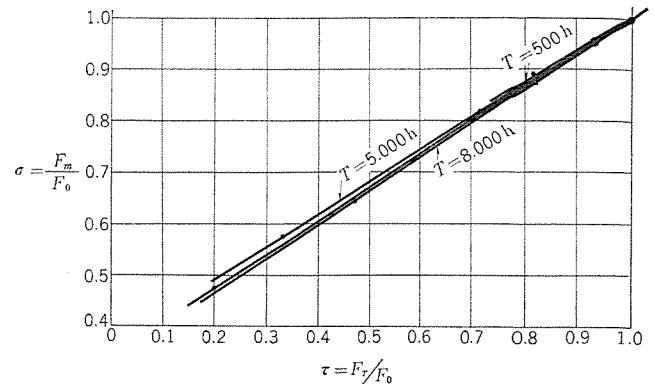


図 4.6 $\tau = \frac{F_T}{F_0}$ 対 $\sigma = \frac{F_m}{F_0}$ 曲線

Fig. 4.6 Curve representing $\tau = \frac{F_T}{F_0}$ vs $\sigma = \frac{F_m}{F_0}$

係を点灯時間を変数として示しているが、さらに簡便のため、 τ, σ を両軸にとり t を変数として曲線を画くと図 4.6 のように、ほとんど点灯時間と無関係となる。

これを実験式で表わすと次式のようになる。

$$\sigma = k_1 t + k_2 \quad \dots \dots \dots (4.18)$$

$$k_1 = 0.67, \quad k_2 = 0.33$$

$$\sigma = \frac{F_m}{F_0}, \quad \tau = \frac{F_T}{F_0} \text{ であるから}$$

$$\frac{F_m}{F_0} = k_1 \frac{F_T}{F_0} + k_2 = 0.67 \frac{F_T}{F_0} + 0.33 \quad \dots \dots \dots (4.19)$$

$$F_m = 0.67 F_T + 0.33 F_0 = (0.67 \tau + 0.33) F_0 \quad \dots \dots \dots (4.20)$$

τ は図 4.5 から求められるから、任意の点灯時間 t における F_m が求められる。

なお式 (4.16) はケイ光灯に関するものであり、減衰の原因として $A(1 - e^{-aT})$ は始めから存在していたケイ光体、水銀、アルゴンガスの不純物による影響、 $B(1 - e^{-bT})$ はガラス管より有害な物質が析出されることの影響、 $C(1 - e^{-cT})$ は点灯中の発光効率の低下などに分析される。ケイ光水銀灯ではケイ光灯と上述のように構造、発光原理が異なるが、図 4.5 のようにケイ光灯に非常によく似た減衰を示し、しかも減衰の原理としては水銀中の不純物、石英ガラスの失透、電極物質の飛散による管壁の黒化、およびそれらの原因にもとづく透過率の低下、点灯中の発光効率の低下などを比較すると式 (4.16) は水銀灯でも実用上役に立つものと考えられる。なお、文献（22）の管壁負荷と光束比の関係を示す曲線の例を式 (4.17) で計算すると大体、管壁負荷と光束比の関係は一致する。また、同図中の管壁負荷 9 W/cm^2 の場合（このいどもの数値が良好な光束比の減衰を得るために妥当といわれる）の効率曲線は、図 4.5 の平均効率曲線にほとんど一致している。

(5) 初光束 F_0 で表わした照明費の算式

以上の諸経費の検討より得られた幾つかの実験式を照明費の算式 (3.1) に代入すると、照明費を初光束 F_0 とそれらの係数および点灯時間 t 、電力料金 p 、ランプ寿命 T などで表わすことが出来る。

ケイ光灯の場合

$$C_{TF} = \frac{1}{(k_1 t + k_2) F_0} \left[\frac{1}{t} \{ K(\alpha_F F_0 + \beta_F + C_T) + C_m + p(\gamma_F F_0 + \delta_F) \} \times 10^{-3} + \frac{\varepsilon_F F_0 + \rho_F}{T} \right] \quad \dots \dots \dots (4.21)$$

ケイ光水銀灯の場合

表 4.1 ランプの初光束に関する諸係数

係数	工場 照明		道路 照明		関連する項目
	ケイ光灯	ケイ光水銀灯	ケイ光灯	ケイ光水銀灯	
α	0.85	0.50	1.24	0.67	照明器具および安定器価格 ($C_F + C_B$)
β	1.22×10^3	5.15×10^3	3.0×10^3	9.5×10^3	ランプ入力および安定器入力 ($W_L + W_B$)
γ	0.015	0.019	0.015	0.019	ランプ価格 (C_L)
δ	10.0	99.0	10.0	99.0	平均光束 (F_m)
ϵ	0.155	0.31	0.155	0.31	
p	1.2×10^2	2.88×10^3	1.2×10^2	2.88×10^3	
k_1	0.67		0.67		
k_2	0.33		0.33		

$$C_{TH} = \frac{1}{(k_1 \tau + k_2) F_0} \left[\frac{1}{t} \{ K(\alpha_H F_0 + \beta_H + C_D) + C_m \} + p(\gamma_H F_0 + \delta_H) \times 10^{-3} + \frac{\epsilon_H F_0 + \rho_H}{T} \right] \quad (4.22)$$

$$1 \text{ 灯当りの配線取付工事費}^{(15)} \quad C_I = \frac{1}{3} (C_F + C_B)$$

$$1 \text{ 灯当りの年間維持費} \quad C_m = 200 \text{ 円}$$

$$\text{年間償却係数} \quad K = 0.2^{(10)}$$

$$\text{ランプ交換までの点灯時間} \quad T = 6,000 \text{ h}$$

上記のように得られた初光束に関する諸係数を整理すると表 4.1 のようになる。

5. 経済寿命と経済初光束

ケイ光灯およびケイ光水銀灯は点灯時間とともに、光束が減衰するがランプ入力は変化せず、したがって消費電力は変らず、或る時間以上点灯を継続するとますます光束の低い状態での照明を行なうから照明費が高くなり、結局、新しいランプと交換した方が経済的となる。すなわち、最も経済的なランプ交換の点灯時間があるわけで、この点灯時間が経済寿命であり、この経済寿命を与えるべき使用ランプの初光束を経済初光束と名付けた。

経済寿命は式 (4.21) または (4.22) の照明費 C_T を最小にするようなランプ交換時間 (寿命時間) T_e の値であるから

$$\frac{dC_T}{dT} = 0 \text{ より } C_T \text{ の極小の条件を求める}$$

$$T = \frac{\tau}{\tau(k_1 - 1) + k_2} \cdot \frac{C_L}{P} \quad (5.1)$$

$$\text{ただし } P = \frac{1}{t} \left(\frac{K^4(\alpha F_0 + \beta)}{3} + 200 \right) + p(\gamma F_0 + \delta) \times 10^{-3}$$

式 (5.1) を満足するような寿命時間 T が経済寿命 T_e であり、そのときの初光束 F_0 が経済初光束である。

式 (5.1) から、ランプ価格 C_L が大きく、点灯費 p が小さく光束の減衰が少ないほど経済寿命 T_e は長くなる。ただし光束の減衰と点灯費はそれぞれ、点灯時間に関係があるので初光束 F_0 一定

表 5.1 経済寿命と経済初光束

電力料金 (円/kWh)	点灯時間 (h)	初光束 F_0 (lm)	ケイ光灯						ケイ光水銀灯					
			2,000	3,000	4,000	6,000	8,000	10,000	10,000	20,000	30,000	50,000		
経済寿命 (h)	6.0	1,000	9,900	10,770	11,000	11,250	11,400	11,500	(13,200)	(16,500)	(18,200)	(19,800)		
		2,000	11,300	12,200	12,400	12,600	12,700	12,800	(13,500)	(16,600)	(18,200)	(19,500)		
		3,000	11,800	13,100	13,370	13,400	13,500	13,600	(13,600)	(16,600)	(18,100)	(19,350)		
		4,500	11,200	12,800	12,900	13,000	13,050	13,000	(12,500)	(15,100)	(16,300)	(17,400)		
		6,000	11,150	12,600	12,820	12,850	12,800	12,900	(12,000)	(14,450)	(15,500)	(16,500)		
			1,000	8,900	9,300	9,450	9,620	9,730	9,750	(10,600)	(13,100)	(14,250)	(15,400)	
10.0	10.0	2,000	9,550	9,730	9,850	9,950	9,970	9,970	(9,950)	(12,050)	(13,000)	(13,950)		
		3,000	9,650	9,950	10,030	10,000	10,050	10,050	(9,580)	(11,500)	(12,400)	(13,200)		
		4,500	8,900	9,250	9,250	9,270	9,300	9,200	(8,450)	(10,100)	19,000	16,800	17,900	
		6,000	8,620	8,850	8,950	8,900	8,900	8,850	(7,950)	(9,450)	(10,050)	(10,650)		

注、() 内はケイ光水銀灯のランプ価格、 $C_{LH} = \frac{3}{2} C_{LF}$ と仮定した

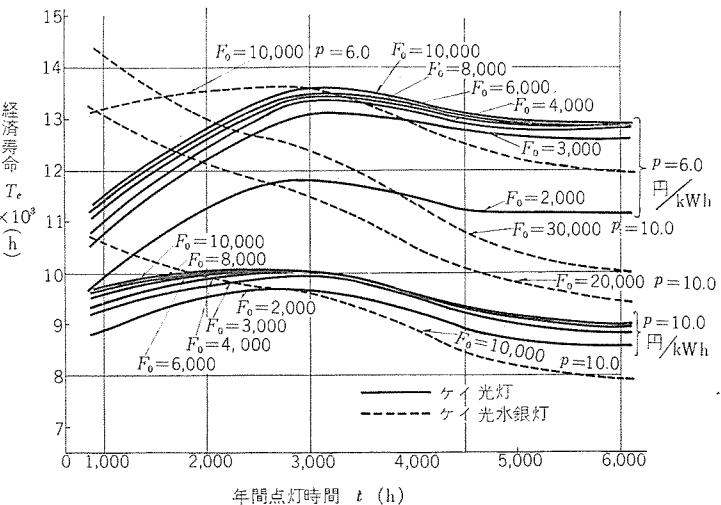


図 5.1 経済寿命と年間点灯時間の曲線

Fig. 5.1 Curve of economical lamp life and yearly burning time.

として、点灯時間に対して経済寿命の値は極大になることもある。

以上の式を電力料金 $p=6.0$ 円/kWh および $p=10.0$ 円/kWh における各初光束で計算すると表 5.1 のようになる。さらに経済寿命 T_e と年間点灯時間 t を曲線で示すと、図 5.1 のようになる。これから判ることはケイ光灯では電力料金 $p=6.0$ 円/kWh と $p=10.0$ 円/kWh とではっきりと二つのグループに別れた曲線群をなし、点灯時間別には初光束 F_0 の大きいほど、経済寿命は長く、その値の極大の場合の点灯時間 t は、大体 3,000 h 付近にある。この場合のケイ光灯の平均寿命時間は 7,500 h である。従って、各経済寿命を与える経済初光束は年間点灯時間 3,000 h 付近にあることになる。各電力料金別には経済寿命値は点灯時間が長くなるにしたがってその差が少なくなっている。また、ケイ光水銀灯に対しては、ケイ光灯に対するような差があまり現われず、経済寿命値は年間点灯時間の長いほど、また初光束の小さいほど短くなっている。

6. 照明費と経済初光束

次に照明費と初光束との関係を計算して見る。

式 (4.21) または (4.22) 中で $p=6.0$ 円/kWh および $p=10.0$ 円/kWh のときの年間点灯時間を変化させ、それぞれの初光束の場合の照明費を求めたもので、最小の照明費は得られないが、各点灯時間に対してそれぞれの初光束の影響が判る。表 6.1 がそれで、初光束が大きいほど照明費の小さくなるのは当然であるが点灯時間が長くなるほど初光束の大小に関係なく照明費の値がほぼ一定になってくる。また、電力料金の高い方が照明費も高いのは当然といえよう。さらにケイ光灯とケイ光水銀灯との比較では、或る点灯時間に対する照明費が等しい初光束が求められる。したがって、その点灯時間を境としていずれのランプの方が照明費が経済的に有利となるかの点が見出せる。この点灯時間における照明費を与える初光束を経済初光束とすると、表 6.2 のようになる。表 6.2 で示すようにケイ光灯かケイ光水銀灯のいずれのランプの初光束の方が照明費が経済的に有利であるか、不利であるかを示す場合と、或る点灯時間を境としていずれのランプの方が経済的であるかの経済初光束を求める場合に役に立つものである。

表 6.1 照明費と初光束

電力料金 (円/kWh)	初光束 F_0 (lm)	ケイ光灯					ケイ光水銀灯				
		2,000	3,000	4,000	6,000	8,000	10,000	10,000	20,000	30,000	50,000
照 明 費 (10^3 円/ $lm\cdot h$)	1,000	0.610	0.515	0.479	0.445	0.418	0.403	0.568	0.410	0.361	0.323
	2,000	0.405	0.344	0.314	0.300	0.280	0.270	0.422	0.305	0.260	0.240
	6.0	3,000	0.345	0.286	0.265	0.253	0.235	0.225	0.375	0.271	0.236
	4,500	0.306	0.250	0.234	0.222	0.205	0.198	0.346	0.248	0.218	0.197
	6,000	0.282	0.235	0.217	0.207	0.193	0.183	0.334	0.238	0.210	0.190
	10.0	1,000	0.675	0.591	0.550	0.515	0.487	0.475	0.692	0.512	0.457
	2,000	0.472	0.422	0.395	0.372	0.352	0.344	0.550	0.410	0.366	0.334
	3,000	0.413	0.365	0.342	0.326	0.307	0.297	0.505	0.376	0.337	0.308
	4,500	0.376	0.331	0.312	0.297	0.279	0.272	0.480	0.358	0.322	0.294
	6,000	0.353	0.317	0.297	0.284	0.268	0.259	0.469	0.353	0.316	0.289

表 6.2 経済初光束と年間点灯時間との関係

電力料金 ρ (円/kWh)	初光束 F_0 (lm)	ケイ光灯					
		2,000	3,000	4,000	6,000	8,000	10,000
ケイ光水銀灯	10,000	1,400	不/有	不/有	不/有	不/有	不/有
	20,000	有/不	5,300	2,600	1,700	1,200	不/有
	30,000	有/不	有/不	有/不	5,300	3,000	2,300
	50,000	有/不	有/不	有/不	有/不	有/不	5,000
ケイ光	10,000	不/有	不/有	不/有	不/有	不/有	不/有
	20,000	有/不	2,300	1,600	1,050	700	500
	30,000	有/不	6,000	3,500	2,200	1,600	1,350
	50,000	有/不	有/不	4,900	3,000	2,400	

注 1 年間点灯時間は 6,000 h 以内とした。

2 有/不はランプの初光束のいずれの方が照明費が経済的に有利であるか不利であるかを示す。

3 構内点灯時間はその数字以内の方が経済的にケイ光灯の有利なことを示す。

表 7.1 初設備費と初光束

初光束 F_0 (lm)	ケイ光灯						ケイ光水銀灯			
	2,000	3,000	4,000	6,000	8,000	10,000	10,000	20,000	30,000	50,000
初設備費 (円/ lm)	1,000	2.05	1.81	1.69	1.57	1.51	1.47	2.03	1.60	1.46
	2,000	2.10	1.86	1.73	1.61	1.55	1.51	2.09	1.65	1.50
	3,000	2.14	1.89	1.76	1.64	1.58	1.54	2.13	1.68	1.52
	4,500	2.19	1.93	1.80	1.68	1.61	1.57	2.18	1.71	1.56
	6,000	2.23	1.96	1.83	1.70	1.64	1.60	2.21	1.74	1.58
										1.46

表 7.2 初設備費における経済初光束の比較

初光束 F_0 (lm)	ケイ光灯					
	2,000	3,000	4,000	6,000	8,000	10,000
ケイ光水銀灯	10,000	有/不	不/有	不/有	不/有	不/有
	20,000	有/不	有/不	有/不	不/有	不/有
	30,000	有/不	有/不	有/不	有/不	有/不
	50,000	有/不	有/不	有/不	有/不	有/不

注 1 有/不はいずれのランプの方が初設備費を経済的に有利にするか、不利にするかを示す。

7. 初設備費と経済初光束

初設備費は照明費の中に含まれているが、2. 経済評価の方法の(1)項でも述べたように、照明方式を決定するためには重要な要素である。

初設備費は上記の $(C_F + C_B + C_I + C_L)$ であるが平均光束 1 lm 当りでは

$$\frac{1}{F_m} (C_F + C_B + C_I + C_L) = \frac{1}{(k_1 T + k_2)} F_0 \left(\frac{4}{3} (\alpha F_0 + \beta) + \varepsilon F_0 + \rho \right) \quad (7.1)$$

で表わされ、結局、初光束で考えることができる。平均光束は点灯時間によって異なる。したがって各点灯時間とそれとの初光束の下で、それらの関係を求めるとき表 7.1 のようになる。この表からわることは点灯時間が長いほど初設備費が大きくなり、初光束が大きくなるほど初設備費が小さくなることである。さらにケイ光灯とケイ光水銀灯との初光束の比較では、いずれのランプの方が初設備費を経済的に有利にするか不利にするかの経済初光束の区分の表が得られた(表 7.2)。

この表より初設備費を経済的に有利にするか不利にするかのラン

プ 別の経済初光束が求められる。

8. む す び

以上、照明経済の問題につき諸経費をすべて初光束で表わす実験式を用いて検討した。

それらの結果を列挙すると次の通りである。

(1) ケイ光灯およびケイ光水銀灯による照明器具、安定器およびランプなどの価格、ランプ入力および安定器損失を近似的にすべてランプの初光束の関数で表わすことが出来た。

(2) ランプの点灯時間中の平均光束をケイ光灯およびケイ光水銀灯とも共通な平均勧程曲線および簡単な式で導き出した。

(3) ランプの経済寿命を各ランプの初光束ごとに見出し、そのときの初光束を経済初光束と名付けた。さらにケイ光灯では各初光束とも経済寿命の極大の場合の年間点灯時間は大体 3,000 h 付近にあることを見出した。この場合のケイ光灯の平均寿命時間は 7,500 h である。

(4) 照明費と初光束との関係では年間点灯時間によって、ケイ光灯またはケイ光水銀灯による照明費がいずれのランプの方が有利であるかの限界を示す経済初光束が得られた。

(5) 初設備費と初光束との関係では年間点灯時間により、ケイ光灯またはケイ光水銀灯による初設備費がいずれのランプの方が有利であるかの経済初光束の比較が出来た。

参 考 文 献

- (1) A.C. Barr and W.J. Karash; Illum. Eng. 49, p. 447 (1954).
- (2) 密田:「照学誌」Vol. 13, No. 4, p. 208 (昭 4).
- (3) 猪狩:「照学誌」Vol. 9, No. 2, p. 232. (大 14).
- (4) 照明学会編:「照明のデータ・ブック」第 17 編, p. 535 (昭 33).
- (5) C.L. Amick: Fluorescent Lighting Manual, 2nd Ed. p. 98 (1947).
- (6) P. Moon and D.E. Spencer: Lighting Design (1947) Chap. 9, Sec. 901 (藤原・斎藤訳:「照明設計」p. 205 (昭 30)).
- (7) A.K. Gaetjens: Illum. Eng. 37, p. 403 (1942).
- (8) 黒沢:「照学誌」Vol. 40, No. 9, p. 377. (昭 31).
- (9) 小堀:「照学誌」Vol. 45, No. 10, p. 450. (昭 36).
- (10) 照明学会編:「照明のデータ・ブック」第 17 編 529 (昭 33).
- (11) A.C. Barr and C.L. Amick: Illum. Eng., 47, 260 (1952).
- (12) C.L. Amick: Fluorescent Lighting Manual, 2nd Ed. 285 (1947).
- (13) P. Moon and D.E. Spencer: Lighting Design (1947). (藤原・斎藤訳:「照明設計」p. 45 (昭 30)).
- (14) Westinghouse Lighting Hand Book, Chap. 16 (1956).
- (15) 久保・村井:「三菱電機」Vol. 30, No. 7, 448 (昭 31).
- (16) 竹田:「三菱電機」Vol. 34, No. 10, 20 (昭 35).
- (17) 小堀:「照学誌」Vol. 46, No. 1, 10 (昭 37).
- (18) 小堀:「照学誌」Vol. 44, No. 9, 467 (昭 35).
- (19) 野村:「照学誌」Vol. 44, No. 2, 60 (昭 35).
- (20) E.F. Lowry: Illum. Eng. 47, 639 (1952).
- (21) E.F. Lowry: Illum. Eng., 43, 141 (1948).
- (22) 町田・河喜多・広田・望月:「日立評論」第 41 卷, 第 7 号, 932 (昭 34).

広帯域伝送マイクロ波アンテナの歩み

喜連川 隆*

日本電信電話公社納め空中線製作 500 台突破記念式が、昭和 37 年 7 月 21 日に当社鎌倉製作所において行なわれた。これを機会に、各国で諸説紛々、各種各様のアンテナが用いられていた戦後間もないマイクロ波多重無線中継実用化の初期から現在までに、広帯域伝送マイクロ波アンテナ⁽¹⁾がどのように進歩してきたかを振り返って見るのは、今後の進歩のために大切なことであろう。

マイクロ波は波長が短いために回折現象が少なく光のように直進する性質がいちじるしいので、マイクロ波アンテナといえば、線条空中線よりも、まず、反射鏡アンテナやレンズ・アンテナが頭に浮かぶ。

歴史的にながめると J.C. Maxwell (1831-1879) が、光の真空中における速さは理論的に導いた電磁波の速さとまったく同一であることを明らかにし、これによって光波と電磁波とを同一の波動と結論したのが 1873 年で、H.R. Hertz (1857-1894) が 1888 年に “Hertz の実験” によってこれを実証した。このとき Hertz の用いた電波がマイクロ波で、Hertz の共振器と放物面鏡とで現在の Paraboloidal Mirror Antenna のようなものを作つて反射の法則を実験し、パラフィン製のプリズムで屈折の法則を、また金属格子で電波偏向器の実験を行なつた。また誘電体の電波レンズの実験もすでにこの頃行なわれた。一方導波管の考えも文献によれば新しいものではなく、Lord Rayleigh はすでに 1897 年⁽²⁾に発表している。ところが当時はマイクロ波用真空管がなかったため、マイクロ波の実用的な研究は 1930 年代の中頃まではほとんど中絶の状態であつて、1936 年頃からアメリカの Bell 研究所の G.C. Southworth⁽³⁾⁽⁴⁾、S.A. Shelkoff⁽⁵⁾、M.I.T. Radiation Laboratory の W.L. Barrow⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾などによって導波管や電磁ラップなどのほとんど実用に近い研究結果が発表されはじめ、種々の Lens Antenna が開発されたのは第 2 次世界大戦終了後である⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾。

戦後ようやくマイクロ波多重無線中継が実用化されるに至った頃

には、与えられた周波数帯域内の各ルートになるべく多数のチャネルを収容するために、アンテナ利得の向上、入力電圧定在波比の低減および隣接アンテナ相互結合度の低減がます行なわれた。方々にマイクロ波中継網が張り巡らされるに至つて広角度放射特性の改善に努力がはらわれ、引き続き与えられた周波数帯域内にできるだけ多数のルートを入れるために偏波共用アンテナの研究が推し進められ、最近に至つては一つの道に多くの周波数帯域の中継線を設置する必要が生じてきたので、多周波数帯共用重偏波アンテナが時代の脚光を浴びるようになってきた。

しかしながら各国それぞれ国情が違うため、進歩の跡は必ずしも同じというわけではないので、以下各国の導波管給電マイクロ波広帯域伝送アンテナの歩みについて紹介する。

アメリカのベル研究所⁽¹⁴⁾はまず普通のパラボラ・アンテナの実験を行なつた。反射鏡からフィード・ホーンに戻る反射波による入力電圧定在波比が 1.07 程度あり、しかもフィード・ホーンの整合もまた困難なために入力電圧定在波比が大きく、また反射鏡周返からのイット出放射によりアンテナ相互間の背面結合量が -50~-60 dB もあり、要求値 -125 dB にはるかに及ばず、機械的には重くて高価な支持や除雪レードームなどがあるのに、つぎにホーン・リフレクタ・アンテナ⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾に移つた。入力電圧定在波比は 10% の周波数帯域にわたってわずかに 1.01 で、背面結合量も十分少なく、利得開口率は 66% で理論極大値よりもわずかに 0.9 dB、19% 低いだけであったけれども、所要の利得および放射特性を得るには鏡面精度が ±1/16 波長よりも良いことが必要で、4,000 Mc で直径 3 m の反射鏡を作るときはその凹凸が ±3.2 mm 以下で、そのヨジレおよびソリもこの程度以下にせねばならぬという工作困難の理由によって中止された。そして、ヨジレおよびソリが問題でなく、曲面公差が位相誤差に(屈折率 -1) 倍でしか影響しないホーンシヤ

表 1 各国の広帯域伝送マイクロ波アンテナの入力電圧定在波比および利得

国名	形式	開口面積 (m ²)	偏波	周波数帯 (Mc)	入力電圧定在波比	利得 (dB)	文献番号
アメリカ	平行 E 形金属板レンズ・アンテナ	9.29 (3.05×3.05)	垂直偏波	3,800~4,200	1.10	40.2 (4,000 Mc)	(14)
アメリカ	金属細長片装荷形遅延レンズ・アンテナ	9.29 (3.05×3.05)	垂直偏波	3,700~4,200	1.10	39	(11)
フランス	多孔形レンズ・アンテナ	7	單一 直線偏波	3,570~3,710 3,850~3,990	1.10	38.8	(13)
イギリス	パラボラ・アンテナ	7.30 (3.05φ)	水平偏波	3,600~4,200	1.064	39.5	(32)
ドイツ	パラボラ・アンテナ	7.07 (3φ)	水平偏波	3,600~4,200	1.04	38.5	(35)
日本	バスレングス・レンズ・アンテナ	8.91 (3.3×2.7)	垂直偏波	3,700~4,200	1.15 (風防なし 1.07)	平均利得 39.3	(38)
日本	パラボラ・アンテナ (改良前)	8.55 (3.3φ)	單一直線偏波 單一円偏波	3,600~4,200	1.048** 1.053**	40.2* (3,950 Mc) 40.1* (3,950 Mc)	(41)
日本	パラボラ・アンテナ (改良後)	8.55 (3.3φ)	單一直線偏波 單一円偏波	3,600~4,200	1.035 1.034**	40.2 40.5* (3,950 Mc)	(43)
ドイツ	貝がらアンテナ	6.28	垂直水平直線 偏波共用	3,600~4,200	1.04	39.3 (4,000 Mc)	(36)
日本	パラボラ・アンテナ	12.57 (4φ)	左右両旋用 偏波共用	5,925~6,175 6,175~6,425	1.023** 1.020**	44.5 (6,100 Mc)	(44)

注 *製作したアンテナ全数について平均した値

**各アンテナの測定値中の最悪値を製作したアンテナ全数について平均した値

表 2 各国の ホーン・リフレクタ・アンテナ の比較

	利得および利得率				前後比		交差偏波識別度			電力半値幅			入力電圧定在波比			開口面積 (m ²)	ホーン開口角 (度)	総重量 (kg)	文獻番号			
	周波数 (Mc)	偏波	利得 (dB)	利得能率 (%)	周波数 (Mc)	偏波	前後比	周波数 (Mc)	偏波	交差偏波識別度 (dB)	周波数 (Mc)	偏波	電力半値幅 (度)	帯域 (Mc)	偏波	入力電圧定在波比						
アメリカ (Bell)	3,950	V	39.6	69	3,740	V	71	3,740		46	3,740	V	2.5(A), 2.0(E)	3,700	V	1.015	6	30	772	(24)		
		H	39.4	66		H	77					H	1.6(A), 2.13(E)	4,200	H	1.0055						
	6,175	V	43.2	66	6,325	V	71	6,325		51	6,325	V	1.5(A), 1.25(E)	5,925	V	1.020						
		H	43.0	63		H	71					H	1.25(A), 1.38(E)	6,425	H	1.008						
	11,200	V	48.0	60	10,960	V	78	10,960		53	10,960	V	1.0(A), 0.75(E)	10,700	V	1.007						
		H	47.4	52		H	71					H	0.8(A), 0.88(E)	11,700	H	1.01						
ドイツ (Siemens)	3,900	V	40.33	64.2						3,600	3,600	V	1.9(A), 1.4(E)	4,200	H	2.0(A), 1.4(E)	3,600	7.5	40.4	(35)		
		H	40.24	61.4								H	1.4(E)	5,925	V	1.4(E)						
	4,000	V&H	40	59.5	4,000	V	65			3,600	4,000	V	2.0(A), 1.6(E)	3,600	H	1.4(A), 2.0(E)	4,200	1.02	7.25	964	(36)	
						H	65					H	1.4(A), 2.0(E)	4,200								
フランス (CSF)	4,000	V&H	37	66										3,000			8,000	1.03	4		(33)	
ソ連	3,750	V	40	65										3,680	V	1.8(A), 2.4(E)	4,150		1.03	7.5	35	1,370
日本 (通研, 三菱)	3,900	V	41.48	75.7	3,900	V	67	3,900	V	57(A), 57(E)	3,900	V	1.74(A), 1.35(E)	3,600	V	1.0180	8.75	32	1,693	(16)		
		H	41.22	71.3		H	70		H	78(A), 78(E)		H	1.40(A), 1.73(E)	4,200	H	1.007						
	6,100	V	44.9	68.1	6,100	V	70	6,100	V	45(A)	6,100	V	1.32(A), 1.1(E)	5,925	V	1.011	6,425	H	2.1(A), 2.1(E)	6,425	1.0094	
		H	45.01	69.8		H	68		H	37.5(A)		H	2.1(A), 2.1(E)	6,425	H	1.0094						

V: 垂直偏波, H: 水平偏波, A: 水平面内, E: 垂直面内

ハイレンズ・アンテナを開発することとなった。1948年に開通したNew York-Bostonの4,000 Mc TD-X方式中継線に用いたものは平行E形金属板レンズ・アンテナ⁽¹⁰⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁷⁾で、利得開口能率は中心周波数では50%で理論値81%よりもかなり低く、4,000 Mc帯の幅400 Mcの端の周波数においては利得がさらに1.5 dB低くなる。しかし入力電圧定在波比は1.1以下で割合によく、隣接アンテナ相互の側面結合量は-85 dB以下、背面結合量は-125 dB以下、後方±90°の範囲の放射レベルは正面方向の-70 dB以下で利得が低いという欠点を一応補っていた。また、開口の前面板に厚く雪をつけても入力電圧定在波比最大値は1.1が1.2になる程度で、利得低下も1 dB程度でますます合格と考えていた⁽¹⁴⁾。その後にもっと利得が高くかつ入力電圧定在波比の良いものとして開発されたのが1950年New York-Chicago間に開通したTD-2方式中継線に用いられた金属細長片装荷形遅延レンズ・アンテナ⁽¹¹⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾⁽²¹⁾⁽²²⁾で、3 m×3 mのもので3,700~4,200 Mcで利得39 dB以上、入力電圧定在波比1.1以下である。前者はApril 1948のB.S.T.J.⁽¹⁴⁾に、このアンテナはFeb. 1952のB.L.R.⁽¹⁸⁾に報告されているが、所要通信量の増加速度を考えると、当時すでにこのアンテナはあまり十分なものと考えられていなかったことと思われる。Bell研究は本質的に広帯域特性をもつホーン・リフレクタ・アンテナ⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾で、4,000, 6,000および11,000 Mcを共用することを考えていたようで、これに用いる給電円形導波管についてはAug. 1952のI.R.E.にすでに報告⁽²³⁾が出ており、4, 6および11 Gc共用重偏波ホーン・リフレクタ・アンテナの報告はNov. 1955のB.L.R.⁽²⁴⁾とMarch 1958のA.I.E.E. part 1とに出ていて、その途中March 1957のB.S.T.J.に重偏波群分波器の報告⁽²⁶⁾が出

ている。このアンテナを6,000 McのTH方式に用いたという記事はJan.およびFeb. 1962のBell Laboratory Record⁽²⁷⁾に出ており、Rocky山脈越にColoradoのProspect ValleyとUtahのSalt Lake Cityとを結んでおり両端はともに海岸へ伸びつつありと記している。その性能は表2に示してあるように、6,000 Mcで利得43 dB、利得開口能率63~66%、交差偏波識別度51 dB以上、入力電圧定在波比1.02以下で、±60°以上の広角度放射レベルはほぼ-60 dB以下で、従来のアンテナよりもはるかに高性能である。難点はE面内、水平偏波では水平面内に開口フランジの影響でかなり高いサイドローブが生ずることと、重量、体積、価格ともに高いことであるが、ATTは当分の間このアンテナを4,000 McのTD-2方式、6,000 McのTH方式および11,000 McのTJ方式に共用の重偏波アンテナとして使用するものと思われる。なお、June 1960のBell Laboratories Recordには、1957年12月からHolmdelのBell研究所で行なわれていた11,000 Mcの近距離小束電話中継実験回線にビーム幅1.25°の小形ホーン・リフレクタ・アンテナを用いていると記してある⁽²⁸⁾。

広帯域伝送パラボラ・アンテナを最初に実用化したのはイギリスのS.T.C.である。鏡面の反射はVertex Matching Plate⁽³⁰⁾の反射で巧みに打ち消し、フィード・ホーンも上手に整合⁽³¹⁾⁽³²⁾をとっている。また隣接アンテナ間の相互結合は焦点距離F、対開口径Dの比F/Dを小さくし、かつシャハイ板を用いることによって軽減している。このアンテナは1952年開通したManchester-Kirk O Shott間の4,000 Mc中継線に用いられ、その性能はSept. 1952のP.I.E.E. part III⁽³²⁾に報告されていて、直径3 mのもので3,600~4,200 Mcにおいて利得39.5 dB以上、入力電圧定在波比1.064以下で、ア

メリカ Bell の遅延レンズ・アンテナ⁽¹⁸⁾、フランスの多孔性レンズ・アンテナ⁽¹⁹⁾およびわが国のパスレンジス・レンズ・アンテナ⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾よりはすぐれている。このようにパラボラ・アンテナのほうがレンズ・アンテナよりも高性能にならうことをイギリスが実証した。しかし、イギリスのパラボラ・アンテナはその後進展しなかったらしく、のちにわが国およびドイツで開発されたパラボラ・アンテナのほうが高性能で、イギリスは偏波共用アンテナのようなものも開発しなかった。イギリスは昨年 6,000 Mc 単一偏波でホーン・リフレクタ・アンテナの実用試験をしており、近く 6,000 Mc 帯で水平垂直偏波共用にし、将来は 4,000 および 6,000 Mc 帯共用の重偏波アンテナとして使用する予定であるとのことである。

フランスはホーンでシャハイした多孔性レンズ・アンテナを考案し、Paris-Lille 間の 4,000 Mc 中継線に使用した。レンズ面積は 7 m^2 で 3,480~3,800 Mc において利得 38.8 dB 以上、入力電圧定在波比 1.1 以下であると、Avril-Mai, 1952 の L'Onde Électrique⁽¹³⁾に報告されている。これはアメリカ TD-X 方式の平行 E 形金属板レンズ・アンテナ⁽¹⁰⁾、アメリカ TD-2 方式の金属細長片装荷形遅延レンズ・アンテナ⁽¹⁸⁾およびわが国東・名・阪 4,000 Mc 中継線のパスレンジス・レンズ・アンテナ⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾などと違って、偏波共用が可能であるが本質的に周波数特性が悪い。その後、1954 年にはすでに FM 60~120 通話、3,500~4,000 Mc の装置に開口面積 4 m^2 、利得 36 dB の小形ホーン・リフレクタ・アンテナが用いられていた。表 2 のものは Nov. 1957 の L'Onde Électrique に出ている GDH103 方式の説明文⁽³³⁾中に記されているもので、2 周波数帯共用重偏波ホーン・リフレクタ・アンテナであるが、アメリカ⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾およびわが国⁽¹⁶⁾のものと違っているのは、1 中継局にアンテナが 2 台で 4,000 Mc および 7,000 Mc 帯とともに垂直水平両偏波のうち一方が送信、地方が受信の送受共用をしている。なお、群分波器はアンテナに近い所から周波数の高いほうすなわち 7 Gc を出し入れし、アンテナから遠い所から低いほうの波を出し入れしているのも日米のものと逆である。

ドイツ Bundespost の Fernmeldeotechnisches Zentralamt の Dr. G. F. Koch の話によれば、1949 年までの研究は利得を第 1 とし、1952 年までは入力電圧定在波比第 1、利得第 2 で、1954~1955 年は Pattern 第 1、V.S.W.R. 第 2、Gain 第 3 にしていた。そして広角度放射レベルのかなり低いわゆる耳付パラボラ・アンテナを 1954 年に実用化していた⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾。つぎにその入力電圧定在波比を改善すべく、反射鏡を半分にしたオフセット・フィード耳付パラボラ・アンテナを開発しようとしたが、工作困難なことを知りやめてしまった。のちに、Telefunken⁽³⁶⁾と Siemens⁽³⁵⁾とがアメリカ、ベルにまねてホーン・リフレクタ・アンテナを 1956 年に実用化した。一方、偏波共用は 1953 年頃から研究し、このアンテナは 1956 年から 4,000 Mc 帯で偏波共用として用いていた。ところが重量、体積、価格ともに大なることと多周波数帯共用は急ぐに及ばずといふことで、1959 年には Telefunken が扇形状開口の 4,000 Mc 帯重偏波具からアンテナを実用化した⁽³⁶⁾。値段は前者の 60% で総重量は約半分の 480 kg。開口面積利得開口能率、利得および入力電圧定在波比は、前者の 4.47 m^2 、59.5%，40 dB、1.02 に対して、 3.80 m^2 、60.5%，39.3 dB、1.04 で、主ビーム近傍のサイドローブはこのアンテナのほうが低いが、広角度放射レベルは前者のほうが低い。Telefunken はホーン・リフレクタ・アンテナの製作を 80 台で打ち切り、あとは

これに切替えた由である。つづいて、1960 年には Siemens が Pattern の改善をはかり、開口が 6 角形状の 4,000 Mc 重偏波具からアンテナを実用化した。貝がらアンテナもホーン・リフレクタ・アンテナと同様にオフセット・フィード・パラボラ・アンテナであるが、反射鏡がパラボラ頂点のところまであり、かつシャハイ板はフィード・ホーンの延長ではなくて別個の板である。このアンテナはフィード・ホーンが小さいので多周波数帯共用は困難であるが、広角度放射特性は改善の余地ありと考えられる。4,000 Mc および 6,000 Mc 帯用の重偏波具からアンテナを各 1 台計 2 台用いるのと、2 周波数帯共用重偏波ホーン・リフレクタ・アンテナ 1 台と群分波器とを用いるのと総合性能はいづれが良いか、値段はいづれが安くなるか、などの問題にドイツがどんな答を出すかということは面白い。

日本電信電話公社は最初、平行 E 形金属板レンズ・アンテナ⁽¹⁰⁾⁽¹⁷⁾の研究に着手したが、周波数特性が本質的に不良なことと、金属板板間隔の許容寸法公差がきびしく製作困難なことで実用化に至らなかった。つぎに、金属細長片装荷形遅延レンズ・アンテナ⁽¹¹⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾は材料入手困難、製作やっかいなことから、パスレンジス・レンズ・アンテナ⁽¹²⁾⁽³⁷⁾の実用化研究を行ない、1954 年 4 月開通した東・名・阪 4,000 Mc 中継線の 36 台が 1953 年 7 月に三菱電機から 36 台納入された⁽¹⁾⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾。レンズ開口 8.9 m^2 で 3,700~4,200 Mc において平均利得 39.3 dB、入力電圧定在波比は風防付 1.15 以下、風防なし 1.07 以下で、アメリカ⁽¹⁸⁾、フランス⁽¹³⁾のレンズ・アンテナと優劣はないが、金属板板間隔の 2 倍よりも長い波長の波に対しては周波数特性をもたないのが特長である。つぎに軽量、安価にして性能の良いパラボラ・アンテナの研究を通研、三菱協力して行ない、1955 年 8 月にイギリス STC のものよりはやや性能の良い直径 3.3 m のものが、東京-仙台 4,000 Mc 中継線に 22 台納入された⁽¹⁾⁽⁴¹⁾。直線偏波フィード・ホーンは開口に雨雪が付着すると入力電圧定在波比がいちじるしく増大する。円偏波パラボラ・アンテナ⁽⁴¹⁾⁽⁴²⁾は、この反射波および反射鏡からフィード・ホーンに戻る反射波を抵抗膜で吸収除去するので入力電圧定在波比が低くかつ安定であり、また Vertex Matching Plate⁽³⁰⁾が不要なため、これによる電波の散乱に伴う利得の低下、放射指向特性の劣化もないので、このアンテナの開発を直線偏波開発の末期から行ない、1955 年

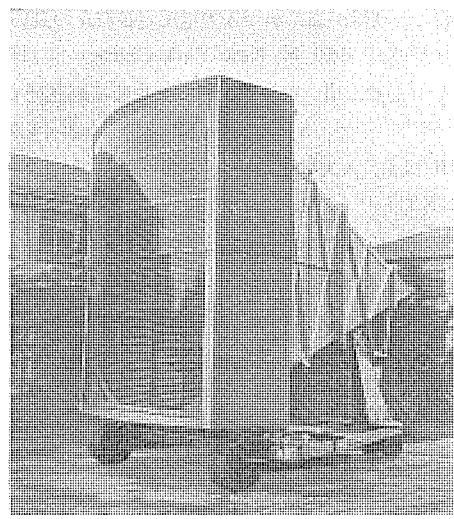


図 1 日本電信電話公社納め 4 Gc 帯 パスレンジス・レンズ・アンテナ

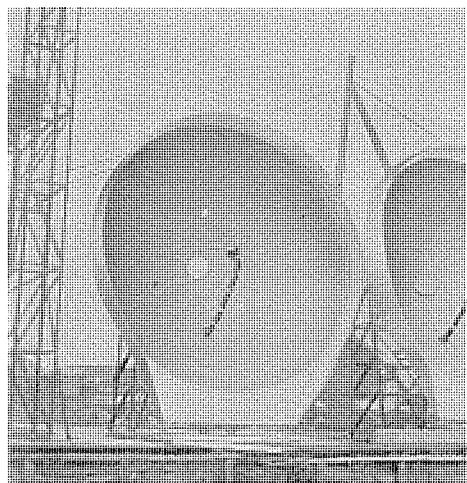


図 2 日本電信電話公社納め 4 Gc 帯直線偏波 パラボラ・アンテナ

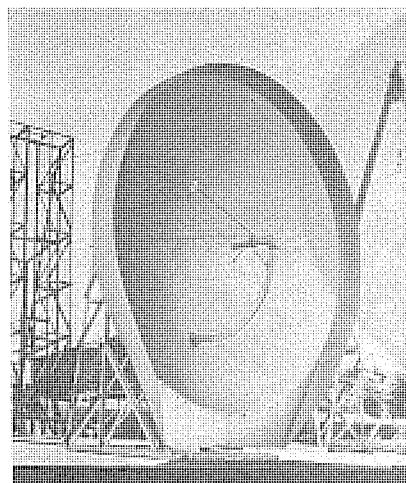


図 3 日本電信電話公社納め 4 Gc 帯円偏波 パラボラ・アンテナ（改良前）



図 4 日本電信電話公社納め 4 Gc 帯円偏波 パラボラ・アンテナ（改良後）

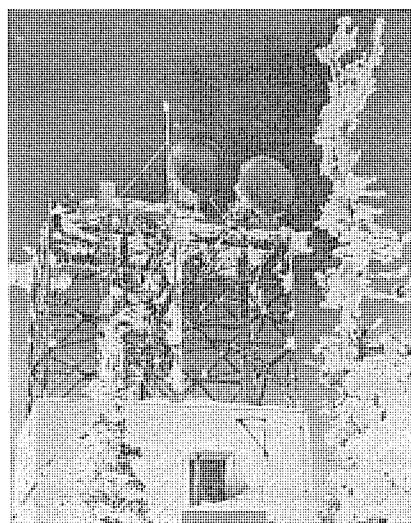


図 5 日本電信電話公社納め radome 付円偏波 パラボラ・アンテナ

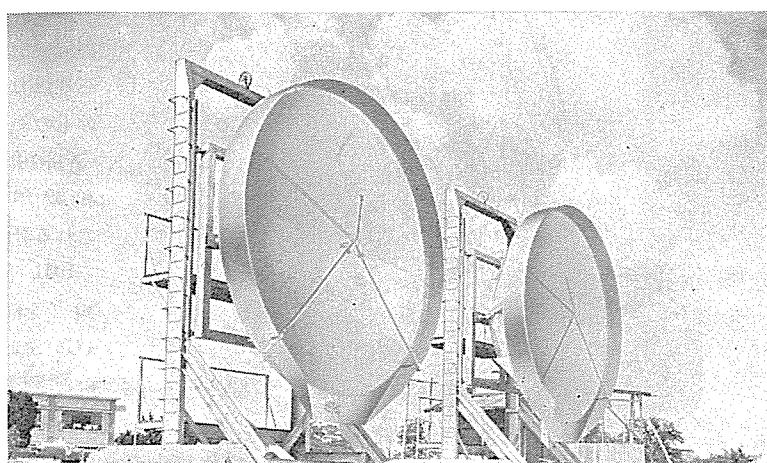


図 6 日本電信電話公社納め 6 Gc 帯左右両旋共用円偏波 パラボラ・アンテナ

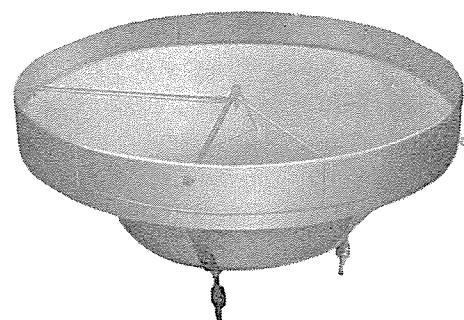


図 7 日本電信電話公社納め 11 Gc 帯垂直水平共用直線偏波 パラボラ・アンテナ

11月に仙台-札幌 4,000 Mc 中継線に 44 台の円偏波 パラボラ・アンテナ⁽⁴¹⁾が三菱電機から納入された。引きつづき性能向上⁽⁴³⁾のため、一次放射器系の改良導波管および支持索の張り方の改善などを通研、三菱協力して行ない、直線偏波および円偏波 パラボラ・アンテナともに入力電圧定在波比は 3,600~4,200 Mc において 1.035 以下となり、ドイツの 1.04 よりはやや良く、イギリスの 1.064 よりは格段に良くなつた。そして放射指向特性もかなり改善され、重量も約 100 kg 軽くなつた。この改良形円偏波 パラボラ・アンテナは 1958 年 11 月に旭川-帯広中継線に 12 台納入された。また 1957 年 4 月から 6,000 Mc 左右両旋共用円偏波 パラボラ・アンテナの実用化研究を始め、1958 年 9 月には東京-宇都宮試験中継線に試作 アンテナ 8 台が納入され、さらに改良を加えたもの 36 台が 1960 年 11 月に三菱電機から納入⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁶⁾された。直径 4 m で、5,925~6,175 Mc または 6,175~6,425 Mc において利得 44.5 dB、入力電圧定在波比 1.025 以下、電圧反射係数の自乗平均平方根 0.7% 以下、電力ダメ円偏波率 1.1 以下、±60° 以上の広角度放射 レベル はほぼ -60 dB 以下で、パラボラ・アンテナとしては世界に例を見ないもので、単

一周波数帯重偏波 アンテナ としては ホーン・リフレクタ・アンテナ⁽¹⁶⁾にまさるとも劣らぬものである。なお、1961 年 3 月、4 月および 7 月には直径 3.3 m の 11,000 Mc 帯水平垂直偏波共用広帯域伝送 パラボラ・アンテナ⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁷⁾が福岡皿倉山および名古屋-津中継線に 4 台と 6 台三菱電機から納入された。また、東・名・阪のパスレングス・レンズ・アンテナを除去して代りに据える直径 4 m の 4,000 Mc 垂直水平偏波共用 パラボラ・アンテナ 38 台中の 1 台が日本電信電話公社納めマイクロ波 アンテナ 500 台目として昭和 37 年 7 月 21 日に三菱電

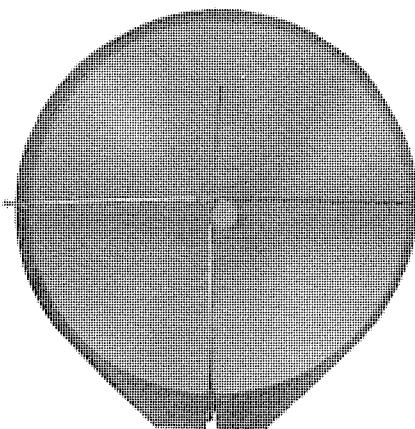


図 8 日本電信電話公社納め 4Gc 帯垂直水平共用直線偏波 パラボラ・アンテナ

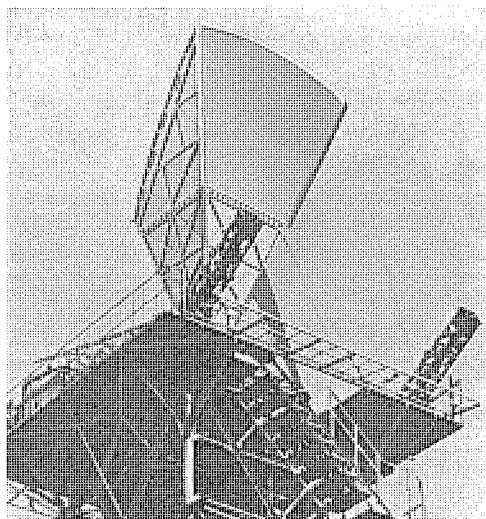


図 9 電気通信研究所納め試作 ホーン・リフレクタ・アンテナ

機機関製作所において祝典の時に名板が取付けられ、東京渋谷の統制中継局に納入された。直径 4m の 4,000 Mc 左右両旋共用円偏波 パラボラ・アンテナは 8 台、1963 年に東京-甲府中継線の一部に三菱電機から納入予定になっている。上述のようにマイクロ波円偏波アンテナは多雨多雪なわが国には好適のもので、国際無線諮問委員会 CCIR で公衆通信のマイクロ波中継に円偏波アンテナの使用を認められたのはわが国がこれを用いて好成績を納めているからである。技術の先進国であるアメリカ、ドイツ、フランス、イギリスは、雨雪が比較的少ないために使わない、したがって開発しないのであらうけれども、多雨な南方諸国には円偏波アンテナを大いに推奨すべきであると考える。一方、ホーン・リフレクタ・アンテナの開発をしようかという話の出たのはパラボラ・アンテナ完成の翌 1956 年 3 月のことであったが、重量、体積、価格ともに大きく、工作また困難であらうとのことでなかなか進展しなかった。その後、1958 年 7 月上記 6,000 Mc 左右両旋共用円偏波 パラボラ・アンテナの開発が難航をきわめていた時に 4,000 Mc, 6,000 Mc 共用の重偏波 ホーン・リフレクタ・アンテナを試作しようという話が出て、1958 年 3 月から本格的にすべりだし、1961 年 3 月に電気通信研究所へ三菱電機から納入された。その性能はことし 5 月の雑誌「三菱電機」⁽¹⁰⁾ に出ているとおりで、アメリカ、ドイツのものと大差がないが、引きつづき開口

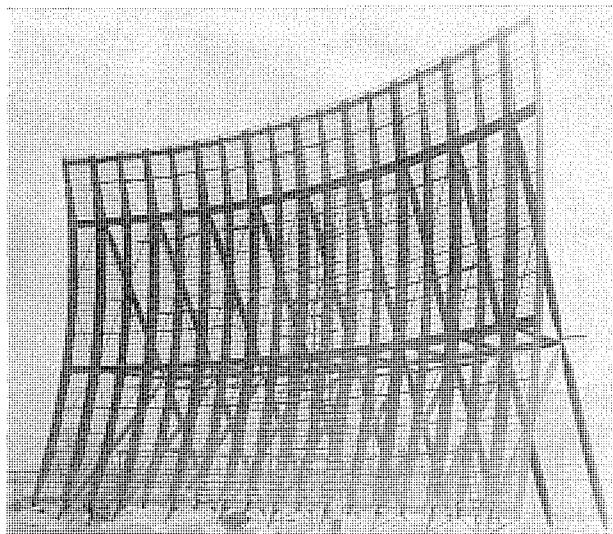


図 10 日本電信電話公社納め 見とおし外通信用大口径 パラボラ・アンテナ

周辺 フランジにのる波の生ずる E 面内 サイド・ロープを抑える実験が三菱協力のもとに通研において行なわれ、その結果、アメリカ、ドイツのものよりも放射指向特性の良くなったものが、1962 年 8 月福岡-菅岳中継線に納入予定で工事進行中である。その成績をみて、昭和 39 年度末開通予定の第 2 東・名・阪マイクロ波中継線に使用される計画になっている由である⁽⁴⁸⁾。

1941 年 3 月にアメリカ特許になったホーン・リフレクタ・アンテナが約 20 年を経た近年になって使用され始めたということを考えると、4Gc および 6Gc 帯の重偏波 パラボラ・アンテナ各 1 台計 2 台用いるのと、2 周波数帯共用重偏波 ホーン・リフレクタ・アンテナ 1 台と 4, 6Gc 分離用群分波器とを用いるのとは、いずれが総合的に有利か一考の必要があるが、わが国の重偏波 パラボラ・アンテナ⁽⁴⁴⁾⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁷⁾ や ドイツの重偏波具がらアンテナ⁽³⁶⁾などとの長短の比較は当分の間、引きつづき検討されるものと思われる。

なお 2 周波数帯共用 パラボラ・アンテナとしてはスウェーデンに 1Gc, 3Gc 共用のものがあるがこれは電波伝播試験用で、3Gc 帯方形導波管の中に薄い板を 1 枚入れて、1Gc は方形同軸管路に TEM 波を入れ普通のダイポール形一次放射器に給電し、3Gc はこの管に TE 波を入れて導波管形ダイポール一次放射器に給電している。またアメリカには電波望遠鏡に 100~600 Mc の パラボラ・アンテナがあり、100~180 Mc は垂直偏波 ダイポール、160~320 Mc は水平偏波 ダイポール、そして 300~600 Mc は垂直偏波の ホーンを一次放射器に用いている。わが国には多重電話およびテレビ中継用として、日本電信電話公社の鹿児島-沖縄中継線の大口径 パラボラ・アンテナがある。その一次放射器は 700 Mc は水平偏波 ダイポール 4 個のアレイ、800 Mc は垂直偏波 ホーン 2 個からなるアレイで、2Gc は水平垂直偏波共用の ホーンである。年末納入予定で三菱電機で目下製作中であって、現用のものは仮のものである。また現在三菱電機で製作中の直径 20 m の宇宙通信用 Cassegrainian Antenna は 4Gc, 6Gc 共用である。以上の 4 者は特別な群分波器を用いていない点において ホーン・リフレクタ・アンテナ の多周波数帯共用方式と異っている。この種のものをさらに改良して、ホーン・リフレクタ・アンテナに代る超広帯域伝送用多周波数帯共用重偏波 パラボラ・アンテナを考

えることも必要であると思われる。

数年前まではマイクロ波通信は見とおし距離内においてのみ信頼度があるものと思われていたが、大電力マイクロ波真空管、低雑音増幅器および大口径アンテナ⁽⁴⁹⁾の発達ならびに電波伝播研究の進歩の結果などにより、見とおし外無線中継および宇宙通信ができる見とおしがつき、多重電話およびテレビの遠距離中継あるいは国際中継に明るい希望がもたれるようになった。

上記の鹿児島沖縄中継線は見とおし外マイクロ波通信の例で、そのアンテナ⁽⁵⁰⁾は幅25m、高さ16mのバックネット形反射鏡のパラボラ・アンテナで、詳しくは来年発行の雑誌「三菱電機」に記載の予定であるが、写真は電気通信学会雑誌昭和35年5月号の表紙に出ている。三菱電機は国際電信電話株式会社へも直径18mの1,300Mc見とおし外伝播試験用アンテナ⁽⁵¹⁾を納入している。アメリカのATTはFlorida-Cuba間に直径約18m(60ft)のパラボラ・アンテナでUHF見とおし外通信を行なっており、ドイツもBerlin-西独間に直径10mのパラボラ・アンテナで2,000Mcの見とおし外通信を行なっている。

宇宙通信はアメリカAndover MaineからイギリスGoonhilly DownsおよびフランスPleumeur Bodou on Brittany coastの間で人工衛星Telestarを利用したテレビ中継が、昭和37年7月10日成功して新しい歴史を作った。宇宙通信用アンテナ⁽⁴⁹⁾⁽⁵²⁾⁽⁵³⁾は高利得低雑音温度のものが必要で、反射望遠鏡と類似のものが研究されている。反射望遠鏡は第2反射鏡のないものをHerschelian Telescopeと移し、ドイツの貝がらアンテナ⁽³⁰⁾がこれに相当する。これはシャハイをしたオフセット・フィードのパラボラ・アンテナである。ホーン・リフレクタ・アンテナ⁽¹⁰⁾は、フィード・ホーンとシャハイホーンとが一体になっている点で貝がらアンテナと異っている。第2反射鏡が平面鏡のものをNewtonian Telescope、オウ面鏡のものをGregory's Telescopeといい、トッ面鏡のものをCassegrainian Telescopeというが、アンテナの場合には一次放射器が点光源の時にはトッ面鏡が回転双曲面でConventional Cassegrainian Antennaと呼ばれ、一次放射器が大きく平行射線を放射する時にはトッ面鏡は回転放物面でModified Cassegrainian Antennaと呼ばれている。アメリカで研究の対象となっているのは、Bell研究所のHorn Reflector AntennaおよびModified Cassegrainian AntennaならびにJet Propulsion LaboratoryのSpecial Listening Parabola Antenna⁽⁵⁴⁾である。ドイツではModified Cassegrainian Antenna、イギリスではDeep Dish Parabola Antennaの研究開発が行なわれている。三菱電機は、東京大学と国際電信電話株式会社とに納入のものを、両者のご指導を受けながら作っている。これらはともに地表に金網を張り、アンテナ周囲の平均雑音温度が11°K程度になると想定のもとに、アンテナ利得をアンテナ雑音温度で割った値が最大になるConventional Cassegrainian Antennaである。国際電信電話株式会社のものは、送信6Gcと受信4Gcと共に用いられる円偏波アンテナで、偏波器⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁷⁾を群波器に用いている。ホーン・リフレクタ・アンテナは雑音温度が低く、しかも利得開口能率が高く、また低雑音増幅器をホーンのど元に取付けうるのが長所であるが、放物面反射鏡の回転軸が反射鏡を貫通していないこと、およびホーン軸長のが長いことなどで製作がやっかいで製品の寸法測定もまた困難であり、またE面内にかなりレベルの高いサイドローブを生ずる⁽²⁸⁾。Cassegrainian

Antennaも低雑音増幅器を一次放射器のど元に取付けうることが長所で製作も困難ではないが、アンテナ雑音温度はアメリカでいっているほど低いとは考えられない。アンテナ雑音温度は一般に波長と比べて口径の大きいほど低く、Cassegrainian Antennaにおいては、一次放射器とトッ面鏡とが大きくなっているのでアンテナ雑音温度を上昇さすものとなると考えられる。Deep Dish Parabola Antennaは日本電信電話公社のパラボラ・アンテナ⁽⁴³⁾⁽⁴⁴⁾のように開口直径D対焦点距離Fの比D/Fが4で、開口角は180°になり、反射鏡周辺からのイッ出電力が少ないので雑音温度は低くなるが、一次放射器に低雑音増幅器が直結できないので、その間の結電導波管の損失によりアンテナ雑音温度が高くなる。

広帯域伝送マイクロ波アンテナについてはわが国は先進国であるといえるが、さらに先の見とおしを立てるためのご参考までに、進歩発展の歴史を記した。

(昭37-8-2受付)

参考文献

- (1) 喜連川: “マイクロ波アンテナとその諸問題”, 「三菱電機」, 28, 臨時号無線機特集, P. 15, (昭29).
- (2) Lord Rayleigh: “On the passage of electric waves through tubes or the vibration of dielectric cylinders” Philos. Mag. 43, P. 125, (1897).
- (3) G. C. Southworth: “Hyper frequency waveguides—General considerations and experimental results” B.S.T.J. 15, P. 284, (1936).
- (4) G. C. Southworth and A. P. King: “Metal horns as directive receivers of ultra short waves” Proc. I.R.E. 27, P. 95, (1939).
- (5) J. R. Carson, S. P. Mead and S. A. Schekunoff: “Hyper-frequency waveguides Mathematical theory” B.S.T.J. 15, P. 310, (1936).
- (6) W. L. Barrow: “Transmission of electromagnetic waves in hollow tubes of metal” Proc. I.R.E. 24, P. 1298, (1936).
- (7) W. L. Barrow and F. M. Greene: “Rectangular hollow-pipe radiators” Proc. I.R.E. 26, P. 1498, (1938).
- (8) W. L. Barrow and F. D. Lewis: “The sectoral electromagnetic horn” Proc. I.R.E. 27, P. 41, (1939).
- (9) W. L. Barrow and L. J. Chu: “Theory of the electromagnetic horn” Proc. I.R.E. 27, P. 51, (1939).
- (10) W. E. Kock: “Metal-lens antenna” Proc. I.R.E. 34, P. 828, (1946) (数値は文献よりも良い値が出ている).
- (11) W. E. Kock: “Metallic delay lenses” B.S.T.J. 27, P. 58, (1948).
- (12) W. E. Kock: “Path-Length Microwave Lenses” Proc. I.R.E. 37, P. 852, (1949).
- (13) J. C. Simon: “Un nouveau type de lentilles en hyperfréquences” L’Onde Électrique, 32, P. 187, (1952).
- (14) H. T. Friis: “Microwave Repeater Research” B.S.T.J. 27, P. 183, (1948).
- (15) H. T. Friis and A. C. Beck: “U.S. Patent No. 2,236,393”

- 出願 March, 1, (1939), 特許 March, 25, (1941).
- (16) 大橋・加藤・沼野・森川・東野・喜連川: “ホーン・リフレクタ・アンテナ”, 「三菱電機」, 36, No. 5, P. 601, (昭 37).
- (17) 特許出願公告 昭 25-2505: “指向性空中線方式” 発明者 ウインストン・エドワード・コック, 出願人 ウエスター・エレクトリック・カンパニー・イン・コーポレーテッド, 出願 25-1-23, 公告 25-8-30.
- (18) A. H. Lince: “Antennas for the TD-2” Bell Laboratories Record, 30, No. 2, P. 49, (1952).
- (19) 特許出願公告 昭 25-3574: “伝送方式” 発明者, 出願人ともに文献 (17) と同じ, 出願 24-12-20, 公告 25-10-19.
- (20) 特許出願公告 昭 26-821 “伝送方式” 発明者, 出願人とも文献 (17) と同じ, 出願 25-1-17, 公告 26-2-22.
- (21) R. W. Corkum: Isotropic Artificial Dielectric” Proc. I.R.E. 40, No. 5, P. 574, (1952).
- (22) 喜連川: “金属細長片装荷形擬似誘電体の等価誘電率と損失” (昭 27.10) 電気三学会関西支部連合大会予稿 P. 138.
- (23) A. P. King: “Dominant Wave Transmission Characteristics of a Multimode Round Waveguide”, Proc. I.R.E. 40, No. 8, P. 966~969, (1952).
- (24) A. T. Corbin and A. S. May: Broadband Horn Reflector Antenna” Bell Laboratories Record, 33, No. 11, P. 401~404, (1955).
- (25) R. W. Friis and A. S. May: “A New Broadband Microwave Antenna System” AIEE, 77, part 1, No. 2 P. 97~100, (1958).
- (26) R. W. Dawson: “An Experimental Dual Polarization Antenna Feed for Three Radio Bands”, B.S.T.J. 36, No. 2, P. 391, (1957).
- (27) H. E. Curtis: “TH Radio Relay System” Bell Laboratories Record, 32, No. 2, P. 48, (1962).
- (28) A. B. Crawford, D. C. Hogg and L. E. Hunt: “A Horn Reflector Antenna for Space Communication” B.S.T.J. 40, No. 4, P. 1095, (1961).
- (29) C. L. Ruthroff and L. C. Tillotson: “An Experimental Short-Hop Microwave System” Bell Laboratories Record, 38, No. 6, P. 202, (1960).
- (30) A. B. Pippard and N. Elson: “The Elimination of Standing Waves in Aerials Employing Paraboloidal Reflectors” Jour. I.E.E. 93, part III A, P. 1531, (1946).
- (31) L. Lewin: “Reflection Cancellation in Waveguides” Wireless Eng. 26, No. 311, P. 258, (1949).
- (32) G. King, L. Lewin, J. Lipinski and J. B. Setchfield: “Microwave Techniques for Communication Links” Proc. I.E.E. 99, Part III, No. 61, P. 275, (1952).
- (33) L. J. Libois: “Les Nouveaux Système de Faiseaux Hertziens de L'Administration Francaise des P.T.T.” L'Onde Électrique, 37, P. 919, (1957).
- (34) G. F. Koch: “Flächenstrahler mit kleinen Nebenmaxima” FTZ. Bd. 7, S. 498~509, (1954).
- (35) H. Laub und W. Stöhr: “Hornparabolantenne für Breitband-Richtfunkanlagen” Frequenz Bd. 10, Heft 2, S. 191~201, (1956).
- (36) Antennenanlagen 4000 MHz (Telefunken).
- (37) 特許出願公告 昭 25-3573: “伝送方式” 発明者, 出願人ともに文献 (17) と同じ, 出願 24-9-22, 日本特許 185,813 号, 公告 28-10-19.
- (38) 通研: “完成したパスレンジス・レンズ 空中線” 通研月報, 5, No. 12, P. 613, (昭 28).
- (39) 竹内・河津・和田・小口・大橋: “パスレンジス・レンズ・アンテナ” 通研実用化報告, 2, No. 2, P. 172, (1953).
- (40) 河津・喜連川: “マイクロ波中継用アンテナ” 電気通信学会アンテナ研究専門委員会資料, (昭 29.4.9).
- (41) 河津・樺本・喜連川: “直線偏波および円偏波の広帯域パラボラ・アンテナ” 「三菱電機」, 30, No. 9, P. 561, (昭 31.9).
- (42) 三戸・浅井・村井・薄井・津村・喜連川: “マイクロ波円偏波アンテナ”, 「三菱電機」, 29, No. 7, 無線機特集, P. 348 (昭 30).
- (43) 河津・大橋・喜連川・宮川: “マイクロ波広帯域伝送直線偏波パラボラ・アンテナの改良”, 昭和 33 年電気四学会連合大会講演論文集, P. 836, (昭 33.5).
- (44) 土井・青木・河津・大橋・加藤・沼野・樺本・森川・大林・喜連川・立川: “6,000 Mc 超広帯域伝送用左右両旋共用円偏波パラボラ・アンテナ” 「三菱電機」, 34, No. 12, エレクトロニクス特集, P. 1515, (昭 35).
- (45) T. Kitsuregawa and S. Tachikawa: “Waveguide Hybrid Junction” Mitsubishi Denki Laboratory Reports, 2, No. 1, P. 47, Jan., (1961).
- (46) T. Kitsuregawa, S. Nakahara and S. Tachikawa: “Broadband Microwave Quarter-wave Plate” Mitsubishi Denki Laboratory Reports, 1, No. 4, P. 21, Oct., (1960).
- (47) 喜連川・立川: “直交直線偏波分離回路 3 種” 昭和 37 年電気四学会連合大会講演論文集, P. 899, (昭 37.4).
- (48) “電々公社, 第 2 東名阪マイクロ計画決定” 電気学会雑誌, 82, No. 4, P. 892, (昭 37.5).
- (49) 喜連川: “大口径アンテナ” 昭和 36 年電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, 部門講演, P. 325, (昭 36.10).
- (50) “通信機器および電波応用機器” 「三菱電機」, 35, No. 1, 昭和 35 年度回顧特集, P. 173, (昭 36).
- (51) 竹内・和田・樺本・香取・喜連川: “大口径パラボラ・アンテナ” 「三菱電機」, 31, No. 7, 臨時増刊無線機特集, P. 584, (昭 32).
- (52) 喜連川・有田: “大口径高感度アンテナに関する考察” 昭和 37 年電気四学会連合大会講演論文集, P. 877, (昭 37.4).
- (53) 喜連川・有田・立川: “Simultaneous Lobing アンテナ” 電気通信学会アンテナ研究専門委員会資料, (昭 36.12).
- (54) D. Schuster, C. T. Stelzried and G. S. Levy: “The Determination of Noise Temperatures of Large Paraboloidal Antennas” Trans. I.R.E. Vol. AP-10, No. 3, P. 286~291, May. 1962.

超電導材料コイルによる 強大磁場の発生

What's New in Engineering: Superconductors Provide Super Magnetic Fields (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 2, March, 1962, p. 64)

絶対零度付近の極低温領域である種の金属はその電気抵抗をまったく失ってしまう。この現象はオランダのカメリング・オネスによって今から50年前に水銀について始めて観測され、超電導現象と名づけられた。このような材料で作つたコイルは、抵抗が零であるからジュール熱の発生がなく、きわめて細い線でも大電流を流しうるので、強磁場を得るのに従来の大形マグネットを用いる代わりにきわめて小さな超電導マグネットを用いればよいことになる。しかし超電導線といつても万能ではない。これの一番の難点は超電導線に一定値以上の磁場がかかると超電導性が破れてしまうことである。このことはコイル自身に流れる電流によって生ずる磁場の場合でも同じことがいえるから、これの利用に当っては臨界磁場の大きな超電導材料が必要となってくる。

この問題を取り上げたベル電話会社の研究所ではクンツラーなどが研究をすすめ、1960年にニオブとスズの金属間化合物である Nb_3Sn がこの目的にかなう性能をもつてることを見出した。しかしこの材料はきわめてろいものであり、加工困難な性質をもっており、特殊の方法を用いないと細線にすることができない。ウェスチングハウス社の研究陣は加工性の良い合金で超電導性の良い材料としてニオブ・ジルコニウム合金をとりあげ、これの細線化に成功した。この線で作つた重さわずか1ポンドのソレノイドは43,000ガウスの強磁場を発生する。この値は従来の鉄心コアの重さ20トンのマグネットの出しうる磁場の実に2倍に当るものである。

こうして開発された超電導マグネットは民間、官庁、大学を問わず各研究所でとりあげられ、超電導、磁性、プラズマ、核融合など多方面の研究に取り上げられている。ウェスチングハウス社では現在、超電導線材料およびソレノイドのほか、極低温装置つきマグネットなどを作つており、現在ソレノイドの出しうる磁場は50,000ガウスに達している。(研究所 小俣虎之助訳)

米国初めての500kV送電系統

What's New in Engineering: Nation's First 500 kV Transmission System (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 2, March, 1962, p. 63)

ヴァージニア電力会社は米国初めての500kV送電系統に関する技術的問題の研究を含めた機器の供給についてW社と契約した。この4,500万ドルの計画はWest Virginia州のGrant Countyの新しい産炭地発電所から北部VirginiaのWashington, D. C.への変電所を通り南に下ってRichmondからWaynesboro-Staunton地域を通って帰る350マイルのループとなっている。1964年に着工され1966年の初めには完成する予定であり、技術的検討や調

査は直ちに開始される。

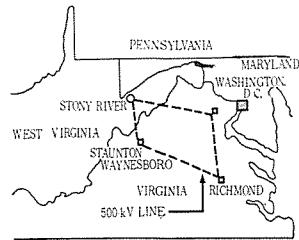
発電所は500MWのものが2台据付けられる。

契約によって、主にW社技術者からなり、これにヴァージニア電力会社代表、コンサルタント、送電線器具のメーカーが加わったチームが作られ、既設の高圧および超高圧での実験のあらゆるデータをさらに検討し、新しい送電線の理想的な設計をすることになっている。これらの検討の後変電機器のほとんどをW社で設計製作し、ヴァージニア電力会社が350マイルの

ループ送電線を建設する。

従来は単に別々に検討され設計された個々の機器を組合せたにすぎなかつたが、今回の送電系統全体として、まとめてあらかじめ総合的に技術的検討が加えられそれに合せて機器が設計される最初のものであろう。

(伊丹製作所 亀山三平訳)



ヴァージニア電力会社の計画中の500kV送電系統

“タイフオン”艦載レーダ

What's New in Engineering: Eyes for Typhon (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 2, March, 1962, p. 62)

艦載対空兵器“タイフオン”的レーダ部試作試験が開始された。ギリシャ神話の百頭の怪物にちなんで名づけられたこの“タイフオン”は艦隊の対空性能、海戦性能および対陸射撃性能を大幅に改善するため計画された艦載レーダおよび火器管制装置で、レーダ、計算機および火器操向の各装置はいずれもウェスチングハウス社の統合的設計になるものである。

“タイフオン”的受注はレーダ部分が1960年4月、火器操向部分が1961年3月であった。“タイフオン”的「眼」となるレーダ系は、メリラン州ジョンズ・ホプキンズ大学応用物理学研究所の原案にもとづく進歩した哨戒・追尾・誘導用遠距離レーダである。これは位相差送信アレイアンテナを用いて電子走査を行ない、現用装置を大幅にしのぐ高データ率と大電力を実現するもので、実験用として同様のアンテナ原理を用いて哨戒・追尾動作を行なうる小電力のモデル機が応用物理学研究所との協力のもとに製作され、すでに稼働している。火器操向装置の実験機もすでに製作され、これら実験機の成果を参照して現在実用プロトタイプの開発、設計、製作が進められている。

進行波管で送信

アンテナ系は数千個の素子アンテナをもち、多数送信機の送信電力を空間で合成して通常の「お椀形」アンテナと似た指向特性をあたえることができる。各アンテナ素子の送信機は約20,000の利得をもつ多空洞進行波管であって、その数は膨大なものとなり、また1本1本が精密に同一の利得周波数特性を持たねばならないため、非常に機械的精度が要求される。これほど多数の進行波管をこれほどそろった特性で製造するのは空前のことである。その性能設計はカリフォルニア州パロ・アルトのワトキンス・ジョンソン社で進められている。

(無線機製作所 玉眞哲雄訳)

ニュース FLASH!

■ 追尾レーダーつい次いで誕生

GTR-1 形追尾レーダー、2 号機、ヨーロッパに船積輸出される
無線機製作所では、GTR-1 形追尾レーダーを、観測ロケットの追
跡用として設計製作し、秋田県道川の東大生研ロケット射場にお



図 1 ロケット追尾レーダー、GTR-1 の
4 m ϕ 空中線



図 2 GTR-1 退尾レーダー第2号機の ユーゴスラビヤ
向け出荷の状況



図 3 ミサイル追尾および操舵指
令用追尾レーダー GTR-2 形

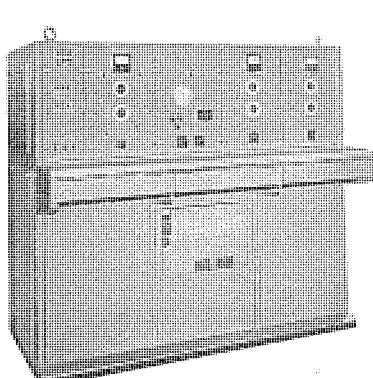


図 4 指示機および制御装置
(GTR-2 形)

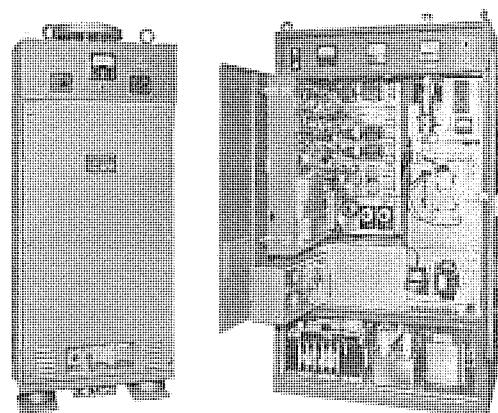


図 5 サーボ電力増幅
器 (GTR-2 形)

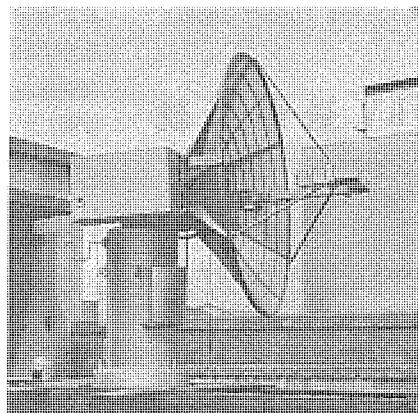


図 6 送受信装置
(GTR-2 形)

図 7 シャルテニアス方式追尾レーダー、GTR-3
の 1.8 m ϕ 空中線

いて所期どおりの成功を納めたことは既報のとおりであるが、統
いて受注した ユーゴスラビヤ 航空機ロケット協会 (Yugoslavia Astron-
autic and Rocket Society) 向けのものも去る 6 月末に無事立会試
験を完了した。

この第2号機は、無線機製作所屋上において、厳重な総合試験
を受け、最終の 12 時間にわたる連続試験にも安全な性能を示した。
無線機製作所は、20 km 半径の周
囲を山々で囲まれ、遠距離追尾には不適当な地形の内にあるが、そ
れでも最終の移動目標追尾試験においては、伊丹空港を出発した旅
客機を、一次 レーダーモードで 133 km
まで追尾し、一次 レーダー追尾における新記録を作った。

この装置は、試験完了後厳重な
梱包をされ、7 月 7 日神戸港から
ユーロ 船によってこの種機器の輸
出第一陣として ヨーロッパ に向けて
出発した。

GTR-2 形ミサイル操舵用追尾レーダー完成

大形遠距離用レーダーとして開発された GTR-1 形に引
き、GTR-1 形レーダーの技術を生かして、小形近距離
用追尾レーダー GTR-2 形を設計製作し、去る 3 月に完成
した。

この装置の特色は、

1. 1.5 m ϕ の小形パラボロイドアンテナを有し、電気サ
ーボ駆動であること。
2. ロケット追尾に用いるときは、ロケットへ操舵信号
その他に用いうる命令を伝達しうること。した
がって、ロケットの遠隔操縦の可能なこと。

である。外観その他を、写真に示す。

GTR-3 形、シャルテニアス方式追尾レーダー重要部 分を完成

従来の追尾レーダーが、コニカルスキャニ
ング方式という電波を細かく旋動
させる方法であり、目標体の反射変
動の悪い影響を受けやすい方法であ
ったのに対して、この欠点をもたない
シャルテニアス方式といわれる方法
がある。

この方式は、空中線および受信機
が複雑で、技術的にかなりむずかし
い問題を含んでいるが、将来、さら
に精度の高い追尾と測定が要求され
るときには、必要となって行く方法
である。

当社では、わが国における最初の

シャルティアス方式追尾レーダの基礎的に重要な部分をこのほど完成了。

■ ターボ冷凍機

従来から製作されている MA, MB, MC 形など一連の高速多気筒形冷凍機に加えて新しく CT 形ターボ冷凍機が完成された。

ターボ冷凍機は圧縮機に遠心圧縮機を使用するものでその取扱い、保守、据付などの簡便さから数年来需要が増大している。CT 形冷凍機はおもに空調用として使用されるものでその特長は

- (1) 密閉形であるから軸封が不要であり冷媒もれがない。
- (2) 濃縮器が蒸発器に内蔵されているのでコンパクトにまとまっている。
- (3) 電動機の冷却は冷媒液を直接フレーム内に入れて内部で蒸発させて行なう。
- (4) 写真に示すように全体をパネルでカバーし、操作関係をまとめて外観、防音、操作の便を考慮した。

仕様、その他を次にあげる。

形式 密閉式単段ターボ冷凍機
圧縮機

容量 100 R.T

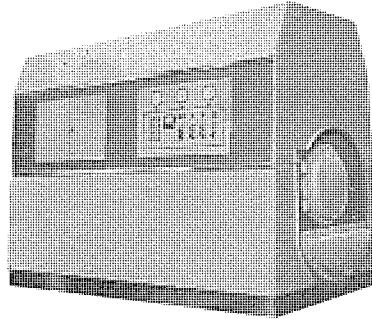
使用冷媒 R-11

容量制御 ベンコンロール方式

增速装置 ヘリカル・ギヤ 1段增速

電動機

3,000/3,300 V, 50/60 c/s, 100 kW



■ 西鉄大牟田線新車用電機品完成

西鉄大牟田線 37 年度新車用の主電動機、駆動装置、制御装置各 4 両分が完成し、良好な成績のもとに工場試験を完了し、納入された。電車編成は大容量主電動機を使用した MT 編成で、1,500 V 電圧の架線で使用して電動車 1 両での直並列制御が可能ないように、主電動機端子電圧を 675 V としている。

主電動機

形名 MB-3070-A

1 時間定格 135 kW, 675 V,
224A, 1,600 rpm
(75% F)

最高回転数 4,500 rpm

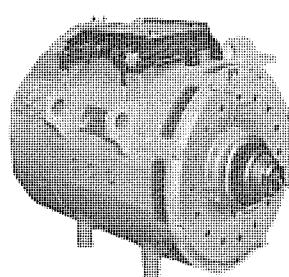
最弱め界磁率 35%

許容過電圧 1,350 V

重量 900 kg

整流子製作技術の進歩により

整流子片数を多くしたこと、重



MB-3070-A 形主電動機

巻電機子を採用したこと、界磁装荷を大きくとったこととが、あって整流性能は非常にすぐれており、弱め界磁運転の整流が安定しているとともに、高速から強力な電気ブレーキをかけることができる。この種の高端子電圧の高速度電動機としては画期的な高性能を有している。

絶縁は F 種エポキシ樹脂による一体個化絶縁としたので、外部からの汚損に対する強度、および放熱性能がいちじるしく向上している。

駆動方式は WN 駆動である。

制御装置

形式 ABF-184-15MDHA 形

(間接自動加減速制御、電空併用制動)

最高速度 100 km/h

加速度 2.5 km/h/s 減速度 4.0 km/h/s

ノッチ数 力行：抵抗制御 16 段、界磁制御 4 段

制動：抵抗制御 16 段

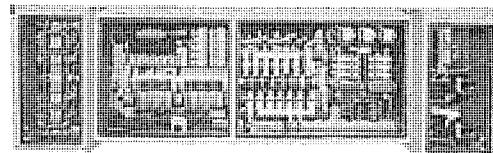
シヤ断方式 力行：常時減流 シヤ断、非常時高速度減流 シヤ断

制動：常時界磁弱め後 シヤ断、非常時急速界磁弱め

後 シヤ断

特長として次のものがあげられる。

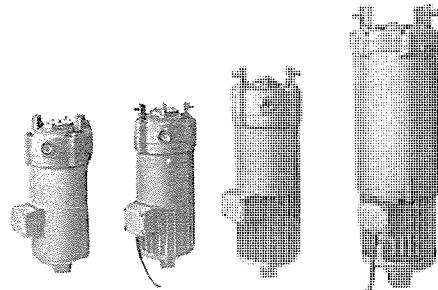
- (1) パイロットモータの制御は磁気増幅器により無接点制御を行なうので、摩耗個所がなく保守が容易である。
- (2) 速度検出器を備えてあり、制限速度以上になると自動的に力行回路が開放されるので運転が容易である。
- (3) 制動は初期に架線から予備励磁を行なうので立上りがなめらかである。
- (4) スリップ・スキッドは磁気増幅器によって高感度で検出できる。



CB-14C-10 形主制御器箱

■ NL 形スーパリフタ（電動油圧押上機）完成

配管もバルブも不要な、簡単な油圧出力機としての電動油圧押上機（商品名、スーパリフタ）のシリーズが完成し、生産を開始した。スーパリフタは電動機、ポンプおよびプランジャー、シリンダなどの押上機構からなり、電動機の回転運動を油圧に変え、直線運動を円滑に行なわせるものであり、その動作特性は、電磁石と圧縮空気方式の両者の利点を有するため、ブレーキ、クラッチ、バルブ、ドア用各方面に使用することができる。



NL 形スーパリフタ

木機の特長は

- (1) 構造が簡単でかつ小形がんじょうである。
- (2) 据付が簡単で取扱いが容易である。
- (3) 電動機にかかる負荷は押上荷重に無関係のため電動機の過負荷はない。
- (4) 電動機は浸油形のため安定な運転ができる。
- (5) 押上動作は迅速円滑確実で衝撃がない。
- (6) 運転維持費は僅少である。
- (7) 可変速度式は動作時間を容易に調整できる。

標準仕様

形 式	押上力 (kg)	ストローク (mm)	使 用 電 動 機			
			出 力 (W)	電 壓 (V)	極 数	周 波 数 (c/s)
NL-25	25	50	100	200/220	2	50/60
NL-40	40	75	150	〃	〃	〃
NL-60	60	100	200	〃	〃	〃
NL-120	120	150	250	〃	〃	〃

電圧は 200/400 V 共用も可能。

■ 高速運転用 ZS-A 形ゼロスピードスイッチ

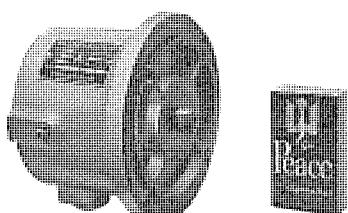
現在ゼロ速度付近検出用として ZS 形 ゼロスピードスイッチ が多くの分野で使用されているが、このほど最高運転速度を 3,600 rpm、すなわち誘導電動機に直結した場合は二極用まで使用範囲を拡大した ZS-A 形を完成した。

ZS-A 形は従来品の ZS 形と比較して寸法、重量とも 20% 以上小形化されているが、動作調整回転数は 50~300 rpm まで可能であり、スイッチとしての信頼度が高く、また高速運転に対して十分機械的にも強度をもっている。

スイッチの動作回転数をゼロ付近で使用される場合は最低 35 rpm まで特殊品として製作することも可能である。

新製品のおもな仕様は下表のとおりである。

電 壓 (V)	250	最高運転速度 (rpm)	3600
電 流 (A)	5.0	動作調整回転数 (rpm)	50~300
定 格	連 続		



ZS-A 形 ゼロスピードスイッチ

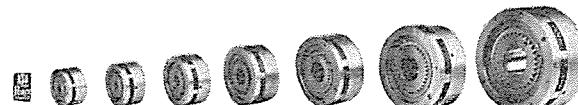
■ HK 形電磁クラッチシリーズの完成

現在生産中の JKA 形電磁クラッチは、工作機械はもちろん一般機械の性能向上、自動化、高能率化に多数使用され好評をえているが、今回さらに薄幅高性能の HK 形多板湿式電磁クラッチのシリーズを完成し生産を開始した。

この電磁クラッチの出現により従来の JKA 形にもまして、工作機械の生産性を向上させうる機械の設計が可能となり、優秀な性能と相まって各方面に賞用されている。

特 長

1. 幅方向の寸法がきわめて小さい。
2. 連結仕事量が大きく、寿命がきわめて長い。
3. 残留、空転トルクが共にきわめて小さい。
4. 保守、取扱いが容易である。
5. 摩擦板は永久に調整を必要としない。



HK 形電磁 クラッチ

仕 様

(シングル)

形 名	動 摩 擦 トルク (kgm)	静 摩 擦 トルク (kgm)	電 壓 DC (V)	入 力 に お い て 75°C (W)	重 量 (kg)	回転部 GD ² (kg/dm ²)	
						駆動側	従動側
HK-0.6S	1.2	2.4	24	15	1.6	0.23	0.1
1.2S	2.5	5	〃	19	2.3	0.44	0.2
2.5S	5	10	〃	25	3.5	1.1	0.5
5S	10	20	〃	36	5.5	2.5	1.0
10S	20	40	〃	41	8.6	5.3	2.2
20S	40	80	〃	48	15	14	5.2
40S	80	160	〃	60	28	43	16
80S	160	320	〃	100	58	120	44

(ダブル)

形 名	動 摩 擦 トルク (kgm)	静 摩 擦 トルク (kgm)	電 壓 DC (V)	入 力 に お い て 75°C (W)	重 量 (kg)	回転部 GD ² (kg/dm ²)	
						駆動側	従動側
HK-0.6D	1.2	2.4	24	15	3.2	0.46	0.1
1.2D	2.5	5	〃	19	4.6	0.88	0.2
2.5D	5	10	〃	25	7.0	2.2	0.5
5D	10	20	〃	36	11	5.0	1.0
10D	20	40	〃	41	17.2	10.4	2.2
20D	40	80	〃	48	30	28	5.2
40D	80	160	〃	60	56	86	16
80D	160	320	〃	100	116	240	44

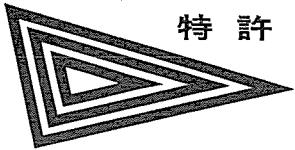
■ RH-4A 形空港面探知レーダ (ASDE) 受注

今回、RH-4A 形空港面探知レーダ (航空局形名 JCAB-ASDE-62 形) 2 台を受注した。

これは運輸省航空局が計画している空港近代化の一環をなすもので、ここ数年来の空港の交通量激増を迅速・安全に処理し、空港の拡張・改装などと共にわが国の空港の国際第一級化を図るものであり、各方面からその活躍を期待されている。

来春納入されるこの RH-4A 形レーダは、日本の表玄関である東京国際空港の新コントロール・タワー および名古屋の小牧空港に設置される予定で、周波数 24,500 Mc・パルス幅 0.02 μs 16 インチ 大形 ブラウン 管を使用したいわゆる高分解能ミリ波レーダであり、昨年国産初の空港面探知レーダ実用機として開発され、今春の東京国際空港における実地試験の結果、航空機のエンジン ナセルはもとより自動車・人間などまで確実に識別でき、諸外国の第一線機にまさるとも劣らないとの好評を得た RH-3 形レーダをさらに改良したものである。

この種高分解能レーダは現在各国で計画中であるが、実用されているのはまだニューヨーク・ロンドン等の数空港にすぎず、各の注目を集めており将来を大いに期待されるものである。



内燃機関の燃料ポンプ

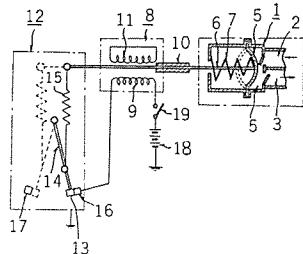
発明者 宮崎秀夫

この発明は電磁装置の付勢によりシリンダ内への燃料吸入を、またバネ圧によりシリンダからの燃料送出をそれぞれ交互に行なうダイヤフラムを有する燃料ポンプにおいて、上記電磁装置に磁気的に結合し、その消勢後上記燃料吸入完了まで電磁装置を付勢状態のまま保持する短絡誘導コイルを設けた内燃機関の燃料ポンプに関するもので、シリンダ内への燃料の完全吸入動作と、上記吸入された燃料のシリンダ外への送出動作を、従来の燃料ポンプの電磁装置に単に短絡誘導コイルを設けるだけで、確実にしてかつ高能率な燃料送出を行なおうとするものである。

すなわち、図において、ポンプ本体(1)は一側に燃料吸入口(2)と送出口(3)を他側にダイヤフラム(4)を有するシリンダ(5)と上記ダイヤフラムの上記出入り口と反対側の中心部に一端を定着する水平作動機(6)とこの水平作動機に巻回されダイヤフラムを常時出入り口側に押圧付勢するバネ(7)を有している。電磁装置(8)は電磁コイル(9)と上記水平作動機に設けられたプランジャー(10)と短絡誘導コイル(11)を有している。また開閉器(12)は一端を固定部に枢着され自由端に可動接点(13)を有するレバー(14)、このレバーの中央部と上記水平作動機の他端間に張架されたスプリング(15)と固定接点(16)およびストップ(17)を有している。しかして蓄電池(18)、スイッチ(19)、電磁コイル(9)と開閉器接点とを直列接続している。

今スイッチ(19)を閉じると電磁コイル(9)が付勢されプランジャー(10)を吸引するのでダイヤフラム(5)はバネ(7)に対して点線位置に反転し負圧になったシリンダ(5)内に吸入口(2)より燃料を流入する。上記ダイヤフラムの反転と同時に開閉器は点線状態により開放され電磁装置は消勢されるが、短絡誘導コイルに誘起された電圧のためしばらくの間電磁装置は付勢状態を保つことになる。上記開閉器の開放後電磁装置が持続消勢されるまでの時間をシリンダ内への燃料が流入するに要する時間と等しくしておけば、シリンダ内に完全流入した瞬間ダイヤフラム(5)がバネ(7)で押圧され右方は反転し送出口(3)よりシリンダ内の燃料を送出する。以下記動作を繰返し行ない送出口より燃料の送出供給を連続して行なうことになる。

(特許第286182号) (小林記)



==== 最近における社外寄稿一覧 =====

年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所属場所
37- 2-14	金属材料	最近の真空溶解と材料特性	小倉忠利	世田谷
37- 2-28	照明学会	照明施設における光源の経済、交換時間及び減光補償率に関する考察	小堀富次雄	本社
37- 3- 1	自動車技術	始電系統電装品に関する二、三の問題点	釣本範雄	姫路
37- 3- 1	電子技術	トランジスタ NOR とオプコンの応用	松本孝郎	無線機
37- 3- 8	電気学会 パネリス討論会	自動プログラミングに関する調査	嶋村和也・中島正志	無線機
37- 3-12	分析化学	液状陰イオン交換体によるニッケルマグネシウム合金中の亜鉛の分離および定量	石橋勝・小巻仁	研究所
37- 3-13	オートメーション	サーボ式計算機とその応用	三好一賢	無線機
37- 3-15	航空電子機器委員会予稿	観測ロケット自動追尾レーダ装置	樺本俊弥・渡部優	無線機
37- 3-23	OHM	最近の圧延工程に於ける自動厚み測定技術	吉山裕二	研究所
37- 3-23	電気学会誌時報	インバータ回路中のモータ電流とトランジスタを開閉する新方式	加藤又彦	伊丹
37- 3-23	電気学会誌時報	開閉路におけるリレーと半導体装置	加藤又彦	伊丹
37- 3-26	プラスチックス	ジアリルフタレート樹脂のエレクトロニクスへの応用	穴山光夫	研究所
37- 3-29	制御工学	計算コンデンサのサーボ式計算電への応用	石井茂・三好一賢	無線機
37- 3-29	ビズネスマンダイジェスト	三菱 T2-11 形データ伝送装置	鈴木昌三	無線機
37- 3-30	制御工学	探索信号を用いた最適化制御	福永圭之介・井上幸美	研究所
37- 3-31	制御工学	サンプル式伝達関数測定法に関する一考察、マイクロプログラム方式による万能論理回路	竹内秀憲・真鍋舜治	研究所
37- 4- 3	電力	三菱における最近の機器設計の動向	鈴木正材	本社
37- 4- 4	1962 Western Electronics Show and Convention	Broad-band Hybrid Junction for Dual Circular Polarized Waves	喜連川隆・立川清兵衛	研究所
37- 4- 4	1926 Western Electronics Show and Convention	Antenna Beam Shifting by Dual Modes	喜連川隆・立川清兵衛	研究所
37- 4- 4	1962 Western Electronics Show and Convention	Improvement of the Stability of Parametric Amplifier	喜連川隆・白幡潔	研究所
37- 4- 5	物性	ライフタイムの測定法(1)	浅川俊文	研究所
37- 4- 6	1962 Western Electronics Show and Convention	Infinitely Variable Ferrite Phase Shifter	喜連川隆・中原昭次郎	研究所
37- 4- 7	放射線ニュース	半導体検出器製作の現状	宮下恭一	研究所
37- 4-14	電子科学	ピコトランジスタ	山本隆一	研究所
37- 4-14	テレビジョン	シヤドウマスク形カラー受像管のビームランジング経時変化の測定	鷲尾信雄	研究所
37- 4-16	制御工学	直動形検出器とその追値特性	吉山裕二	研究所
37- 4-16	色材協会誌	アルキド樹脂の粘弾性におよぼす芳香環側鎖の影響	柴山恭一	研究所
37- 4-17	関西造船協会誌	船舶における電動力応用	米野俊彦	長崎
37- 4-19	電気現場新技術	配電盤結線図の見方	松尾潔	神戸
37- 4-21	エレクトロニクスダイジェスト	サーボ機構の実用的設計法(トレーニングコース)	真鍋舜治	研究所
37- 4-24	工業用電子装置 ハンドブック	三菱全トランジスタ式アナログ計算機	柴谷裕	無線機
37- 4-25	通信用磁性材料研究会誌	ユモリーカおよびマトリックスの性能	水上益良	大船
37- 4-26	エレクトロニクスダイジェスト	マイクロエレクトロニクスの現状と将来	大久保利美	研究所
37- 4-26	OHM	SF ₆ シャーレ断器	新井正元・潮恒郎 富永正太郎	伊丹
37- 4-27	電力 マンスリー	三菱新形 EM-35 形交流電磁開閉器	丸地謙二	名古屋
37- 4-27	電力 マンスリー	三菱 NE 形 ノーヒューズシャ断器 225A フレーム D 形 E 形	中原敏行	名古屋
37- 4-27	電力 マンスリー	三菱 NFI 形 ノーヒューズシャ断器	堀田滋矩	名古屋
37- 4-29	エレクトロニクス	YS-11 形航空機搭載用電子機器について	黒田忠光	無線機
37- 4-30	エレクトロニクスダイジェスト	サーボ式計算機の問題点	石井茂・三好一賢	鎌倉
37- 5- 9	物性	ライフタイムの測定法(II)	浅川俊文	研究所
37- 5-11	照明学会	色彩教育シリーズ	小堀富次雄	本社
37- 5-11	電気工学年報(昭和37年版)	直流機	片岡高示	神戸
37- 5-12	天然社「船舶」	電動自動マーアリングウインチ	和田義勝	長崎
37- 5-14	電気学会雑誌	製銅用アーチ炉による電圧変動	芝滝寿宏	研究所
37- 5-14	OHM	高性能エレベータ制御方式	宮城晃	名古屋
37- 5-15	陸用内燃機関協会	AC ダイオモ概説	平田毅	姫路
37- 5-16	電気学会誌時報	試験設備における再起電圧減衰の制御に関する問題について	桑原宏	伊丹

名 称	特 許 日	特 許	発 明・考 案 者
電気調速機の周波数偏差検出装置	37- 2- 9	293637	清水良夫・天藤憲二
並列計数回路	37- 2- 9	293639	浜岡文夫・大野栄一
2 パルス並列計数回路	37- 2- 9	293640	浜岡文夫・大野栄一
前納料金型積算電力計	37- 2- 9	293641	加藤義明
避雷器	37- 2- 9	293642	大本正路 岩崎晴光・木村久男
放電間隙装置	37- 2- 9	293643	佐藤五郎
耐熱陰極の製造方法	37- 2- 9	293644	秦卓也・木村明・ 伊藤公男
自動車用自動エレベータ	37- 2- 9	293648	瀬原田三郎
直流電動機の制御装置	37- 2- 9	293649	細野勇
自動車用自動エレベータ	37- 2- 9	293650	瀬原田三郎
静電潜像を現像する装置	37- 2- 9	293651	山下博典・今本正
逆弧検出继電器	37- 2- 9	293652	藤井重夫
進行波管減衰器の製造方法	37- 2- 9	293749	戸田哲男・建石昌彦
時限開閉器	37- 2- 9	293785	平岡敏也・大西熊一
電車電区間に於ける混触保安装置	37- 2- 9	293787	尾畠喜行
ジルコニウム合金	37- 2-15	400229	山森末男・実博司
浸漬点弧子型水銀整流器の点弧回路	37- 2-15	400237	細野勇
洗濯搅拌駆動装置	37- 2- 9	293638	武井久夫・中村元男
放電灯用陰極	37- 2- 9	293645	秦卓也・佐藤義一・ 大盛真次
放電灯用陰極	37- 2- 9	293646	秦卓也・佐藤義一・ 大盛真次
放電灯用陰極	37- 2- 9	293647	秦卓也・佐藤義一・ 大盛真次
点火選別装置	37- 2- 9	293653	河合登・高島秀二・ 河藤庸平・柳下義兵衛
水銀灯電極の封滅方法	37- 3-20	296171	小林義正・石田佐助・ 鶴野義典
酸化金属磁心材料	37- 3-20	296172	中村弘・井手平三郎・ 水上益良
高周波用磁心	37- 3-20	296173	中村弘・井手平三郎・ 水上益良
電気こんろ兼電気冷蔵庫霜取り装置	37- 3-20	296177	木下忠男
螢光灯バルブの処理方法	37- 3-20	296178	太田重吉
磁気連結装置	37- 3-20	296180	中村弘・白井二寛
自動空気補給装置付電動井戸ポンプ	37- 4- 2	296953	国崎重
電気車の車輪部防塵装置	37- 4- 2	400662	内海柳三・酒井嘉夫
原子炉用加圧器の加熱装置	37- 4- 2	400668	水野茂・阿部康夫
エキサイトロンの励弧方式	37- 4- 2	400669	池田和郎
巻線型誘導電動機の電気式滑動環短絡装置	37- 4- 2	400676	奥 勝
ひれ付金属管発熱体の製造法	37- 4- 2	400683	加藤敏治・東 邦弘
内燃機関点火装置	37- 4-17	297835	三木隆雄
内燃機関点火装置	37- 4-17	297836	三木隆雄・辰巳 巧
可飽和特性を有する非線要素の作動安定化回路	37- 4-17	297837	吉田太郎
内燃機関点火装置	37- 4-17	297838	三木隆雄
ジュースミキサー	37- 4-17	297839	土居誠二
充電発電機の制御装置	37- 4-17	297840	浅野哲三
低圧点火装置	37- 4-17	297841	三木隆雄
静電容量繼電器	37- 4-17	297842	武田克己
電照栽培用螢光放電灯	37- 4-17	297843	太田重吉
トランジスタ離電器	37- 4-17	297844	吉田太郎
交流電気車の起動方法	37- 4-17	297845	木村久男
写真暗室用螢光放電灯	37- 4-17	297846	山本社司・太田重吉
大電力系統用原動機の制御装置	37- 4-17	297847	岡本孝治・渡辺 宏
電気調理器	37- 4-17	297848	野畠昭夫・高橋正義
誘導電動機	37- 4-17	297849	増田元昭
大電力系統用原動機の制御装置	37- 4-17	297892	岡本孝治
発電機の電圧調節装置	37- 4-17	297894	平田 究
走行車用蓄電池の充電装置	37- 4-17	297896	荒金堅次郎
交流発電機	37- 4-17	297899	尾畠喜行
乗率の異なる積算量の総合計量装置	37- 4-27	298208	加藤義明
自動車用採用エレベータの停車位置決め装置	37- 4-27	298243	瀬原田三郎
自動車用エレベータの搬出入装置	37- 4-27	298245	瀬原田三郎
変圧器の負荷時タップ切換装置	37- 4-27	298250	新井正元・細野 勇

名 称	登 錄 日	登 錄 番 号	発 明・考 案 者
扇風機製造羽根車の成形鋳型	37- 3- 7	569040	伊藤 明
磁石発電機	37- 4-19	568689	三木隆雄
扇風機	37- 4-27	701334	長瀬卯三郎
開閉扉の錠止装置	37- 4-27	701344	加藤勝夫・柳下儀兵衛
天井扇取付装置	37- 4-27	701337	今井孝素
扇風機保護棒取付装置	37- 4-29	701339	長瀬卯三郎・蒼藤全平
凝縮機	37- 5- 8	569473	河合照男
ソリッド抵抗体	37- 5- 8	569483	佐藤五郎
遠隔操作装置	37- 5- 9	701899	早崎 実
扇風機速度制御装置	37- 5-10	701922	藤田順三
湿式磁気選鉱機	37- 5-10	702009	山下源一郎・柳下儀兵衛
磁気選鉱機	37- 5-10	701958	柳下儀兵衛
積算量遠隔測定装置	37- 5-15	570105	加藤義明・林 正之
ゼンマイ自動巻込装置	37- 5-15	570106	加藤義明・林 正之
テレビキャビネット	37- 5-15	570137	中村元男
発信装置付積算電力計	37- 5-15	570108	林 正之
高圧水銀灯用安定器取付装置	37- 5-15	570109	山下源一郎・東 昇
扇風機製車の塑造型	37- 5-15	570110	前田祐雄・伊藤 明 丸本 智
高圧水銀灯用安定器取付装置	37- 5-15	570111	山下源一郎・東 昇
オルゴール付螢光灯スタンド	37- 5-15	570112	河合 登・笠原善丸 山崎 肇
真空掃除機用集塵袋	37- 5-15	570113	武井久夫・祖父江常雄
オルゴール付螢光灯スタンド	37- 5-15	570114	河合 登・笠原善丸 山崎 肇
磁力バンド	37- 5-15	570115	河合 登
スタンド型灯器の支持装置	37- 5-15	570116	河合 登
スタンド型灯器の基台封窓装置	37- 5-15	570117	河合 登
電気掃除機用塵払刷子	37- 5-15	570118	東 邦弘・武井久夫 祖父江常雄
電気掃除器	37- 5-15	570119	東 邦弘・武井久夫 祖父江常雄
電気掃除器	37- 5-15	570120	東 邦弘・武井久夫 祖父江常雄
螢光灯スタンド	37- 5-15	570121	中村 弘・依田 功
螢光灯スタンド	37- 5-15	570122	中村 弘・依田 功 東 邦弘・武井久夫
電気掃除器	37- 5-15	570123	祖父江常雄
密閉型圧縮機	37- 5-15	570124	石川善孝
冷蔵庫	37- 5-15	570125	木下忠男
エレベータのガイドレール用注油器	37- 5-15	570126	天田守弥
車輪用天井形冷房装置	37- 5-15	570127	牛田善和・加藤敏夫
空気調和装置	37- 5-15	570128	石川嘉孝・池田日登志
換気装置	37- 5-15	570129	新倉宗寿
上開式冷蔵ケースの引戸装置	37- 5-15	570130	米田稔哉
扇風機	37- 5-15	570131	吉村 広・市岡 洋
磁力浮揚器	37- 5-15	570135	加藤勝夫・柳下儀兵衛
クリーナー排気装置	37- 5-15	570136	武井久夫・加藤 健
電気あんかの発熱要素	37- 5-15	702052	祖父江常雄・内田武士
磁気ドラム	37- 5-15	702099	高島秀二・山下源一郎 柳下儀兵衛
磁気選別機	37- 5-15	702100	柳下儀兵衛
螢光灯スタンド	37- 5-21	570226	山崎 肇
操作開閉器	37- 5-21	570227	上原利夫
通過装置付 ジュースミキサー	37- 5-21	570228	武井久夫・小川 昇
切換スイッチの操作輪回転制御装置	37- 5-21	570229	神本明輝
扇風機包装箱	37- 5-21	570230	木枝時男
螢光灯ソケット	37- 5-21	570231	西山 貞
リモートスイッチ付電気掃除機	37- 5-21	570232	武井久雄・祖父江常雄 加藤 健
抵抗加減装置	37- 5-21	570233	矢野美幸・藤方賢一
電動ミシン速度調整用摺動抵抗器	37- 5-21	570234	矢野美幸
ソリッド抵抗器	37- 5-21	570235	宇高 賢・西田英則
除鉄装置	37- 5-23	702101	加藤勝夫・柳下儀兵衛
巻上げ巻下げ停止装置	37- 5-31	571140	藤木博愛
半導体整流装置	37- 5-31	702272	加藤又彦

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)東京(201)大代表 1611
本社商品事業部					東京都千代田区丸の内2丁目20番地(三菱商事ビル内) (電)東京(211)代表 2511・2531
本社施設部					東京都千代田区丸の内1丁目8番地(仲27号館) (電)東京(211)代表 1261・1271・1281
東京営業所					東京都千代田区丸の内2丁目20番地 (三菱商事ビル3階)(電)東京(211)代表 2511
大阪営業所					大阪市北区堂島北町8番地(電)大阪(312)代表 1231
大阪商品営業所					大阪市北区堂島北町8番地(電)大阪(312)代表 1231
名古屋営業所					名古屋市中区広小路通り2の4(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(75)代表 6231
札幌営業所					札幌市大通西1丁目13番地 (電)札幌(3)代表 9151
仙台営業所					仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル内) (電)仙台(2)代表 6101
富山営業所					富山市総曲輪490の3(明治生命館内)(電)富山(3)代表 3151
広島営業所					広島市八丁堀63番地(昭和ビル内)(電)広島(2)4411~8
高松営業所					高松市寿町1丁目4番地(第一生命ビル内) (電)高松(2)代表 5021 4416(直通)
小倉岡出張所					小倉市京町10丁目281番地(電)小倉(52)8234
静岡金沢岡出張所					静岡市七間町9番地10(電)静岡(2)2595(3)2962
長崎岡出張所					金沢市田丸町55番地1(電)金沢(3)6213
岡山岡出張所					長崎市江戸町30(電)(2)0293
研究所					岡山市上石井174番地(岡山会館4階) (電)岡山(3)2948(2)2564
商品研究所					尼崎市南清水字中野80番地(電)大阪(481)8021 鎌倉市大船782番地(電)大船(067)代表 3131
神戸製作所					神戸市兵庫区和田崎町3丁目(電)兵庫(67)代表 5041
伊丹製作所					尼崎市南清水字中野80番地(電)大阪(481)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					尼崎市南清水字中野80番地(電)大阪(481)8021
名古屋製作所					名古屋市東区矢田町18丁目1番地(電)名古屋(73)1531
静岡製作所					静岡市小鹿110番地(電)静岡(3)0141~0145
中津川製作所					岐阜県中津川市駒場(電)中津川2121~8
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(88)代表 0431
姫路製作所					福岡市沖野上町6丁目709番地(電)福岡(2)代表 2800
大船製作所					姫路市千代田町840番地(電)姫路(23)1251
世田谷製作所					鎌倉市大船800番地(電)大船(6)代表 2121
郡山製作所					東京都世田谷区池尻町437(電)東京(414)代表 8111
北伊丹製作所					郡山市字境橋町1番地(電)郡山(2)1220~1223
鎌倉製作所					伊丹市大鹿字主ヶ池1番地(電)伊丹大代表 5131
京都製作所					鎌倉市上町屋325番地(電)大船(6)4141
無線機製作所					京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡所1 (電)高根(5)1607 神足401
東京工場					東京都世田谷区池尻町305(電)東京(414)代表 8111
札幌修理工場					札幌市北二条東12丁目98番地(電)札幌(2)3976

次号予定

三菱電機技報 Vol. 36 No. 10

新鋭火力発電所特集

- 将来の火力発電所の展望
- 最近の超大形火力発電所のすう勢
- 大形タービン発電機の現状と将来
- 大形ボイラの現状と将来
- 大形タービンの現状と将来
- 大形変圧器の現状と将来
- 火力発電器および変圧器の保護方式
- 火力発電所におけるシヤ断器の傾向
- 発電所内補器とその制御に対する最近の傾向
- 火力発電所の全自動化
- データ処理装置一火力プラントへの適用例
- 火力発電所の監視
- 技術解説：人間工学と製品の外観設計

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉弘毅	常任委員員	田原岡本崎礼
副委員長	宗村平二	委員	榮二高俊善義
常任委員	安藤安二人	〃	山岩片樺篠仁堀真祐
〃	北川和人	〃	前田祐
〃	小堀富次雄	〃	(以上 50 音順)
〃	高井得一郎	〃	
〃	中野光雄	〃	
〃	馬場文夫	〃	

昭和37年9月22日印刷 昭和37年9月25日発行
「禁無断転載」定価1部 金100円(送料別)

編集兼発行人

印 刷 所	東京都千代田区丸の内2丁目3番地	小 倉 弘 毅
印 刷 者	東京都新宿区市谷加賀町1丁目	大日本印刷株式会社
発 行 所	東京都新宿区市谷加賀町1丁目	高 橋 武 夫
発 売 元	東京都千代田区丸の内2丁目3番地	「三菱電機技報社」 東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社オーム社書店
		電話 東京(291)0915・0916 摂替東京 20018



国栄丸のカッタ用1,500kW直流電動機

定格：

1,500 kW 600 V 2,650 A 600/900 rpm

連続定格 安定直巻付他励分巻 冷却器付全閉他

力通風形 B 種絶縁 100% 負荷連続 60°C

125% 負荷 2 時間 75°C

特長：

(1) kW · rpm の値が、連続定格で 1.43×10^6 , 125% 負荷で 1.79×10^6 となり、一重重巻の直流機の製作可能限度 1.8×10^6 に達している。

その上、界磁制御により 900 rpm から 600 rpm までの速度制御が可能である。

(2) ラダー 上に設置され、風雨にさらされ、波をかぶるので、完全な防錆防食処理を施した全閉水密構造としている。

(3) ラダー とともに水平より傾斜した状態で使用され、その最大角度 55 度の使用に耐える。

(4) 据付場所ならびに使用条件から、従来の同容量のものに比し、小形軽量となっている。

(5) 整流能力高く、機械的にがんじょうであるので、いちじるしく苛酷な使用に耐える。

傾斜試験中の カッタ用 1,500 kW 直流電動機

