

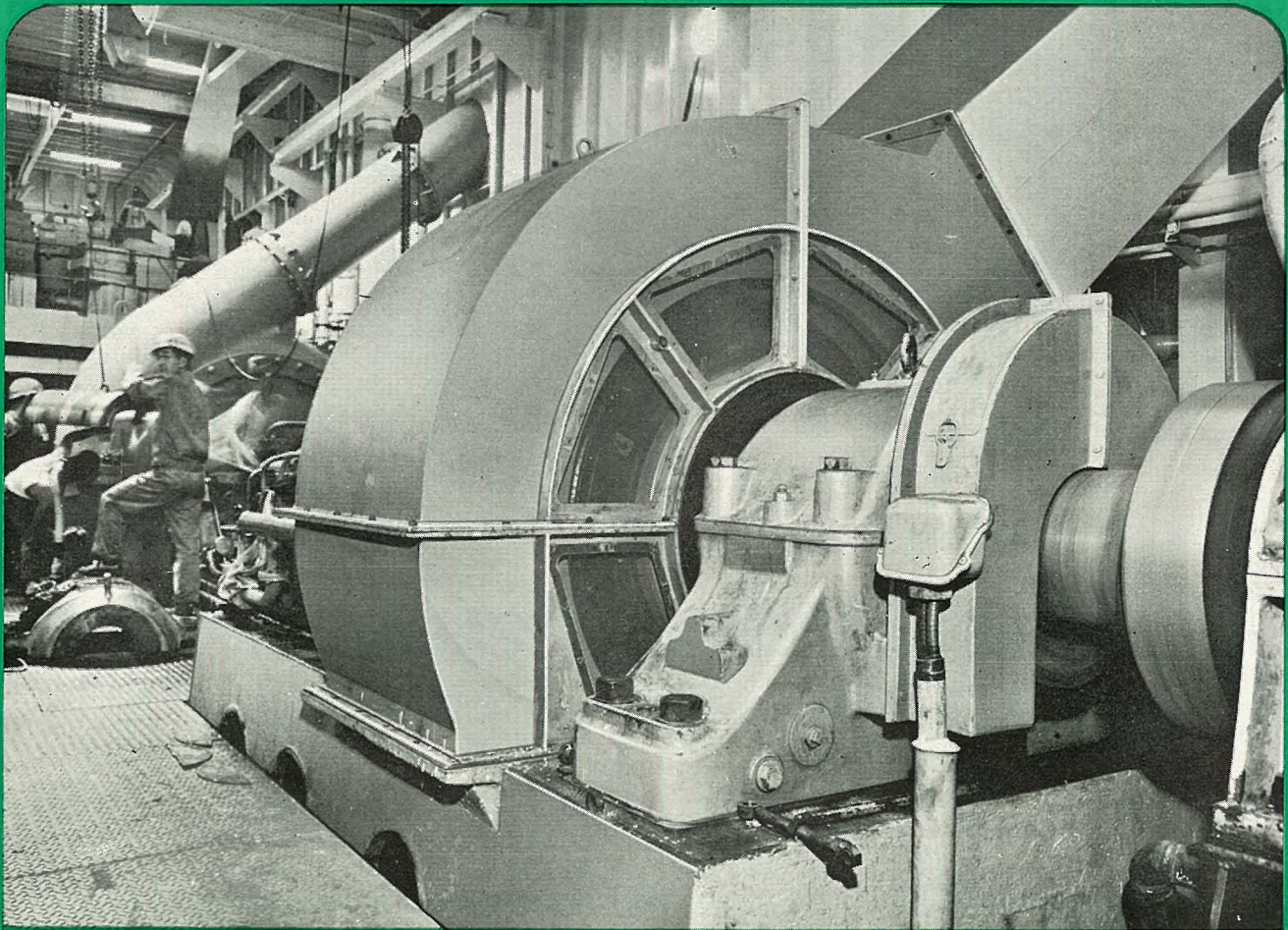
MITSUBISHI DENKI GIHO

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 国米丸 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ッ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ネジリ緩衝体となり、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) 電氣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ッドポンプ用としての用途のほか、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、ウ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・菰原 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》 追尾レーダあい次いで誕生・ターボ冷凍機・西鉄大牟田線新車電機品完成・NL 形スーパリフタ(電動油圧押し機) 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

三菱造船株式会社広島造船所が国土総合開発株式会社から受注したわが国最大の Катта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株式会社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する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は必至と考える。

これらの趨勢を考慮した本船は在来のわが国 Катта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株式会社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 Катта付 ポンプ しゅんせつ船とはいかなるものを説明したのち本船の概要をのべることにしたい。

2. 国栄丸の概要

2.1 一般

国土総合開発株式会社は、昨年末に Utah Construction & Mining Co. から世界最大級の Катта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しすすめているが、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

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”の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、囲壁、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 幅 | 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ので、

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、耐磨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するため、しゅんせつポンプの速度を広範囲に選択可能にした。
- (d) スウィングウインチ 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するため、ワードレオード 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、スウィング、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 ロックドレン 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 23 m 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 段ウズ巻ポンプ |
| 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 |
| | 巻上荷重 20.5 t × 2 |
| | 巻上速度 25 m/min |
| | 使用ワイヤ 38 mm |
| スウィングウインチ | ドラム数 2 |
| | 巻揚荷重 41 t |
| | 巻上速度 25 m/min |
| | 使用ワイヤ 38 mm |
| ラダー および スウィングウインチ 電動機 | 1 台 |
| 容量 | DC 190 kW |
| スパッド および クリスマストリウインチ | |
| ドラム数 | 3 |
| 巻揚荷重 | 30 t |

| | |
|--------|-----------|
| 巻上速度 | 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 ウィンチ、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)

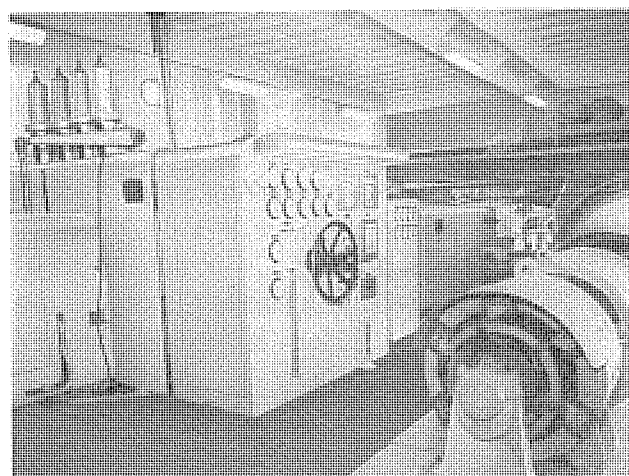


図 2.1 主発電機および同駆動用 タービン
Fig. 2.1 Main generator and turbine.

(a) 主要目

| | |
|----------------|---|
| 形 式 | 三菱 エッシャウイス 形衝動式単汽筒単流復水式 |
| 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 | 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 仕切板 (高温部) | 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 シュ断装置
- 潤滑油圧低下危急 シュ断装置
- 真空低下危急 シュ断装置
- 発電機比率差動継電器作動時危急 シュ断装置
- 手動危急 シュ断装置
- 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

- (i) 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。
- (ii) 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動を容易にした。
- (iii) 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。
- (iv) 蒸気 プラント 効率をあげるため、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 m ³ /h |
| 冷却面積 | 960 m ² |
| 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/cm ² 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 |

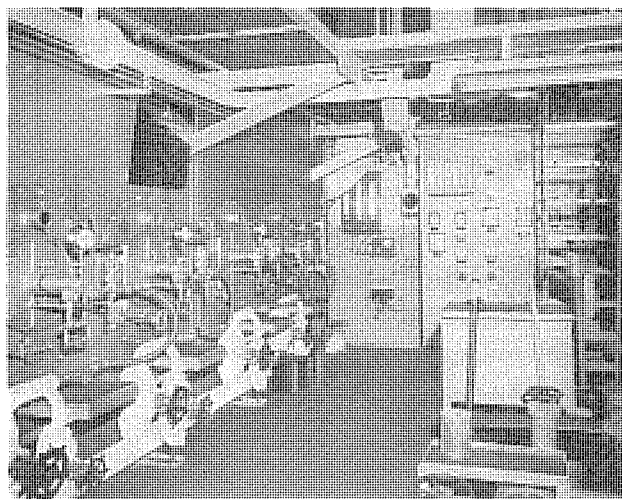


図 2.2 主ボイラ
Fig. 2.2 Main boiler.

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。

- (i) 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。
- (ii) 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。
- (iii) 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。
- (iv) 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) 非常用発電機関

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 4c/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。

- (i) 非常の際本船を移動するためスウィングウインチ および スパッドウインチの運転。この場合 ウードレオナード 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。
- (ii) 主ボイラ汽餾の場合、必要な補助機械の運転。
- (iii) 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。
- (iv) 船内電弧溶接機による主ポンプ、カットなどの補修作業。
- (v) 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”の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見たいと思っている。

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り、分解再組立の必要がなく据付が簡単である。

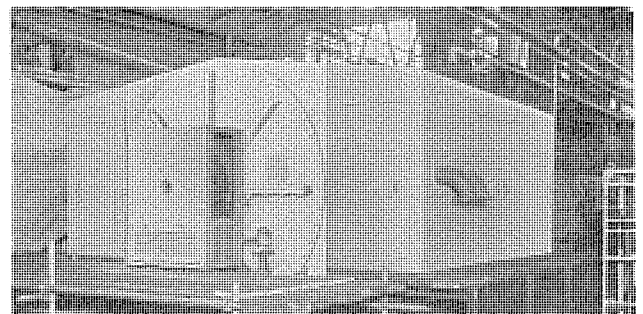


図 2.1 工場運転中の外観

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

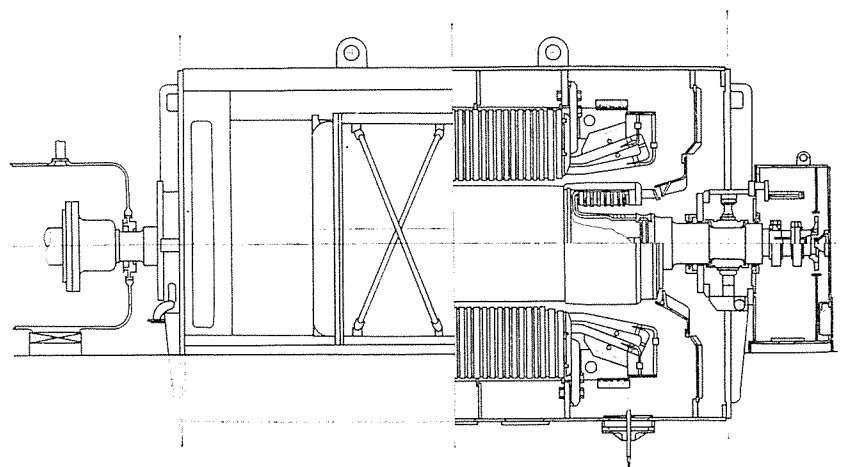


図 2.2 タービン 発電機組立断面図

Fig. 2.2 Cross section of generator.

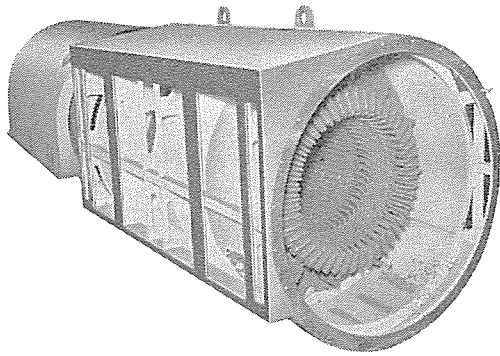


図 2.3 固定子棒本体
Fig. 2.3 Stator of turbine generator.

(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、当社独自のダイレジンを含浸したB種ダイラシック絶縁である。

(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能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。コイル押えリングには 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付され、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摩耗してもブラシ押入圧力が変化しない圧力一定パネを使用し、ブラシ取換も簡

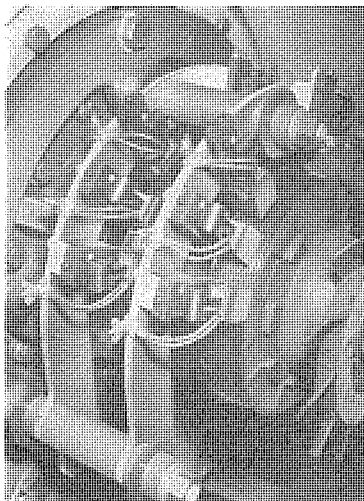


図 2.4 スリップリング回り組立
Fig. 2.4 Slip rings.

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ろ過器を設けている。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。軸受は鋳鋼製の裏金にパビットメタルを注入したものでブラケットとの間は球面接触とし、軸の自重による湾曲、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うて、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であるので全閉形を採用し、空気冷却器を全閉構造の内側に包含する構造とした。2 個の空気冷却

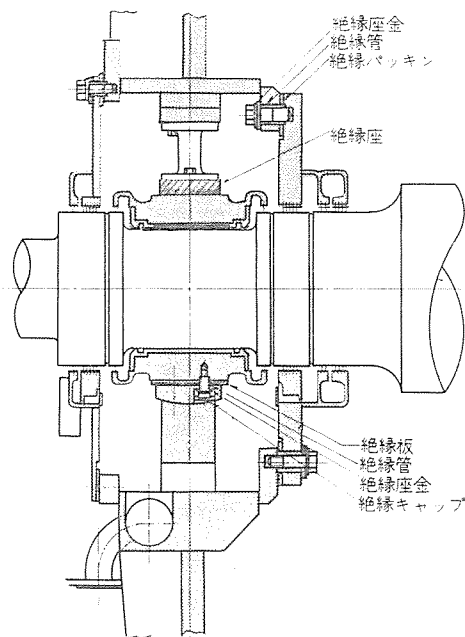


図 2.5 軸受回り組立
Fig. 2.5 Cross section of bearing.

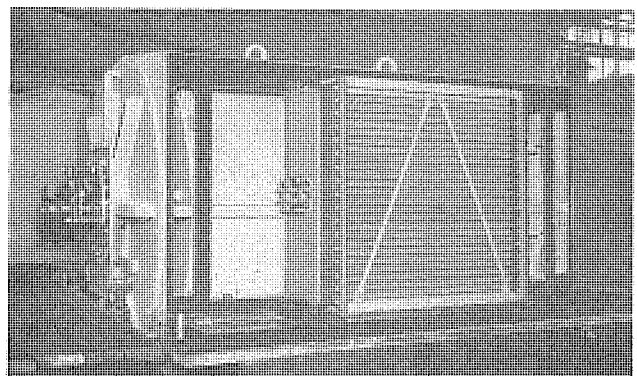


図 2.6 空気冷却器取付
Fig. 2.6 Mounting of air cooler.

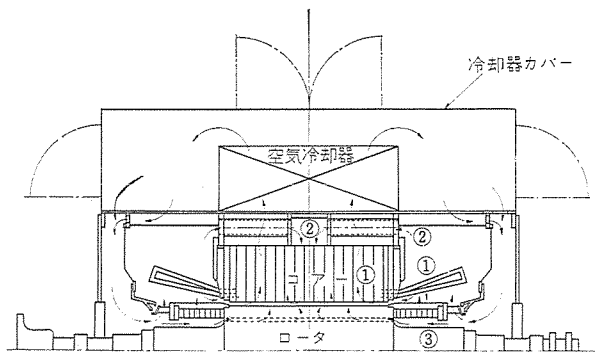


図 2.7 発電機の通風回路

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 にかから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け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けきに入り①の経路の風と一緒に 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けきに出て①②と一緒に コア 背部へ出る。この間に温度が上が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めたが、結果は下記のとおり満足すべきものであった。

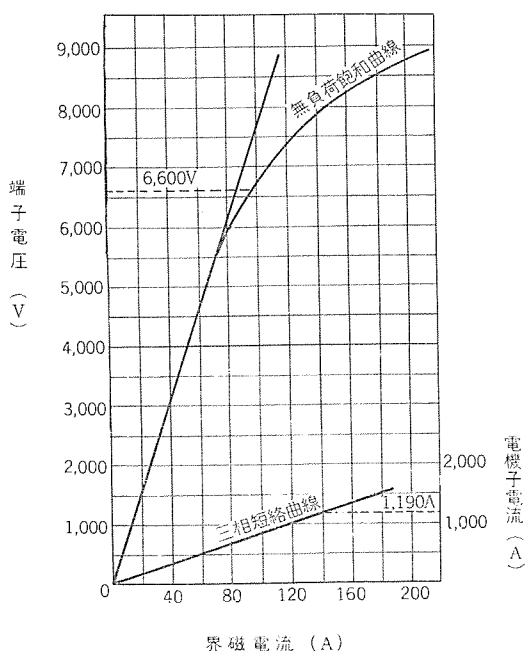


図 2.8 特性曲線

Fig. 2.8 Characteristics curves.

表 2.1 等価温度上昇試験結果

| 条 件 | 機 械 損 | 鉄 損 (6,600 V 界磁 98 A) | 銅 損 (1,184 V 界磁 139 A) |
|------------------------------------|-------|-----------------------------|------------------------------|
| 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°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

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

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 | 巻線形 |
| 絶 縁 | B 種 (ダイアラスチック) |
| 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

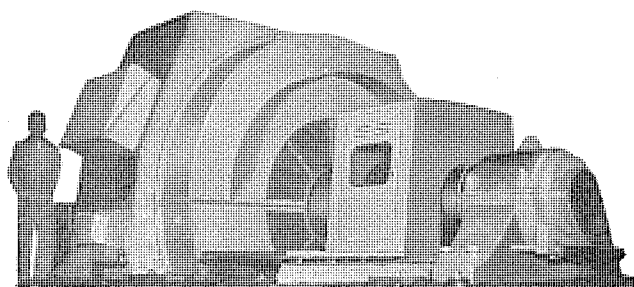


図 3.1 工場試験中の主ポンプ用 6,000 kW 電動機

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た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作ってあるが、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ゅ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ラスチック絶縁を採用している。ダイラスチック絶縁とはポリエステ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

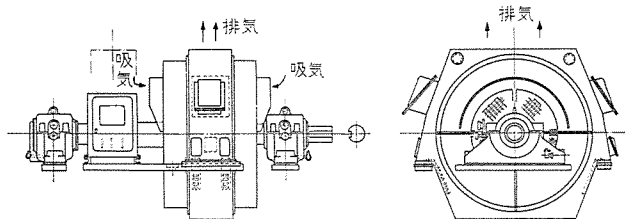


図 3.2 主ポンプ用6,000 kW 誘導電動機外形図
Fig. 3.2 Outline of 6,000 kW induction motor for pump driving.

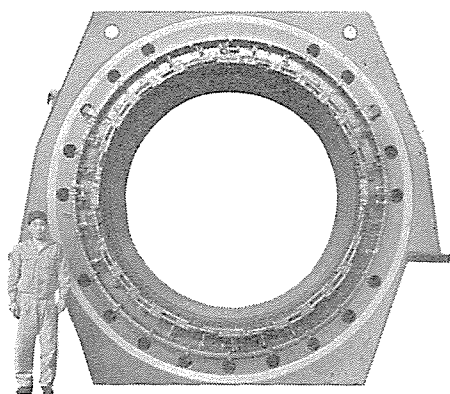


図 3.3 6,000 kW 電動機固定子
Fig. 3.3 6,000 kW motor stator.

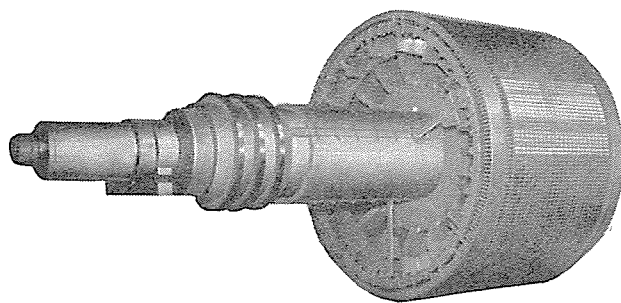


図 3.4 6,000 kW 電動機回転子
Fig. 3.4 6,000 kW motor rotor.

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ので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、この電動機はスパイダの構造、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ラスチック絶縁が採用されている。

(4) 軸受

軸受形式はラケット形よりも強固なペDESTAL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、カット・スウィングウインチ・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

発電装置はつぎの各機により構成されている。

| | |
|-------------------------|-----|
| カット用 1,600 kW 直流発電機 | 1 台 |
| 駆動用 2,100 kW 同期電動機 | 1 台 |
| スウィングウインチ用 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ラケット形構造で、他の各機はいずれもペDESTAL形構造である。ペDESTAL形軸受5個を使用し、共通台ワッ上に上記の順に配置されている。各機を連結する継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られている。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

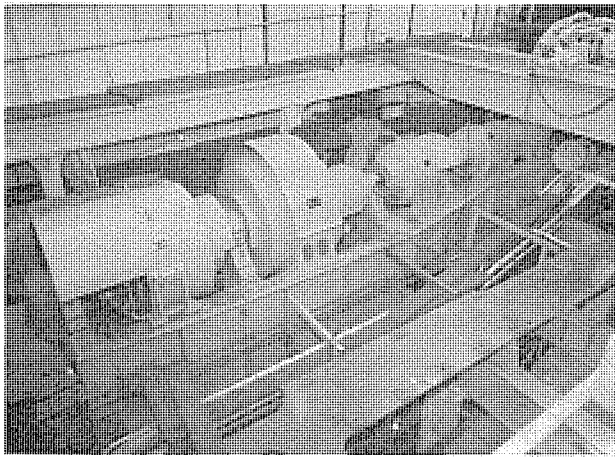


図 4.1 ワードレオナード制御用電動発電装置

Fig. 4.1 Unit M-G set for Ward-Leonard control of DC machines.

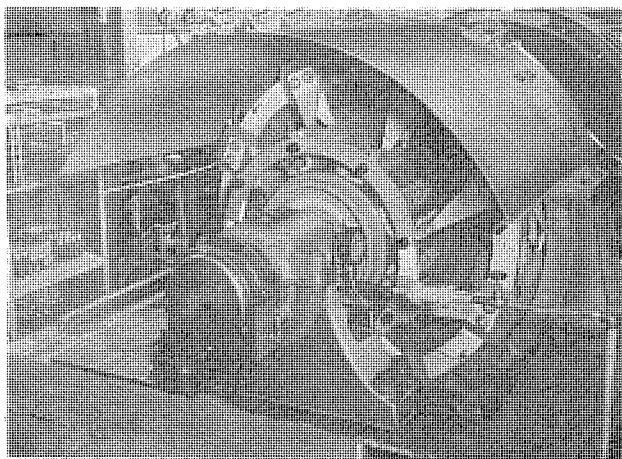


図 4.2 カッタ用 1,600 kW 直流発電機

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輻鉄に強固にとりつけられ、輻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、中央部に電機子輻鉄、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半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、停止中船体の動揺によりこの 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鋳鉄製ペダ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、磁極鉄心はダブルリールにより厚鋼板積重形の輻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 直流発電機側ペダ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ベ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) スウィング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。スウィング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。スウィング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, 巻下時は差動直巻 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, スウィングウインチ発電機と同様である。

(7) 発電装置用共通台ワッ

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, 共通台ワッ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, 台ワッ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, 台ワッ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ゅうをうけ, 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 kW・rpm 値は $E=600$, $I=2,650$, $n=900$ であるから, 100% 負荷に対して 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。次式より明らかなように, 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 $l_e(\text{cm})$, 電機子周辺速度を $v(\text{m/sec})$ 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⁾

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

ここに (AC): 電氣的装荷 (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 $E_r=9.76 \text{ V}$, 125% 負荷に対し $E_r=12.2 \text{ V}$ となる。

前述のことから, きわめて高度の設計・製作技術が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, ミジ 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たっても, できるだけ外形寸法の増大をとま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 ブラシ 保持器を採用し, 適正量の周方向 スタッガ を施し, 補極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, 製作に当たっては シージング 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, 外ワッは鋼板溶接の箱形構造で, 上部に空気冷却器, 送風機および空気汙過器が設けられ, 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汙過器を通して, 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汙過器を経て給油され, 排油側に視油器が

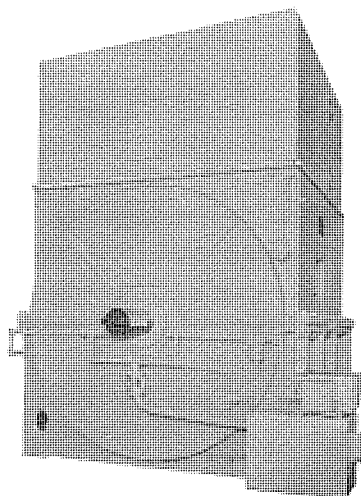


図 4.3 カッタ 用 1,500 kW 直流電動機
Fig. 4.3 1,500 kW D.C. motor for cutter.

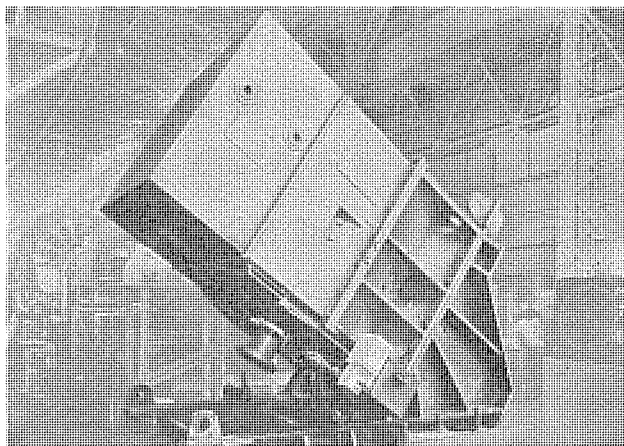


図 4.4 カッタ用 1,500 kW 直流電動機の傾斜試験
Fig. 4.4 Inclining test of 1,500 kW D. C. motor for cutter.

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 グリス 潤滑である。

反継手側軸端に、回転計発電機をとりつけている。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 号でいどの整流状態であった。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) スウィングウインチ 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 形電磁 ブレーキ 付

b. 特 長

ラダー の巻上げ、巻下げおよび左右の スウィング に繰返して使用されるので、ひんばんに起動、停止、増速、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。

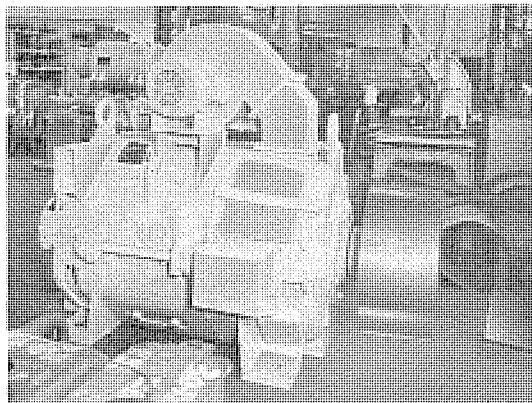


図 4.5 スウィングウインチ 用 190 kW 直流電動機
Fig. 4.5 190 kW D. C. motor for swing winch.

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ことなく良好であった。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 形電磁 ブレーキ 付

b. 特 長

スウィングウインチ 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、またあるていど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っ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な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
自励ジーンル発電機 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のよう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降下を少なくし回復時間を短か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。

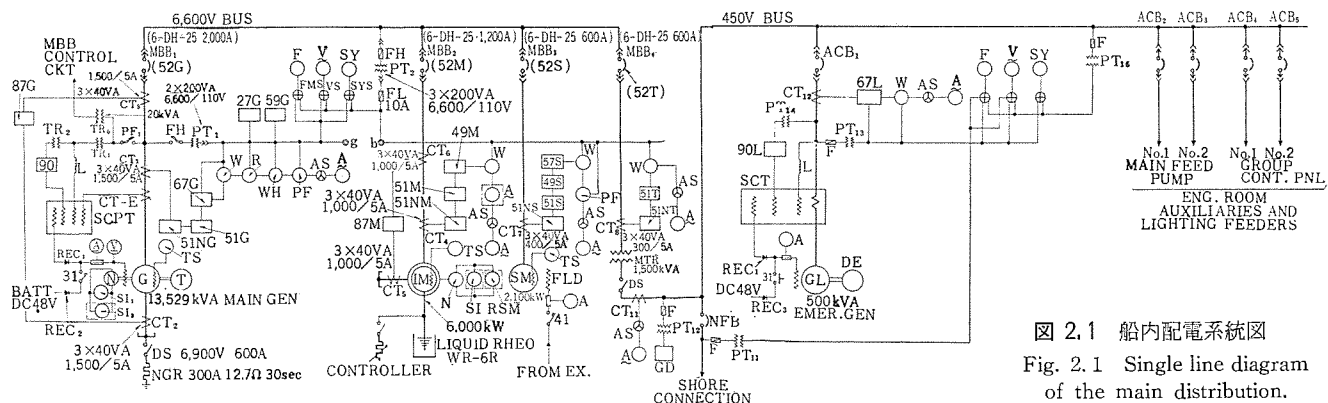


図 2.1 船内配電系統図
Fig. 2.1 Single line diagram
of the main distribution.

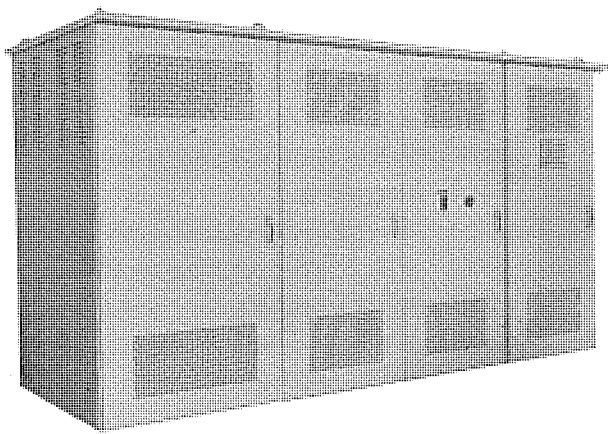


図 3.1 11,500 kW 自励交流発電機用励磁器盤
Fig. 3.1 Static exciter panel for 11,500 kW turbine generator.

- (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×6 A
保護装置として サージアブゾバ 分路抵抗, コンデンサバリスタ 附属
- (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) 单相可飽和 リアクトル
乾式自冷 单相 3 台 B 種絶縁
- (4) 補助変流器
29 kVA 乾式自冷 单相 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 % ~ +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変速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

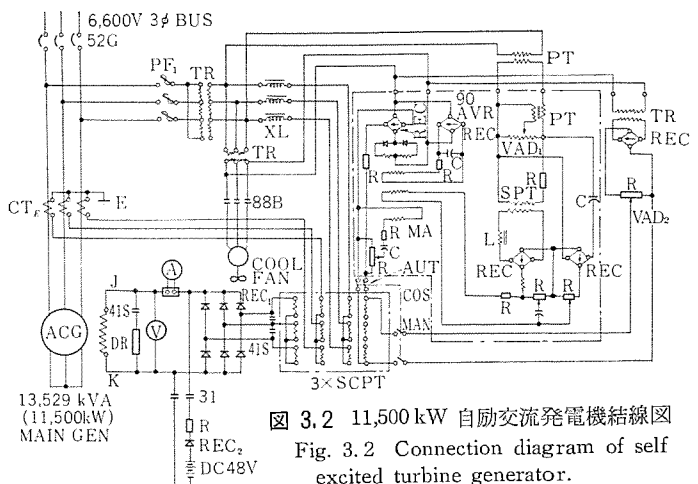


図 3.2 11,500 kW 自励交流発電機結線図
Fig. 3.2 Connection diagram of self-excited turbine generator.

を完全に絶縁している。

(3) 端子電圧の値を $-10\% \sim +5\%$ でいかに可調整できる。まがいち 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タクト 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×13,529 kVA 主発電機盤
- 1 面×同上用中性点接地盤
- 1 面×計器用変成器盤
- 1 面×6,000 kW 主ポンプ電動機盤
- 1 面×2,100 kW 同期電動機盤
- 1 面×1,500 kVA 主変圧器盤

シ断器はすべて 6-DH-25 形磁気シ断器を使用している。定格 7,200 V, 250 MVA, AC 220 V セン投入, DC 48 V バッテリ引外。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。

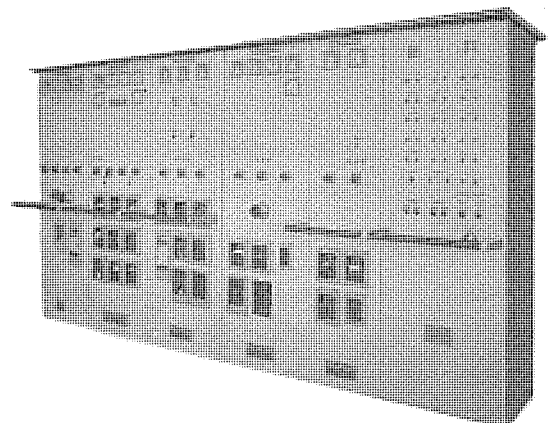


図 4.1 中央管制盤
Fig. 4.1 Central control panel.

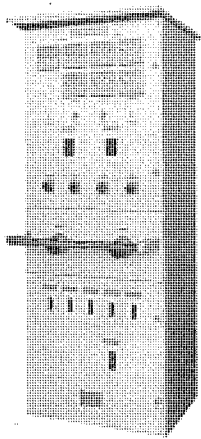


図 4.2 励磁用配電盤

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継電器は系統図図 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）過電流継電器を用い、6,000 kW、2,100 kW 電動機過負荷保護用としては COS 形継電器と BL-1S 形熱動過負荷継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、継電器、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 シュ断器を併置している。気中 シュ断器はすべて DB-50 形閉鎖三段式を使用し断路器を省略すると共に シュ断器の点検補修を便ならしめている。なお、450 V 補機用動力給電回路 シュ断器には短時限過負荷引外装置を付与し負荷側 シュ断器との協調をとっている。

4.4 励磁用直流配電盤

カット、スウィングウインチ およびスパッドホ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 シュ断器ならびに計器の他にワードレ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 プレーカ 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 シュ断器を収納したもので二連りなる。

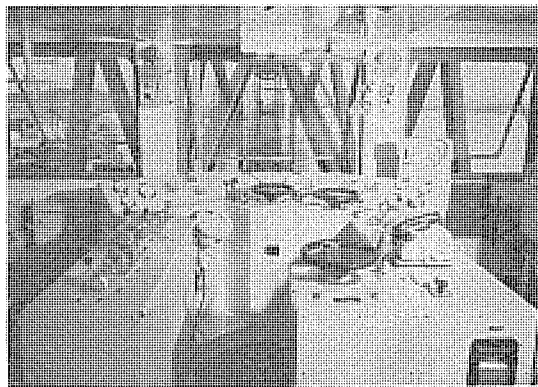


図 4.3 操縦室操作盤

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机形制御盤。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
 - ポンプグラウンドシール 用
 - カット 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
 - カット 電動機（指示、記録計 各 1 個）
 - スウィングウインチ 電動機
 - スパッド 巻上電動機
- (4) 回転計
 - 主 ポンプ 電動機
 - カット 軸
- (5) 主幹制御器
 - カット 電動機
 - スウィングウインチ 電動機
 - スパッド 巻上電動機
- (6) 操作開閉器
 - 主 ポンプ 起動用
 - 主 ポンプ 速度制御用
 - カット 電動機発停用
 - スウィングウインチ 発停用
 - スパッド 巻上発停用
 - スパッド 操作位置切換用
- (7) ジャイロレベータ
- (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 巻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 レクティブロー 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. までは、(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、スウィングウインチおよび スパッドウインチ制御装置

6.1 ワード・レオナード

主回路

カッタ、スウィング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) の順序にタンデムに直結されており、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のでラダー・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ウィング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 て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に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リッパ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。

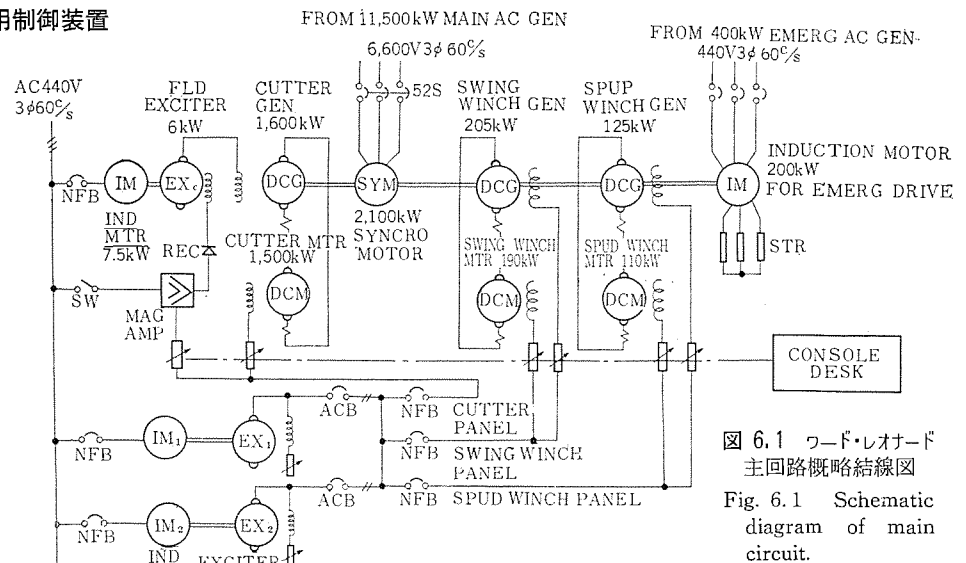


図 6.1 ワード・レオナード
主回路概略結線図
Fig. 6.1 Schematic
diagram of main
circuit.

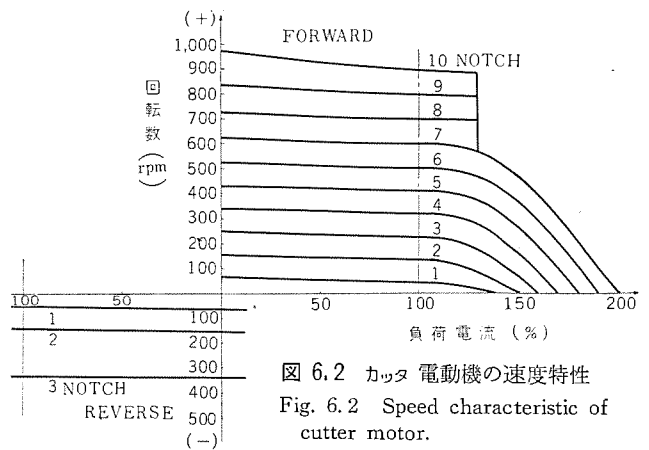


図 6.2 カッタ電動機速度特性
Fig. 6.2 Speed characteristic of
cutter motor.

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 |
| スウィングウインチ 直流発電機 | 開放防滴 | 205 | 720 | 375 | 546 | 連続 |
| スウィングウインチ 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 | 防沫 | 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 |

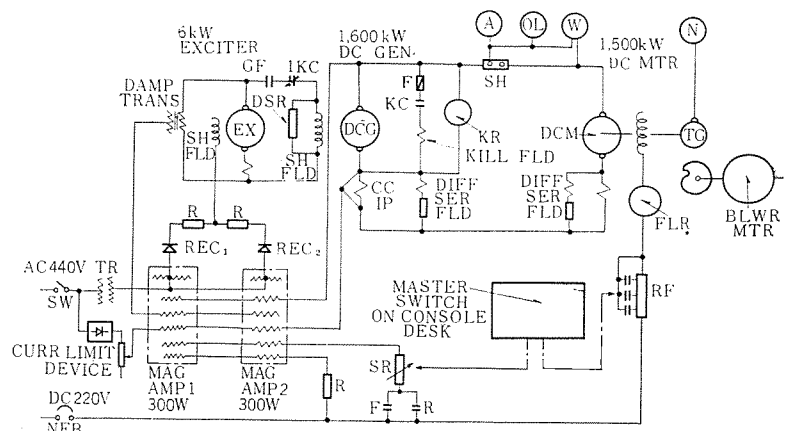


図 6.3 カッタ制御回路構成

Fig. 6.3 Schematic diagram of cutter control.

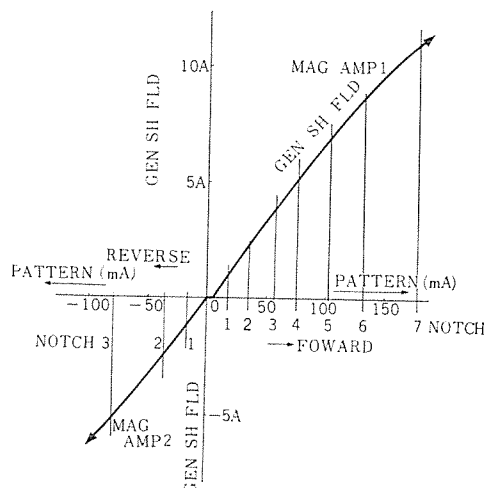


図 6.4 磁気増幅出力総合特性
Fig. 6.4 Mag. Amp. 1, 2 output characteristics.

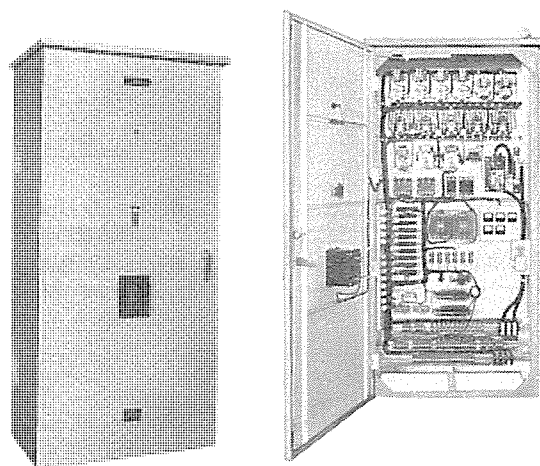


図 6.5 カッタ 制御盤
Fig. 6.5 Cutter control panel.

(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 6kW 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っ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。速度制御はバックラ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あたりにもとの運転特性にもどるようになっている。

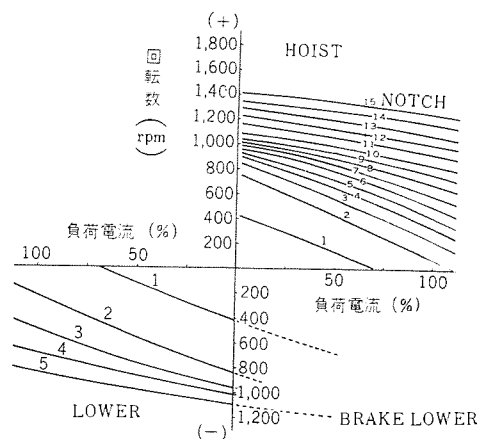


図 6.6 スウィングウインチ 速度特性
Fig. 6.6 Speed characteristics of swing winch.

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には磁気増幅器出力は零となり電動機をストールさせる。切削ができたあたりに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 スウィングウインチ制御装置

スウィングウインチは船体の左右スウィング、および ラダー の巻上巻下用として使用される。いずれも スウィングウインチ 電動機 1 台で兼用し エアークラッチ 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。左右スウィングの繰返し、ラダーの巻上巻下などひんばんな起動停止、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 スウィング速度は土質、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 はスウィング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。

スウィング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も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に制御される。
- スウィング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にしている。
- 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り操船上の安全性を高めている。
- ワード・レオ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。

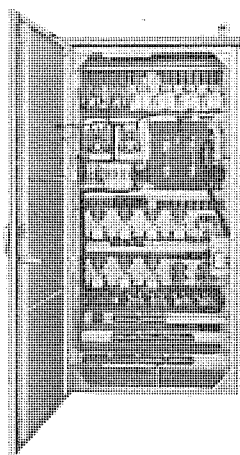


図 6.7 スウィングウインチ
制御盤
Fig. 6.7 Swing winch
control panel.

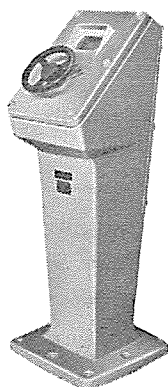


図 6.9 スパッドウインチ
操作スタンド
Fig. 6.9 Control stand
of spud winch.

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 スウィングウインチ 盤の外観を示したものである。

6.4 スパッドウインチ制御装置

スパッドウインチ 用発電機は差動直巻をもちスパッド 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 スパッドウインチ 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 ウインチ と同様な制御方式

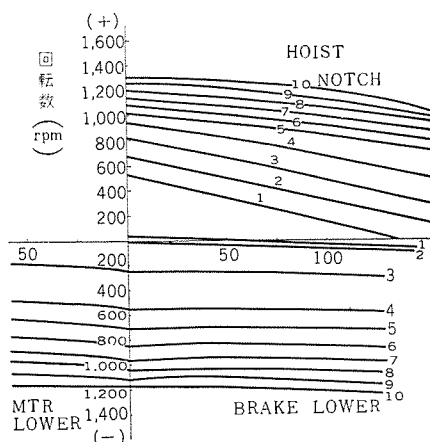


図 6.8 スパッドウインチ 速度特性
Fig. 6.8 Speed characteristics of spud winch.

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 スパッドウインチ 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、スウィング、スパッドウインチ 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 ディグ 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を一緒に吸込むので流通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 スウィング 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 負荷によりスウィング速度を、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ウィング速度または 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、スパッド 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)

表 1.1 ドレジャーの形式とその概要

| 分 類 | 形 名 | 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 |
|-----------------|------------------------|------------------------------|---------------------|-----------------------|---------------------------------|-------------------|---------|---|
| | | | | | 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、レキ石など比較的硬土質 | 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 ~2m 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 | 水路啓開 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 等 |
| | Cutter suction dredger | 埋築事業の主力 | 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(陸地使用) “(電源内装) ディーゼル、ス チームタービン |
| | Drag suction dredger | 広い海面の 水路啓開 | ” | 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展はめざましく、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ー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たす役割も非常に大きくなってきている。本文には、現在埋立作業の主力となっているカッター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。

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ーを取付け、ラダー上に設けたカッター電動機で減速機を介してカッターを駆動している。ラダーの中を吸入管が通っており、カッターの所で開口しカッター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櫓があり、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舷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ウィング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ウィングさせ、カッター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帯状の面積でしゅん

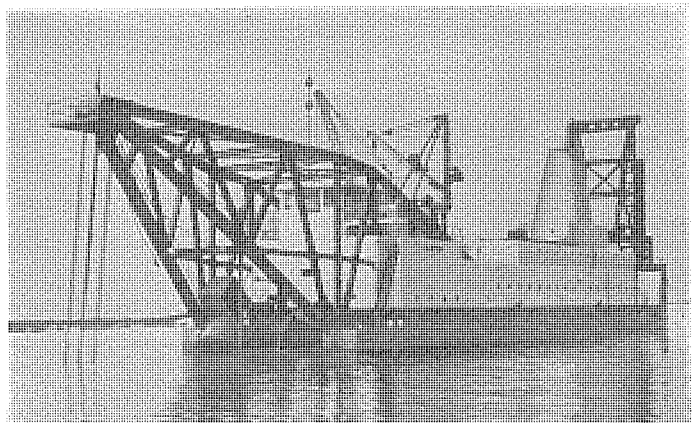


図 2.1 6,000 kW カッターポンプしゅんせつ船
Fig. 2.1 6,000 kW cutter suction dredger.

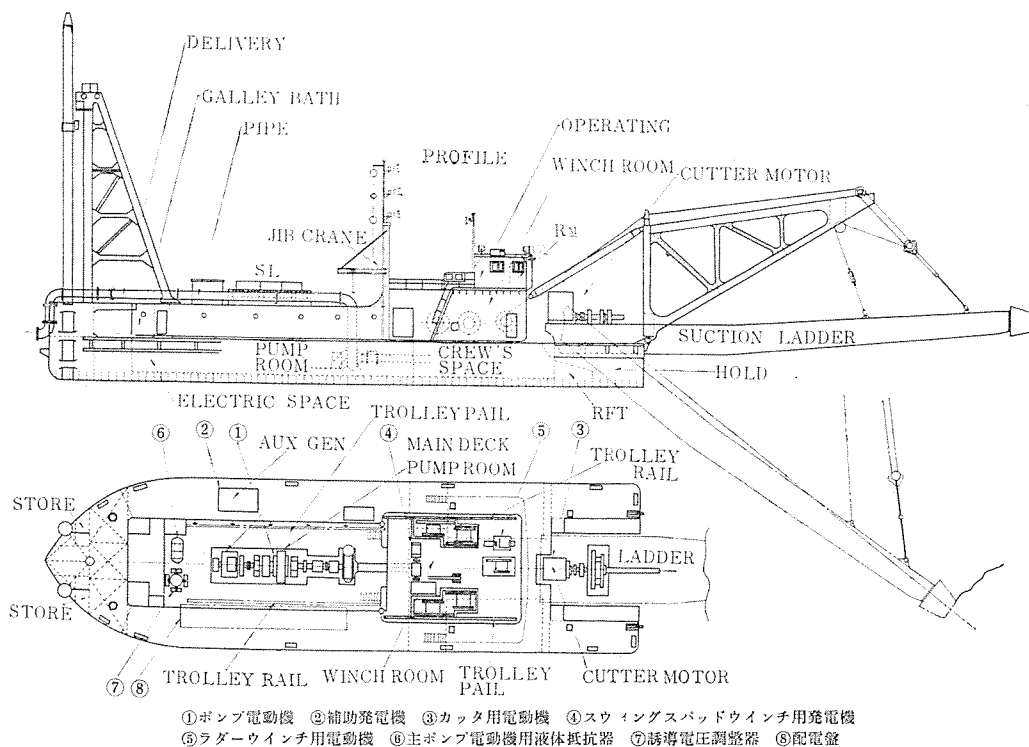


図 2.2 電動ポンプしゅんせつ船電機品配置図
Fig. 2.2 Arrangement of electric apparatus for electric motor driven pump dredger.

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しきには不適当である。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 スウィングウインチ、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チング ($3^{\circ} \sim 5^{\circ}$)、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、若松築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、スチームタービン、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、構造的にも有利となる。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日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ンクをもった 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。

受電用シタ断器のシタ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タ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 形タンク形油シタ断器、または DH 形磁気シタ断器を用いている。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ル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、

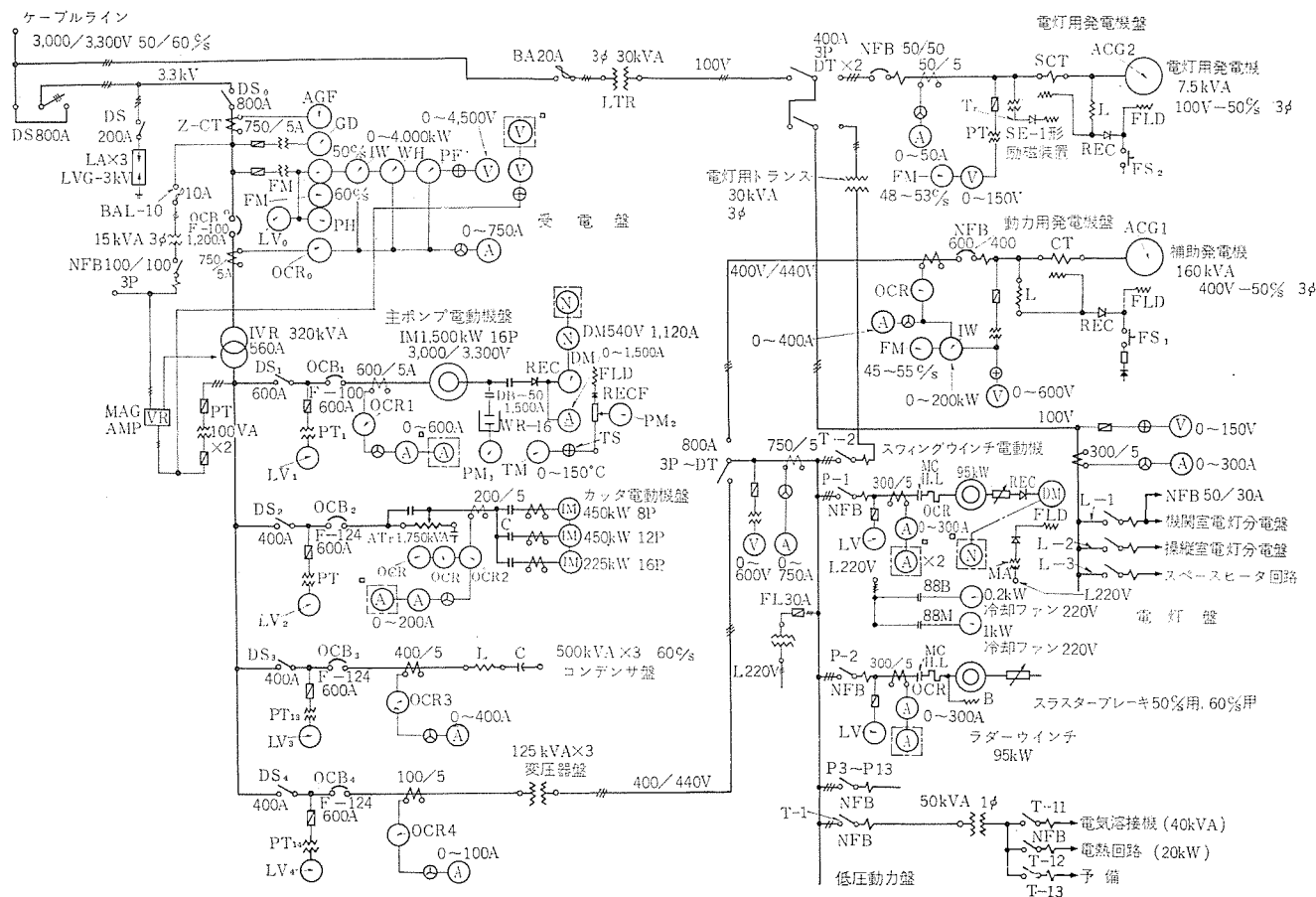


図 3.1 電動ポンプしゅんせつ船電路系統図

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60 c/sを使用している。50 c/sに比し60 c/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3,300 Vまたは440 V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、シャ断器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400 kW以上となるとときには3,300 Vとするほうがよい。このときには440 V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 1,500 kVA、3,300 V、三相、60 c/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取換えの便をはかった。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、これを排気トラッ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。自動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、スパッドウィ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

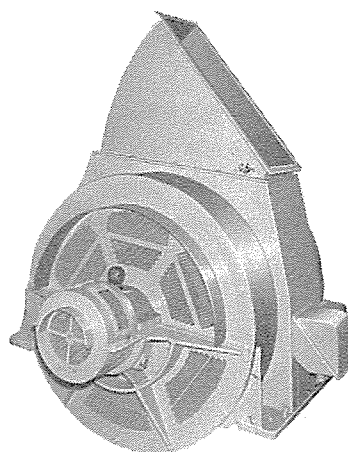


図 3.2 1,500 kVA、3,300 V、三相、60 c/s 14 極 しゅんせつ船用ディーゼル発電機

Fig. 3.2 1,500 kVA 3,300 V 3 φ 60 c/s 14 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、4,000~6,000 kW 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ムタービン、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 6,000 kW 電動ポンプしゅんせつ船用 13,529 kVA、11,500 kW 85% PF、60 c/s、3,600 rpm、6,600 V 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

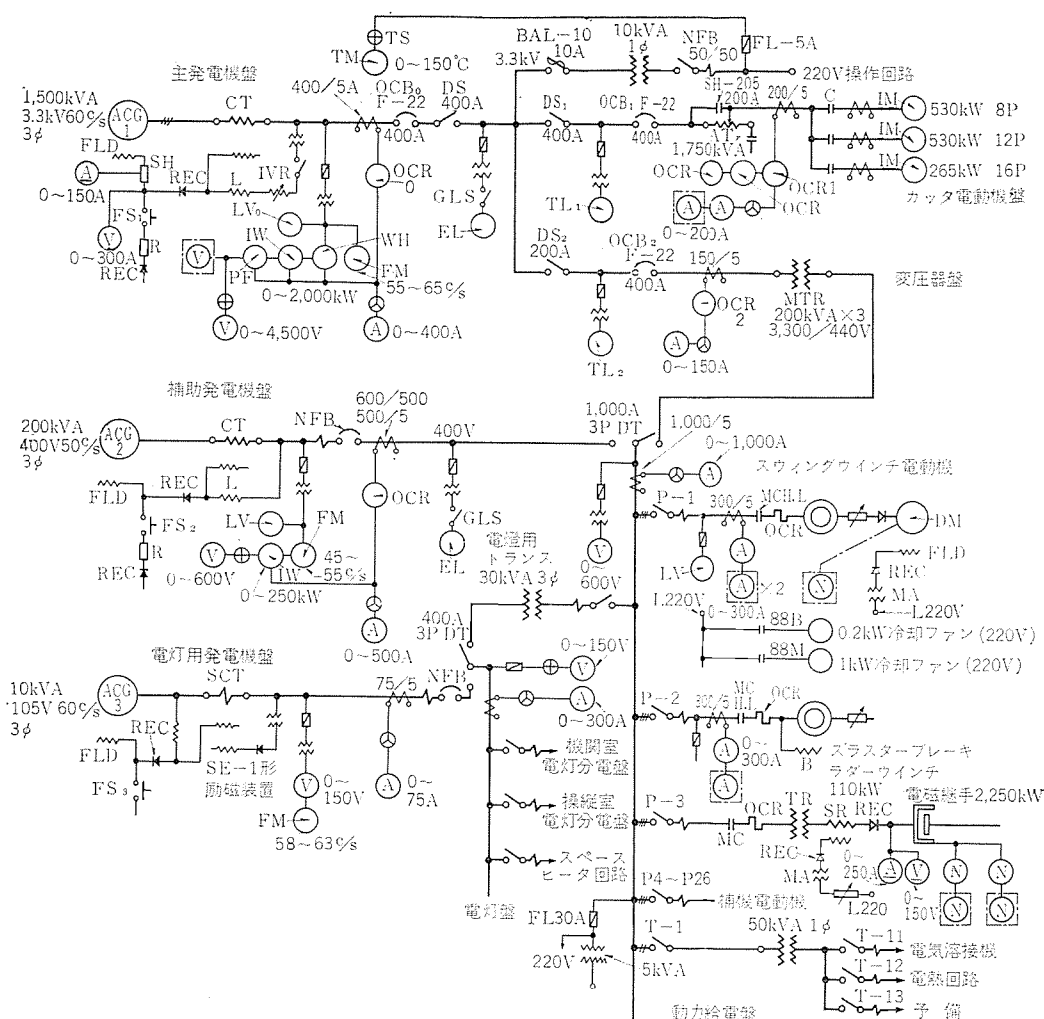


図 3.3 ディーゼルポンプ しゅんせつ船電路系統図

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

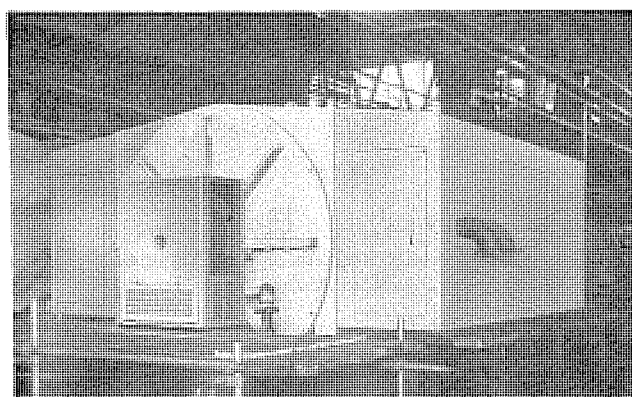


図 3.4 13,529 kVA 6,600 V 三相 60 c/s 2 極 しゅんせつ船用タービン発電機

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、スイング、スパッドウインチはワードレオナード制御となっており、これら M-G 駆動機には 2,100 kW 同期電動機を用いている。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、スイングウインチ、さらにカッタ電動機の低速運転も可能となっている。

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ッ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継手、流体継手などを介して連結し、エンジンのネジ振動の吸収および過負荷保護を行なっている。

スベリ電磁継手の特長を要約すると下記のとおりである。

(1) ネジリ 振動の防止

スベリ 電磁継手の パネ 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パウトし, 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。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) 稼働率の向上

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氣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, 動揺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に速度制御が円滑に行なえること, 熱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はるかに縮小できる利点がある。

電極, タンク とも船体の振動, ピッチング, 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 特性になること, 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

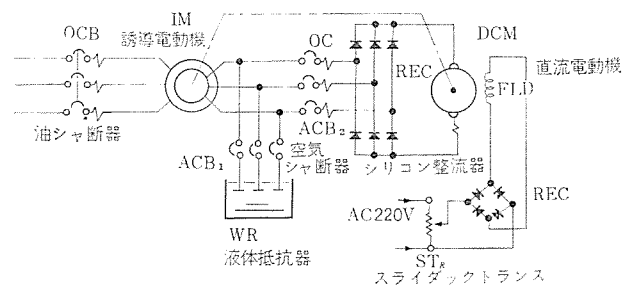


図 4.1 1,500 kW 主ポンプ 電動機 レクチフロードライブ
Fig. 4.1 Schematic diagram of 1,500 kW main pump for dredger (rectiflow drive).

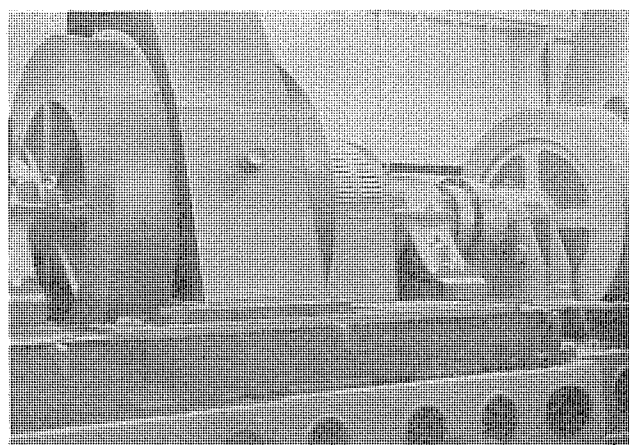


図 4.2 1,500 kW 主ポンプ 電動機 レクチフロードライブ
Fig. 4.2 1,500 kW main pump motor for dredger (rectiflow drive).

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（スウィング速度）を適当に選定ししゅんせつ土量すなわち流体内部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らずし特性と瞬時引はら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する必要はなく、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開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ヅ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、全開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台ずつ起動すれば済み起動も可能で、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

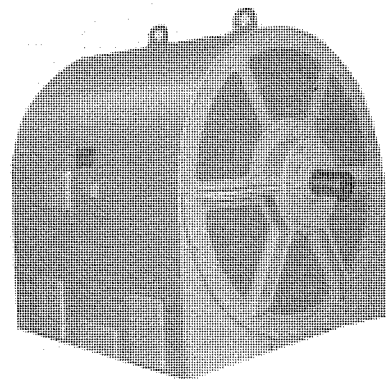


図 5.1 530/530/265 kW、8/12/16 極 カッタ 電動機
Fig. 5.1 Cutter motor for pump dredger.

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ナ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わ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. スウィングウインチおよびラダー、スパッドウインチ電動機

スウィング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。

スウィングウインチは左右おのおのの巻ドラムにエアクラッチをもっており、スウィングウインチは一定回転としクラッチで左右スウィング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ッチを使用し、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ナ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、ワードレオナード方式により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。

スウィングウインチでアンカーウインドラス、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極スウィングウインチを示したもので、レクチ

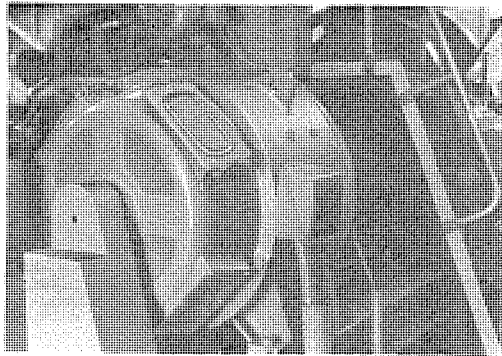
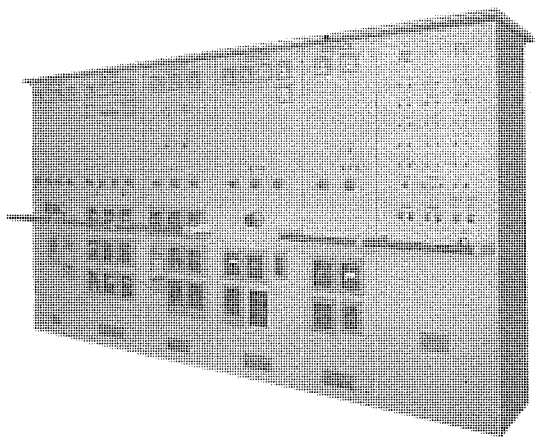


図 6.1 110 kW スウィングウインチ 電動機 レクチフロードライブ
Fig. 6.1 110 kW swing winch motor for dredger (rectiflow drive).

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.

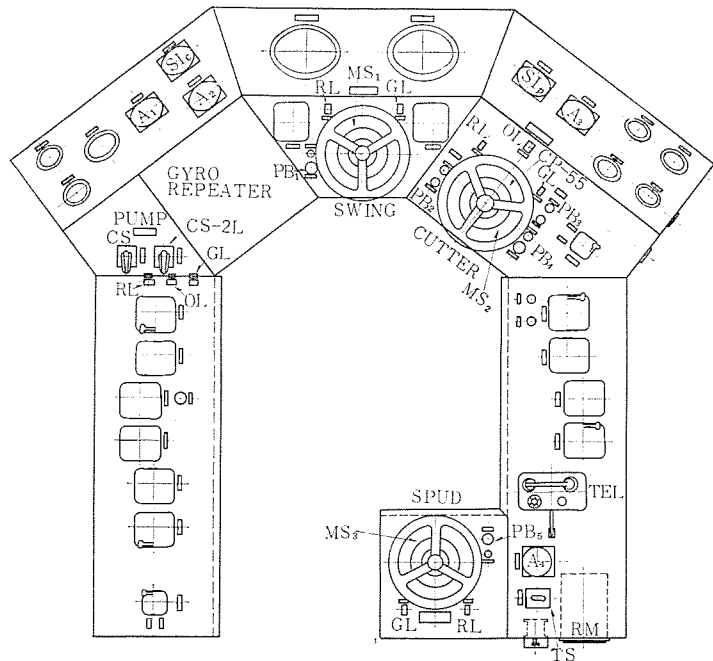


図 7.2 机形操作盤
Fig. 7.2 Control desk for dredger.

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、カッター、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、カッター、スウィング、スパッド、ラダー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 8.1 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) | 2 P | 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 | 12 P | 440 V 60 c/s | 連続 | ディーゼル自励 |
| 主 ポンプ 電動機 | 閉鎖他力通風形 | 6,000 | 20 P | 6,600 V 60 c/s | 連続 | 2 次抵抗制御 |
| カッター 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 | " |
| スウィングウインチ電動機 | 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 | 10 P | 6,600 V 60 c/s | 連続 | " |
| 同上非常用誘導電動機 | 閉鎖通風形 | 200 | 10 P | 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 操 作 盤 | 6.6 kV メタルクラッド配電盤, 励磁器盤, 直流機盤, 集合起動器盤 机形操作盤, 中央管制盤 | | | | | |

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 ポンプ用 電 磁 推 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 4,900 kg・m | 360~500 rpm 360~500 rpm | — — DC125 V—200 A | 連 続 " " | |
| 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 200 kVA 10 kVA | 14 P 6 P 4 P | 3,300 V 60 c/s 400 V 50 c/s 105 V 60 c/s | 連 続 " " | ディーゼル自励 " " |
| カッタ電動機 スウィ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 110 kW — — 110 kW (全船分) | 8/12/16 P 325~650 rpm " " 10 P — | 3,300 V 60 c/s 440 V 60 c/s 410 V—178 A 410 V—178 A 440 V 60 c/s 440 V 60 c/s | 連 続 " " " 1 時間 連 続 | 極数変換, 減圧起動 レクチフロードドライブ " " 2 次抵抗起動 |
| 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 30 kVA 50 kVA | " " " | 3,300/440—220 440/210—105 440/210—105 | | |
| 制御装置 配 電 盤 操 作 盤 | 発電機盤, 電磁継手, 励磁器盤, カッタ, スウィング, ラダーウインチ盤, 変圧器盤, 給電盤, および補機電動機盤 机形操作盤, 連絡盤, 計器など一式 | | | | | |

表 8.3 1,500 kW 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 ポンプ用 同上用直流電動機 カッタ電動機 スウィングウインチ電動機 同上用直流電動機 ラダーウインチ電動機 補機電動機 | 閉鎖自己通風形 開放防滴保護 全閉外扇屋外形 開放防滴保護形 " " " | 1,500 " 450/450/225 95 — 95 (全船分) | 16 P 50 c/s 340~270 rpm 60 c/s 350~300 rpm 8/12/16 P 50 c/s 540~270 rpm 60 c/s 650~325 rpm — 10 P | 3.3/3.0 kV 60/50 DC540 V—1,240 A 3.3/3.0 kV 60/50 440/400 60/50 DC350 V—196 A 440/400 60/50 440/400 60/50 | 連 続 " " " " " " | レクチフロードドライブ " 極数変換, 減圧起動 レクチフロードドライブ " 2 次抵抗起動 |
| 誘導電圧調整器 動力用変圧器 電灯用変圧器 " 溶接および電熱変圧器 電力用進相コンデンサ | 油 入 自 冷 " " " " " | 320 kVA 125 kVA×3 30 kVA 30 kVA 50 kVA 500 kVA×3 | | 3.3 kV±10% 3,300/440—220 3,300/210—105 440/210—105 440/210—105 3,300 50/60 | 連 続 " " " " " | 磁気増幅器式 自動電圧調整 " |
| 補助発電機 電灯用発電機 | 開放防滴保護形 " | 160 kVA 7.5 kVA | 6 P 4 P | 400 V 50 c/s 105 V 50 c/s | 連 続 " | ディーゼル自励 |
| 制御装置 配 電 盤 操 作 盤 | 受電盤, コンデンサ盤, 変圧器盤, ポンプ盤, カッタ, スウィング, ラダーウインチ盤, 給電盤, 発電機盤および補機電動機盤 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. む 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, スウィングの出力, 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装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、使用者側とメカのタイアップした研究が今後とも必要である。

参 考 文 献

- (1) 川田：ドレッジャーの電気設備，船舶 35 1962—6.

電 磁 継 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・しゅんせつ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しゅんせつ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しゅんせつ船“大洋丸”のディーゼル駆動ポンプ用として2,250 kW 500 rpmの電磁継手を製作し、引続いて3,000 kW、330 rpmという大容量機のを製作した。

一方最近船用ディーゼル機関の高速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の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で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

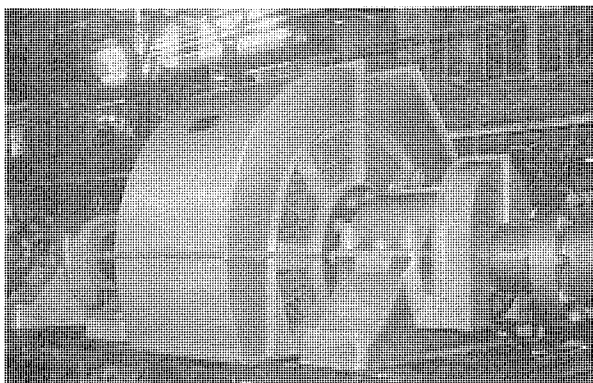


図 2.1 2,250 kW 500 rpm 電磁継手
Fig. 2.1 2,250 kW 500 rpm electromagnetic coupling.

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 (ベデスタル含まず) | 12,300 kg | 10,300 kg |
| 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 |
| 電源トランス | 65 kVA 3φ | 37.5 kVA 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

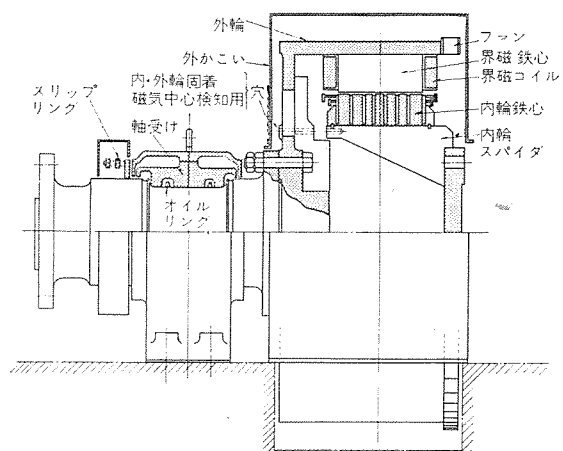


図 3.1 電磁継手組立断面図
Fig. 3.1 Sectional of electromagnetic coupling.

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 キゃッパ 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ネジリ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。

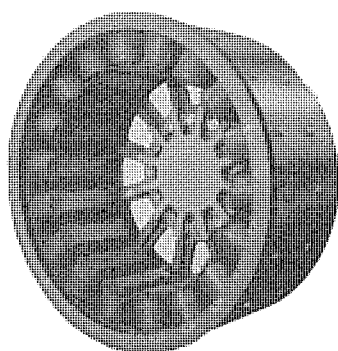
3.1 外 輪

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ズ曲げとし、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パイ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パイダ上に積層し、回転子クランプを用いて均一圧力で締めつけている。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。

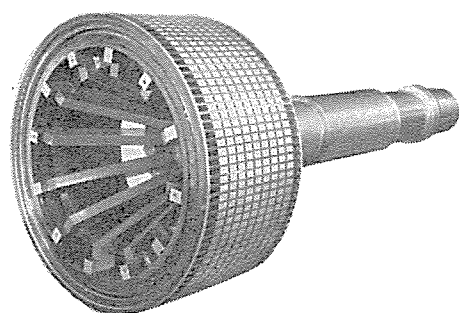


図 3.3 内輪

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。

電磁継手・高原・元木

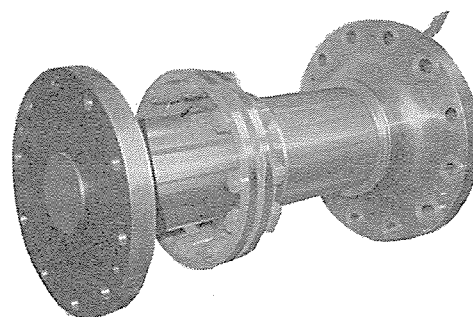


図 3.4 スリップリング

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、外輪スパイ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パイ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⁾。

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

ここで

- E : 界磁の直流励磁電圧
- I_f^d : 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

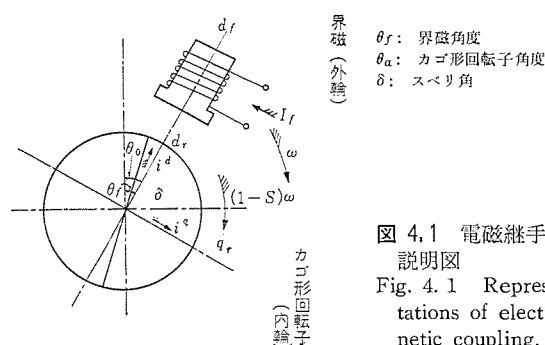


図 4.1 電磁継手の説明図

Fig. 4.1 Representations of electromagnetic coupling.

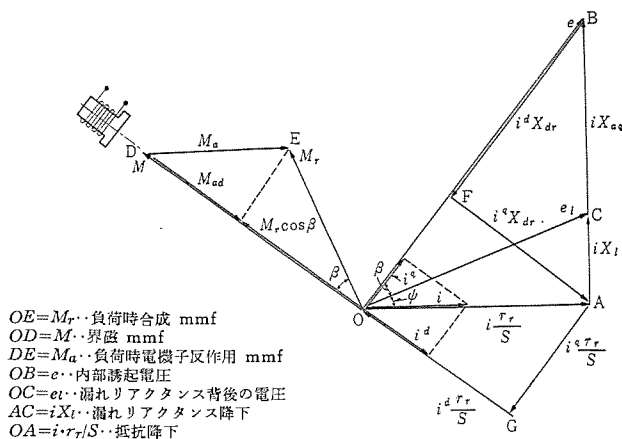


図 4.2 スペリ電磁継手のベクトル線図

Fig. 4.2 Vector diagram of electromagnetic coupling.

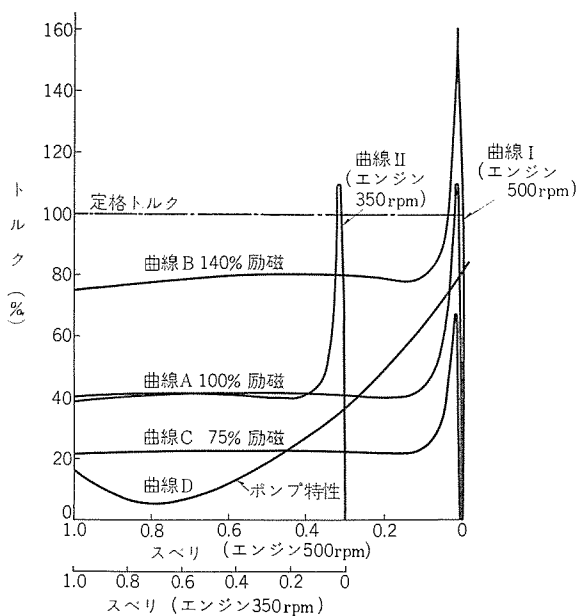


図 4.3 電磁継手のスぺリトルク特性

Fig. 4.3 Slip-torque characteristics of electromagnetic coupling.

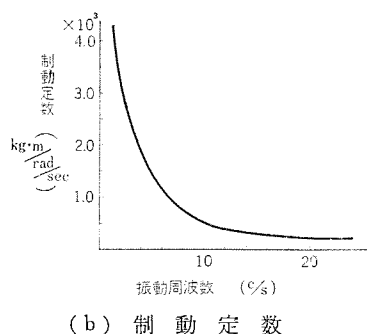
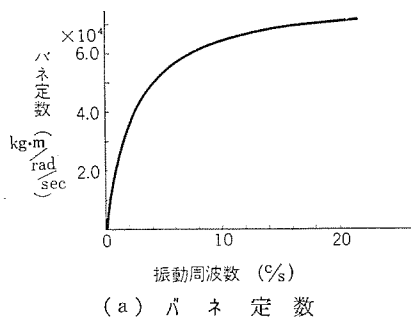


図 4.4 電磁継手の制動特性

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_{md} : 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 を求めると次のようになる。

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

ここで e はスぺリ 1.0 の場合のカゴ形回転子内の誘起電圧で $e = -X_{md} I_f$ である。

次に式(4.2)の i^d, i^q を用いてトルクを求めると

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

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ぺリトルク特性を求めると図 4.3 のようになる。

この図から明らかなように停動トルク(Pull-out torque)はスぺリ 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、スぺ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ぺリ 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、すなわちパネ定数(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トル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

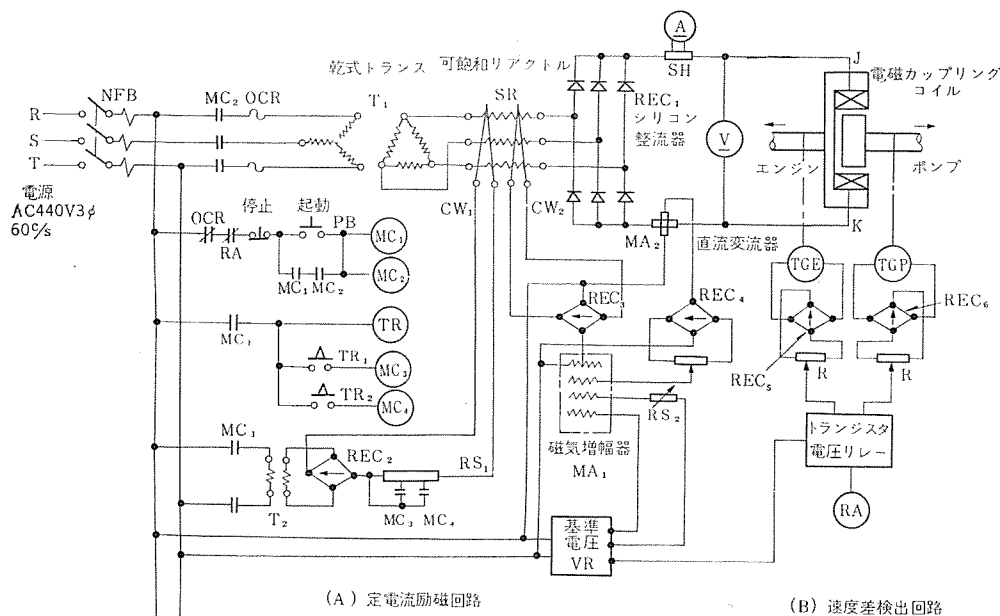


図 5.1 電磁継手制御回路

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%速度で廻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ことがないように起動時のトルクを押えて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。タイム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こと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に思われるが、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

電磁継手・高原・元木

る。

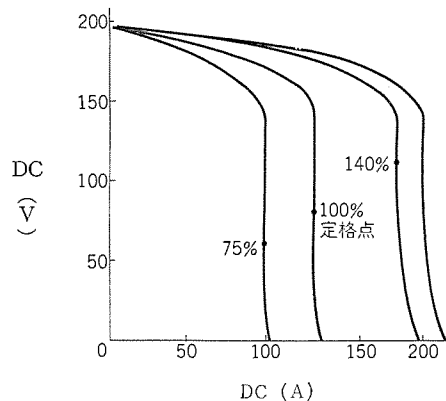
5.2 運転中の定トルク制御

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%にセッティングされている。

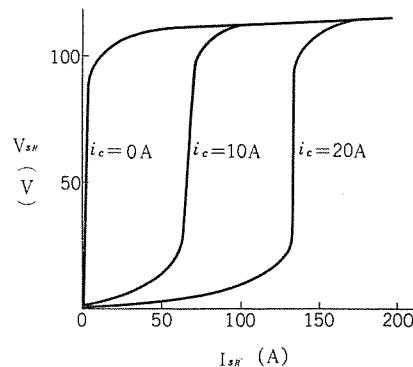
一般に電磁継手の励磁電流は運転時の温度変化によるコイル抵抗変化、電源電圧、電源周波数の変動など

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%と低くセッティング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る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—出力電流)



可飽和リアクトル B-H 曲線 (吸収電圧—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 で増幅し可飽和リア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。

可飽和リア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 $\pm 3\%$ 、周波数変動 $\pm 3.5\%$ に対して定電流精度はセット電流の $\pm 2\%$ 以内に保たれている。負荷側で短絡事故などがあっ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、可飽和リア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 $75\sim 140\%$ 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。このようにスベ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、ある値以上のスベ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 TG_E 、 TG_P 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断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。トランス、リアクトル、シリコン整流器、その他制御部品を組込んでいる。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

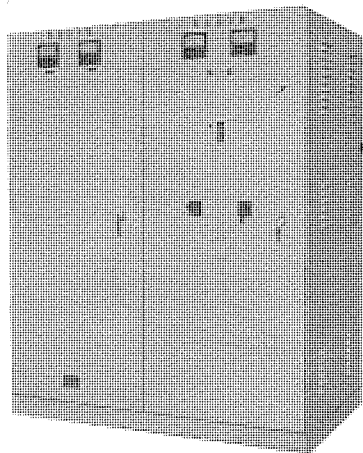


図 5.3 (a) 電磁継手励磁器盤

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

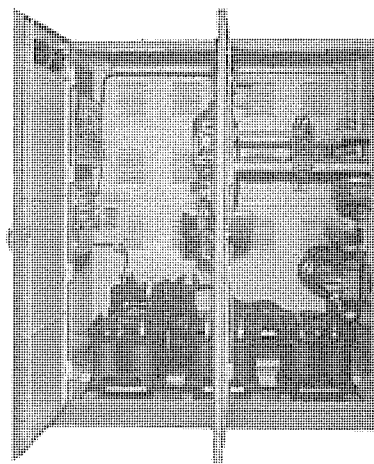


図 5.3 (b) 電磁継手励磁器盤

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、スベ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数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 稼働率の向上

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、スベ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、励磁電流のシャ断により簡単に、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、スベ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

スベリ電磁継手のスベリは 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、スベリは増加

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 電磁継手は構造简单で、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-回転力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、直流発電機の電氣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めることにより、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、その入力測定し、トルクを求めるという試験を同時に行なった。

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畳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

ワミ と、軸の ネジリ 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 タワミ 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 ネジリ 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 エンジンメカ 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氣的に結合した、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歴をもっているが、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、スウィングウィンチ用 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。

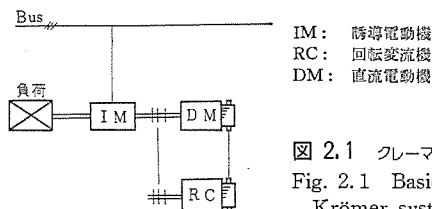


図 2.1 クレーマ方式
Fig. 2.1 Basic diagram of Krömer system.

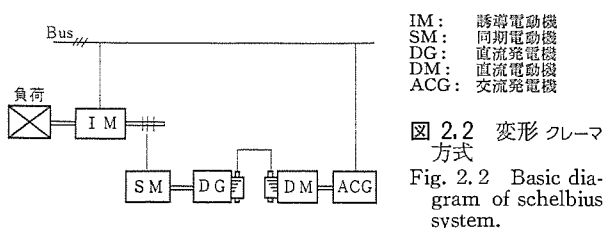


図 2.2 変形 クレーマ方式
Fig. 2.2 Basic diagram of schelbius system.

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氣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氣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え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

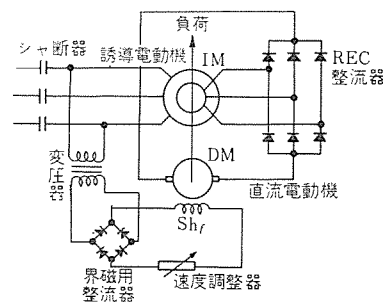


図 2.3 レクチフロードライブ原理図
Fig. 2.3 Basic diagram of rectiflow drive.

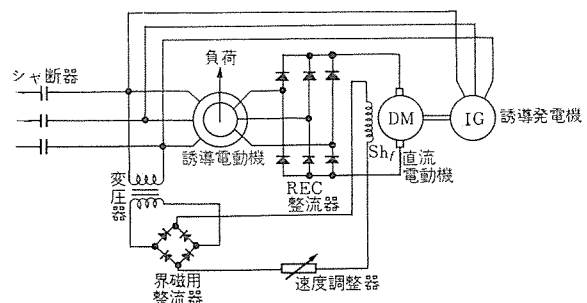


図 2.4 変形 レクチフロードライブ原理図
Fig. 2.4 Basic diagram of modified rectiflow drive.

にする。それぞれの基本的な原理を図 2.3, 2.4 に示す。

ここで古典的な クレーン 方式などは補助機器の電力の受授が可逆的であるために、力率制御や同期速度をこえた点での運転および負の トルク に対する速度制御などが可能であったが、半導体整流器を用いる場合にはこのような特質はすべて失われることに注意しなければならない。しかしこの種の速度制御法の最大の特長は電力損失の少ないことであり、この点は半導体整流器を使用することによってさらに高い効率をうることが可能となっている。また回転機を使用するよりも安価に製作しうるため、設備費の償却期間が短縮され容量の小さいものでも経済的に十分成立しうるようになっている。

3. 直結方式と変形方式との差異

いま簡単のために損失を無視して考えれば任意の速度における誘導電動機の機械的出力は

$$P_0 = P_i v \quad (3.1)$$

で表現される。ただし P_i = 入力、 v = 同期速度を単位とした速度したがって回転子からの電氣的出力は

$$P_r = P_i - P_0(1-v)P_i \quad (3.2)$$

そして直結方式の場合は図 2.3 に示したように誘導電動機と直流電動機とが機械的に直結されているので、全出力は

$$P_m = P_0 + P_r = P_i \quad (3.3)$$

となって入力と等しくなる。すなわち直結方式は速度に関係なく一定出力の運転が可能である。これに反して変形方式は図 2.4 に示したように負荷は誘導電動機のみによって駆動されるため、機械的出力は P_0 に等しく、定 トルク 特性をもつ。このことは応用上きわめて重要な相違点である。

つぎに両者の原理について考えると、誘導電動機の整流後における回転子電圧は、定性的に

$$E_r = k_1 E(1-v) \quad (3.4)$$

で与えられ、直流電動機の電機子電圧は

$$E_a = K_2 I_f v \quad (3.5)$$

で与えられる。ただし、 k_1, k_2 = 定数、 E = 電源電圧、 I_f = 界磁電流である。

直結方式では誘導電動機と直流電動機の速度が相等しく、かつ運転中には $E_r = E_a$ が成立たなければならないから

$$v = \frac{1}{1 + \frac{k_2 I_f}{k_1 E}} = \frac{1}{1 + K_1 I_f} \quad (3.6)$$

をうる。ただし $K_1 = k_2/k_1 E$

これに対して変形方式の場合には直流電動機は誘導電動機の速度とは無関係に一定速度の交流発電機を駆動しているため

$$E_a = k_3 I_f \quad (3.7)$$

と考えることができる。ただし k_3 = 定数

したがって式 (3.4) および (3.7) から

$$v = 1 - \frac{k_3 I_f}{k_1 E} = 1 - K_2 I_f \quad (3.8)$$

をうる。ただし $K_2 = k_3/k_1 E$

式 (3.6) および (3.8) を比較してみると、界磁電流 I_f が大きくなるにしたがって速度が減少することは変りないが、直結方式の場合には速度は界磁電流に対して双曲線的に変化し、けっして速度 0 にはならないのに反し変形方式では直線的に変化し、有限な界磁電流によって速度 0 をうるることが可能である。

界磁電流は磁束に比例するから、直結方式の場合には速度範囲

しゅんせつ船用 レクチフロードライブ・新良・元木・長良

が広くなれば低速において必要な磁束が急激に増加するので直流電動機の機械寸法が大きくなる。この点変形方式では、誘導電動機と直流電動機とはまったく無関係な速度を選定でき、また必要磁束は速度に対して直線的に増加するのみであるから、誘導電動機の定格速度が低い場合には直流電動機をできるだけ高速にすることによって安価に製作することができる。また既設の誘導電動機に直流電動機、交流発電機および整流器を追加することによってわりあい容易に改造しうる利点もある。

いずれにしてもこの種の系は設置される場所の特有の条件によって多くの変形が考えうるので、計画に当ってはそのつど慎重な検討を要する。

4. 主 砂 ポ ン プ

4.1 仕 様

しゅんせつ船の中で主砂 ポンプ に必要な電力はきわめて大きな比率を占めるので、これを レクチフロードライブ として電力の節減をはかることは大きな意義をもつ。ここで直結方式とするか変形方式とするかをまず考える必要がある。すなわち

- (1) 直結方式とすれば全速度範囲にわたって一定出力の特性をもたせうるので、しゅんせつ能力が増大する。
- (2) 変形方式とすれば設備費が安価になる。ただし一定 トルク 以下で運転しなければならない。

これら 2 種類の方式にはおのおの得失があり一概に優劣は決しがたい。結局この問題は今後の実績によって決せられることになる。

今回われわれが納入したものは直結方式で、その仕様は表 4.1

表 4.1 1,500 kW 主砂 ポンプレクチフロードライブ仕様

| 定 格 出 力 | | 1,500 kW | |
|-----------|-------|---------------------------------------|--------------------------|
| 速度制御範囲 | | (A) 350~300 rpm (60 c/s) | (B) 340~270 rpm (50 c/s) |
| 特 性 | | 定出力特性 | |
| 誘 導 電 動 機 | 出 力 | 1,500 kW | |
| | 電 圧, | (A) 3,300 V 60 c/s (B) 3,000 V 50 c/s | |
| | サイクル | 16 P | |
| | 極 数 | 巻線形 | |
| | 回 転 子 | 閉鎖管自己通風形、ベデスタル形、オイルリング式 | |
| 直 流 電 動 機 | 形 式 | B 種 | |
| | 絶 縁 | JEC-37 | |
| | 規 格 | 連続 | |
| | 定 格 | 出力電圧 (A) 540 V (B) 413 V | |
| | 出力電流 | 1,125 A 1,240 A | |
| シリコン整流器 | 定 格 | 連続 125% 2 時間 200% 1 分間 | |
| | 動 磁 | 150% 1 分間 | |
| | 最大回転力 | (A) 540 V (B) 413 V | |
| | 出力電圧 | 1,125 A 1,240 A | |
| | 出力電流 | 連続 125% 2 時間 200% 1 分間 | |
| 起動抵抗器 | | WR-16 液体抵抗器 | |
| 配 電 盤 | 形 式 | LH-216 防滴自立形 | |
| | シャ断器 | 一次 F-100 100 MVA 600 A | |
| | 二次 | DB-50 50 MA 1,500 A | |
| | 界磁励磁 | 5 kVA 電動スライダックトランス、シリコン整流器組合せ | |

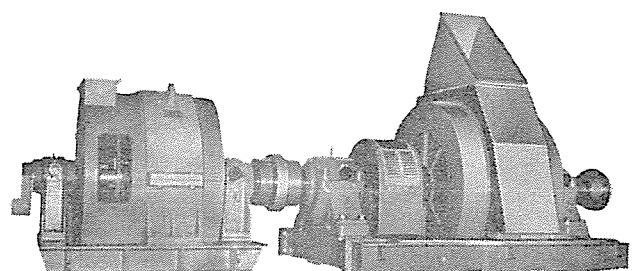


図 4.1 1,500 kW 主 ポンプ 駆動用 レクチフロードライブ
Fig. 4.1 1,500 kW rectiflow drive for pump dredger.

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ダスタル形とし、両者はギヤ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にとくに意を用いた。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ダ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。

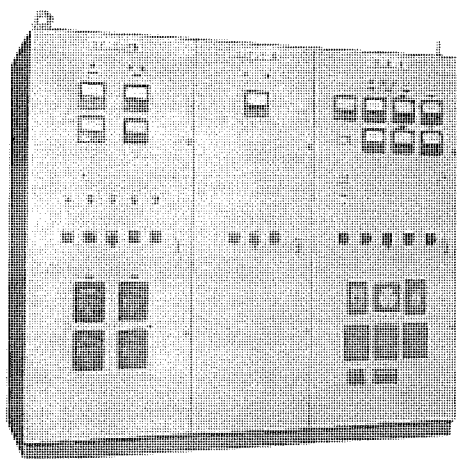
軸受はオイルリングによる自己給油方式であるが、運転中の船の傾斜を考慮した特殊な設計とした。

また停止中の防湿のためにスペースヒータを設置した。

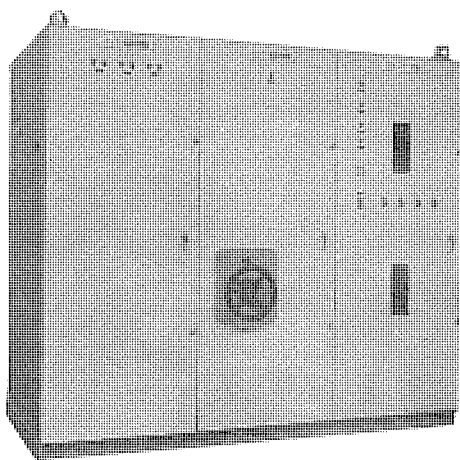
4.3 制御装置

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、カット盤

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クト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-200 F 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 サーヂ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) など設けアラームす

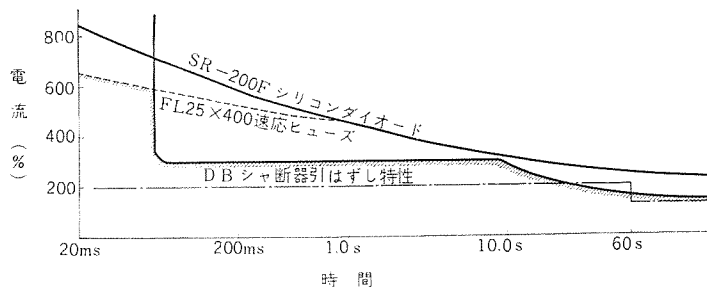


図 4.3 シリコン整流器過負荷耐量—保護特性曲線
Fig. 4.3 Overload protection curves for silicon rectifier.

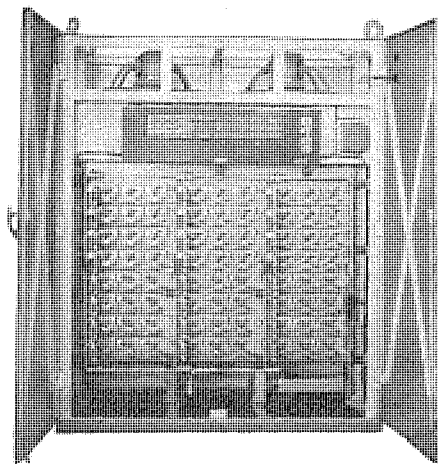


図 4.4 1,500 kW レクチフロードライブ用シリコン整流器盤
(強制風冷)
Fig. 4.4 Silicon rectifier panel for 1,500 kW rectiflow drive (Fan cooled).

るようにしている。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にしている。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、ピッチング、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 次抵抗起動による、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

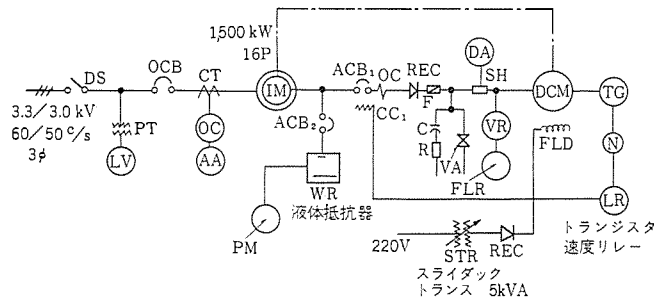


図 4.5 1,500 kW 主ポンプレクチフロードライブ回路構成
Fig. 4.5 Basic wiring diagram of 1,500 kW rectiflow drive (dredger pump).

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 に切替えている。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パバルブが設けてあるから起動、停止時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、起動時に急激な増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 0 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なつ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 箇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。

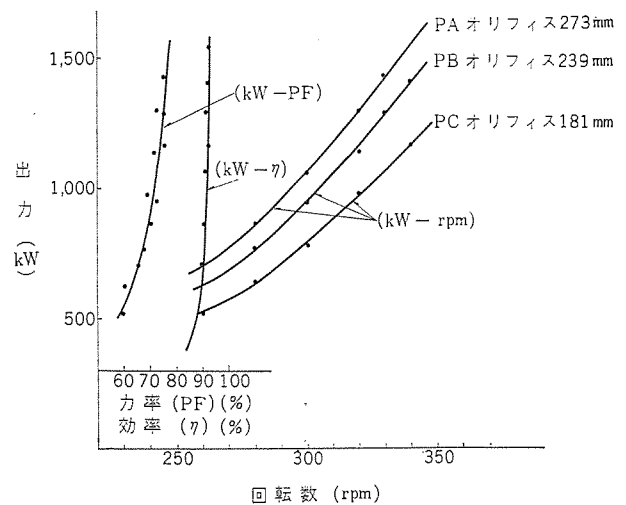


図 4.6 1,500 kW 主ポンプレクチフロードライブ実負荷特性曲線
Fig. 4.6 Characteristic curves of 1,500 kW main pump (Rectiflow Drive).

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、負荷変動に対しては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にしている。このウインチはまたスパッドウインチ、アンカーウイ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 |
| 直 流 電 動 機 | 出力電圧 出力電流 | 95 kW (A) 400 V 50 c/s (B) 440 V 60 c/s 10 P |
| シリコン整流器 | 出 力 | 405 V 195 A |
| 制 御 方 式 | | (A) 319 V (B) 350 V 209 A 189 A |
| | | 79 kW (A) 67 kW (B) 67 kW |
| | | 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上で直結した。(図 5.1)

通風は主砂ポンプと同様、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)

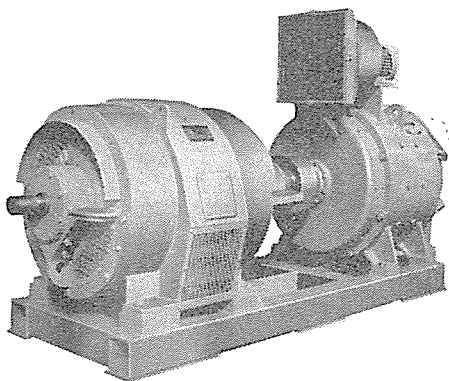
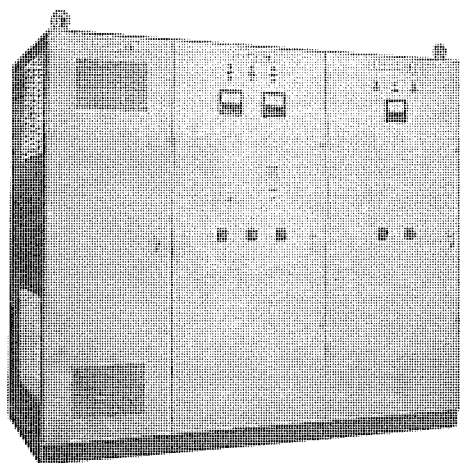
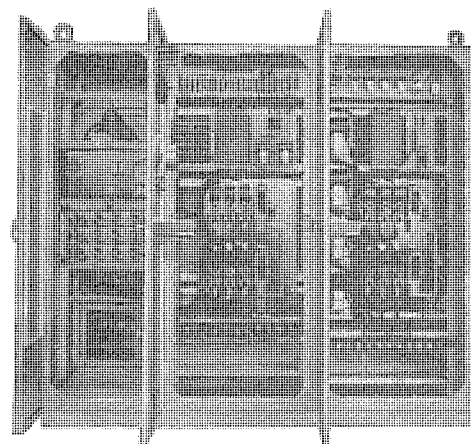


図 5.1 110 kW スウィングウインチ レクチフロードライブ
Fig. 5.1 110 kW Rectiflow Drive for swing winch.



(a) 外観



(b) 内部

図 5.2 配電盤 右から ラダーウインチ盤、スウィングウインチ盤

Fig. 5.2 Switchboard.

操作は電動器盤と操縦室の2箇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

スウィングウインチは船体のスウィングのほか、スパッド上下ウインチ、ウインドラ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、誘導電動機的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できるとともに、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。

運転中にスウィング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に自動的に速度を減じ、定出力領域で効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。

カット電動機が過負荷となったときには、自動的にスウィング速度を減じ、カットの過負荷解消とともに再び指令された速度に戻るようになっている。カット電動機は8/12/16極3段極数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ト電動機が90%以上の過負荷なれば、スウィング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、スウィング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

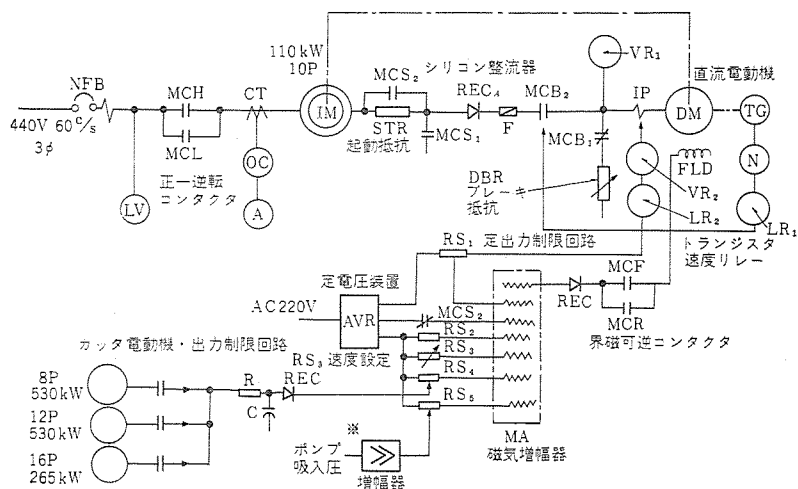


図 5.3 110 kW スウィングウインチ レクチフロードライブ 回路構成
Fig. 5.3 Basic wiring diagram of 110 kW Rectiflow Drive (Swing winch).

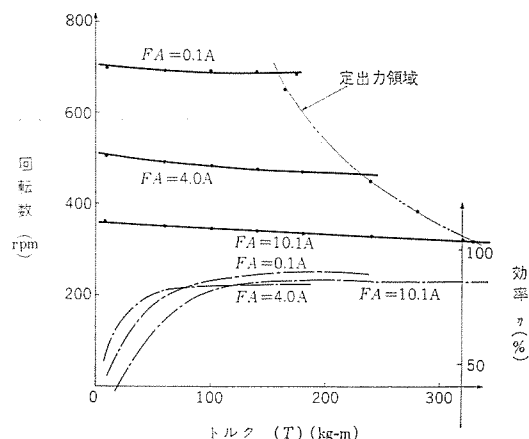


図 5.4 110 kW スウィングウインチ 制御特性
Fig. 5.4 Controlling characteristics of 110 kW swing winch (Rectiflow Drive).

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：スウィング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れないが、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：スウィングウインチは、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ベリ5%程度であった。(図5.4)

スウィング速度とカッタ、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ベ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。スウィング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

- (1) 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)
- (2) 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 英蔵 | 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 | 回転円板の繰返し回転停止の強度 | 菰原 智 | 研究所 |
| 37-4-3 | 電気四学会 | 中性子回折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く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は設備費、保守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概要を説明する。

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。そこできわめて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は、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パックとして使用する。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)もすべて自蔵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取り、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出すよう巻線自体の断面積を大きくしなければならぬから、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込める利点はこれを補って余りある。

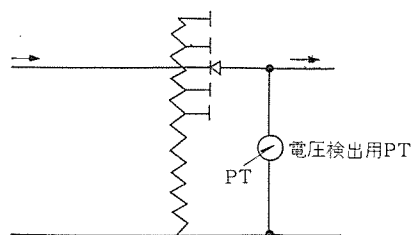


図 2.1 (a) 正接続
Fig. 2.1 (a) Positive connection.

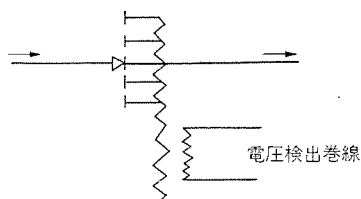


図 2.1 (b) 逆接続
Fig. 2.1 (b) Reverse connection.

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 6 kV 配電線において 1,000 kVA を目標とし、電圧調整範囲を $\pm 5\%$ 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、1,732 kVA 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 50 kVA 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 6 kV の配電線において通過容量 2,000 kVA (115.5%) の過負荷に耐え得るようになった。

6 kV および 3 kV 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とすることは構造上非常に困難となるため、6,600 V ± 330 V の調整幅はそのままとした。この時には 3,300 V に対して $\pm 10\%$ の調整範囲を有することとなるが通過容量は 6 kV 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アクトル式とし、リアクトルによる 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、これを定位置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。

配電線用柱上電圧調整器（ステップレグ）・清田

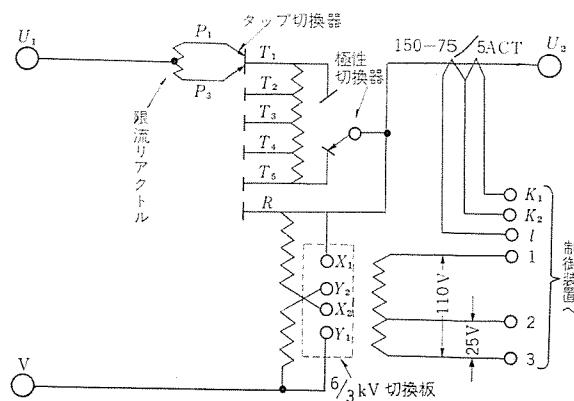


図 2.2 ステップレグの主回路接続
Fig. 2.2 Main circuit connection of STEPREG.

| | | |
|-----------|--|--|
| 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 |
| | 二次 | 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) 866 kVA (3,300 V 回路) 2,000 kVA (6,600 V 回路) 1,000 kVA (3,300 V 回路) | |
| | 連続 短時間 過負荷 | |
| 負荷時タップ切換器 | 並列区分リアクトル式 転極形 | |
| 制御装置 | 磁気増幅器式 | |
| 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 リアクトランス 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、限流リアクトル、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形式で、図 3.5 に示すように接合部が重ね接合となっており、次のような特長をもっている。

(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

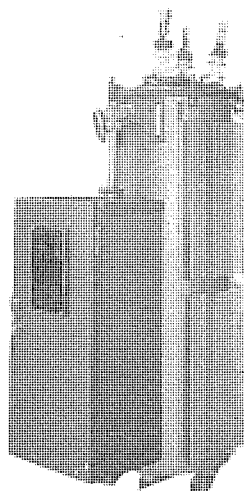


図 3.1 ステップレグ 外観
Fig. 3.1 Exterior view of STEPREG.

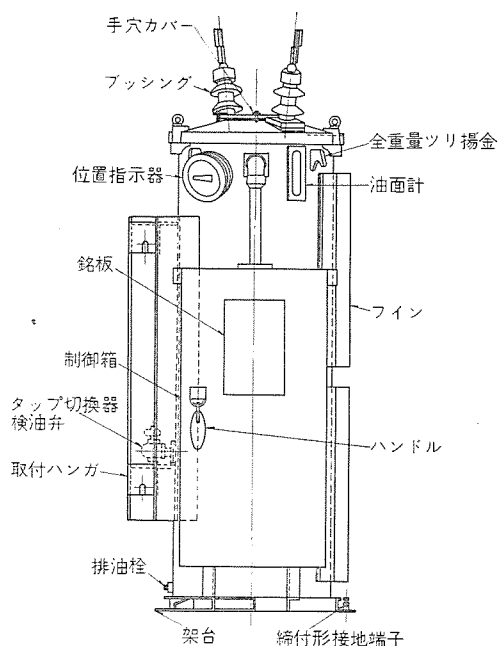


図 3.2 ステップレグ 外形図
Fig. 3.2 Outline of STEPREG.

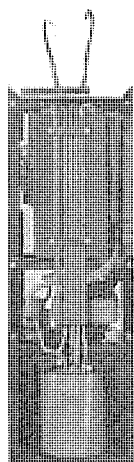


図 3.3 内部構造
Fig. 3.3 Interior construction.

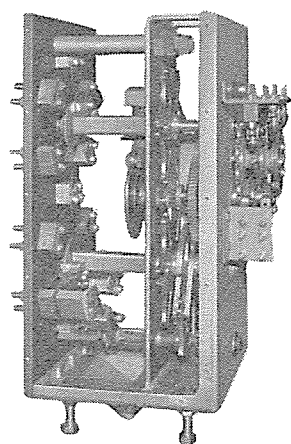


図 3.4 負荷時 タップ 切換器
Fig. 3.4 On-load-tap changer.

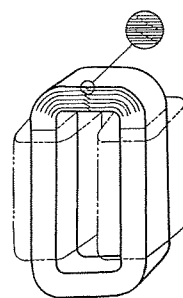


図 3.5 M コア の構造
Fig. 3.5 Construction of M-core.

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、方向性ケイ素鋼帯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恐れがない。

(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、アンパターンの分布が対称となるようにし、さらに巻線全体をワニス処理するなどの考慮して短絡時においても熱的、機械的に十分な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ツキとして働き、二つの相隣る固定接点の上にある時、橋絡状態にあるときは橋絡電流を安全な値に制限する役を受けもっており、巻線は橋絡状態で使用中でも連続使用に耐えるよう十分な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ン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付けられており、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の時点を超えるときに確実に連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

は可動接点子が固定接点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のたびに電流を開閉して、アークを発生するから、発弧部分には タングステン 系統結合金を用い、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 パネ 支持にし、固定接点に多少の高低差があっても首をふって十分な接触面積をもつようにした。

各 グループ の可動接点は ゼネパ 歯車方式を用いて間けつ的に、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に行なわれる利点がある。可動接点の可動軸には ゼネパ 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 25 W 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、ひんばんな起動、停止に耐えるようにした。電動機から平衡車減速機構を経て ゼネパ 機構の ピニオン 軸に伝達し、ピニオン 軸は 180 度回転するごとに前記各 グループ の可動接点を 1 タップ ずつ切り換える。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 度回転するごとに停止させ、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に行なわれて調整ぜ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 外部の検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（限時継電器、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

ばんな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 6,600 V \sim 5,940 V (3,300 V \sim 2,970 V) 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 \sim 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生して限時継電器を付勢するが、限時継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、不必要な 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。限時継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継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に考慮してある。

前述の バンド 幅電圧、および限時継電器の時限は、タップ の上昇（昇圧）方向、下降（降圧）方向それぞ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に昇圧、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 \sim 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 結線の場合いづ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ほ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

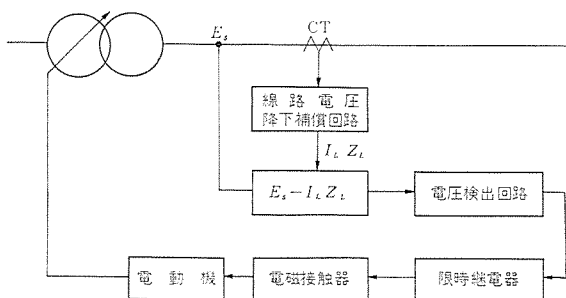


図 3.6 制御装置の構成

Fig. 3.6 Composition of control equipment.

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、交換が簡単容易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氣的機械的に高度の信頼性が要求され、とくに停止点換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ク時間の測定。
- (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 シュ断電流 151 A 回復電圧 149 V
二次昇圧一段 シュ断電流 75.7 A " 74.5 V

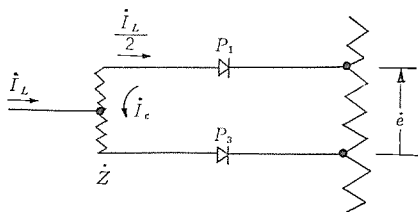


図 4.1 タップ 選択器回路接続
Fig. 4.1 Circuit connection of tap selector.

表 4.1 接点の責務

| | P_1 | | P_3 | |
|--------|-------------------------------------|---|-------------------------------------|---|
| | シュ断電流 | 回復電圧 | シュ断電流 | 回復電圧 |
| 二次降圧一段 | $\frac{1}{2} \dot{I}_L$ | $\frac{1}{2} \dot{I}_L \dot{Z}$ | — | — |
| 二次降圧二段 | — | — | $\dot{I}_c + \frac{1}{2} \dot{I}_L$ | $\dot{e} + \frac{1}{2} \dot{I}_L \dot{Z}$ |
| 二次昇圧一段 | — | — | $\frac{1}{2} \dot{I}_L$ | $\frac{1}{2} \dot{I}_L \dot{Z}$ |
| 二次昇圧二段 | $\dot{I}_c - \frac{1}{2} \dot{I}_L$ | $\dot{e} - \frac{1}{2} \dot{I}_L \dot{Z}$ | — | — |

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りの試験を行なった。

回復電圧 105 V シュ断電流 75 A 5 万回
回復電圧 205 V シュ断電流 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。かつ機構的にもガタ、ユルミ、摩耗などなら異常がなかった。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行なえるから、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う入するときでも、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 のばあい 0.625%、3,300 V のばあい 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に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 点に切換えれば、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。

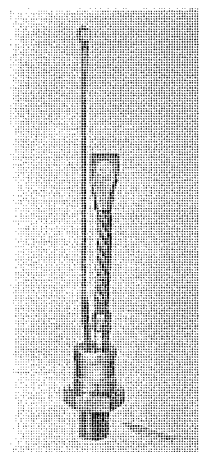
(6) ステップレグ本体と制御箱との取り付けはプラグイン接続方式となっているから、互換性があり、取りはずし、取換えが容易である。

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。

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 三菱トリエスタ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。



電 解 加 工

前田 祐雄*・斎藤 長男**・荒井 伸治*

Electrolytic Die Sinking

Research Laboratory Sachio MAEDA・Nagao SAITÔ・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ことを示したものは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Battele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ないかによって、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

従来の電解研摩や放電加工は、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10Vで40~50A/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澱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=1~0.8mをいどを与えた。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。

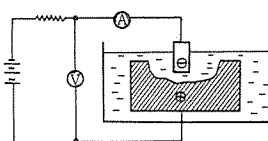


図 2.1 液中浸漬による電解
Fig. 2.1 Electrolysis by submerging in solution.

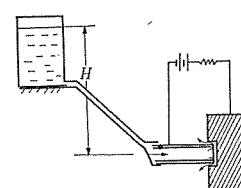


図 2.2 中空電極による電解液噴出
Fig. 2.2 Gushing of electrolytic solution with a hollow electrode.

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 | |
| しょう酸 (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 アーク 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 ネジ 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 はその上にしめ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 25 kg/cm² 最大流量 10 l/min 18-8 ステンレス 製 ギャーポンプ で、図 3.1 の加工そう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 220 V、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

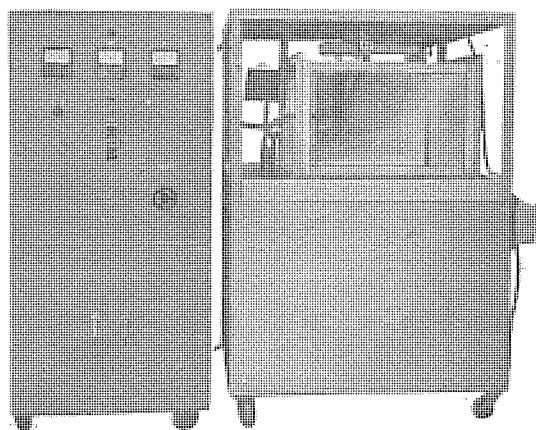


図 3.1 実験装置写真
Fig. 3.1 Arrangement of experiment.

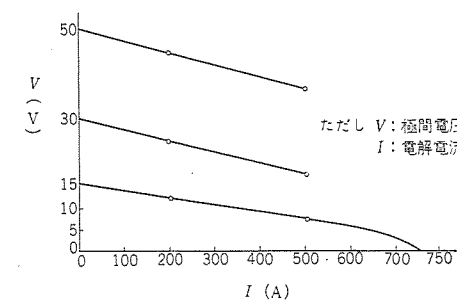
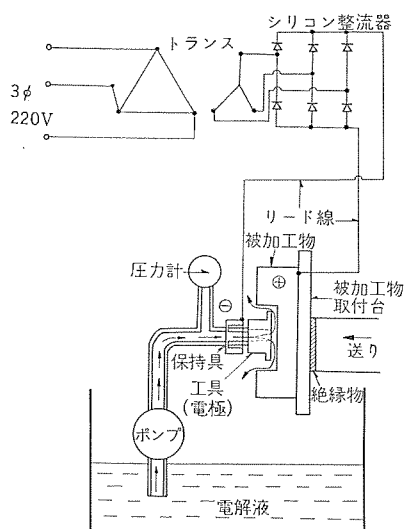


図 3.3 電源の電圧電流特性
Fig. 3.3 Voltage vs current characteristics of power source.

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、またはリアクトルをそう入することをせずに加工したので、トランス 自体の垂下特性、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 ていど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。

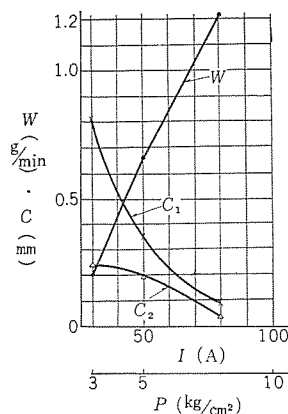
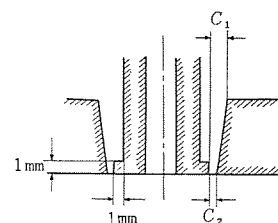
4. 実験結果

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



外径 19.4 mm 液 温 18°C
内径 7 mm 無負荷電圧 15 V

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.

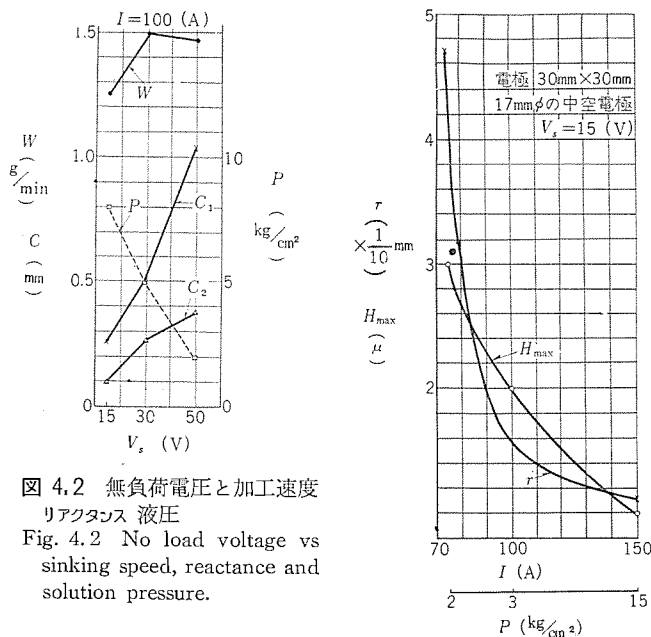


図 4.2 無負荷電圧と加工速度
リアクタンス 液圧
Fig. 4.2 No load voltage vs
sinking speed, reactance and
solution pressure.

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

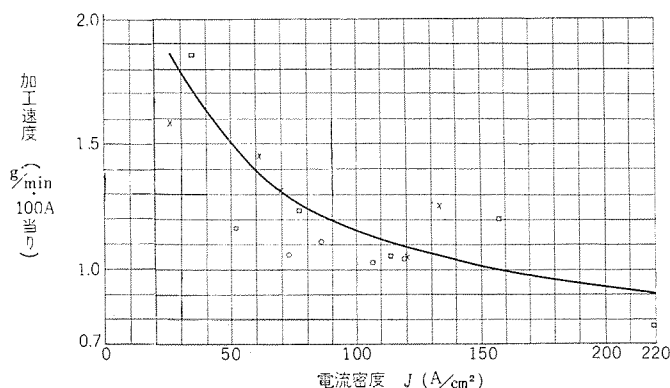


図 4.5 電流 100(A) 当りの加工速度と電流密度
Fig. 4.5 Sinking speed per every 100 A current vs current density.

対照的な関係にあり、その数値も加工速度とは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、15 V 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 加工面あらかさ、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、加工面あらかさ (H_{max}) ならびに穴

電解加工・前田・斎藤・荒井

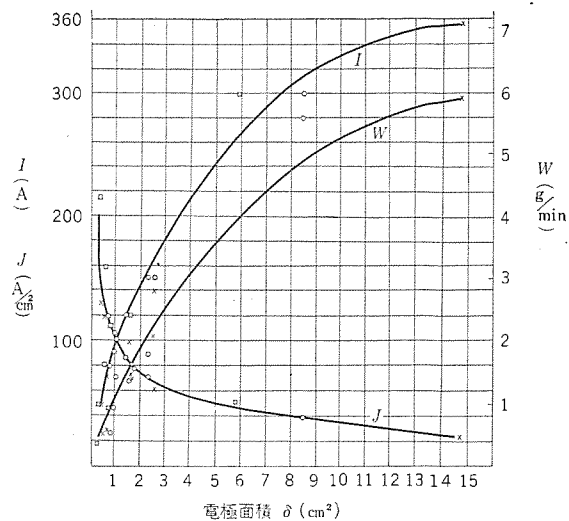


図 4.4 電極面積と電流、電流密度、加工速度
Fig. 4.4 Electrode area vs current, current
density and sinking speed.

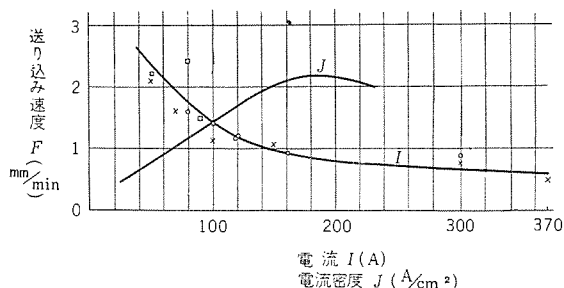


図 4.6 電極送り込み速度と電流、電流密度
Fig. 4.6 Electrode feeding speed vs current and
density.

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か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
とは変わってくる。

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 $0.4\sim 15\text{cm}^2$ ていどに変え、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、極間の短絡を発生しないいどに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。 $I=3$
60 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 ファラデー 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% くらいから 90% くらいの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予想される。

図 4.6 にて電極の送り込み速度 (F) は $2.5 \sim 0.7 \text{ mm/min}$ である。この値は米国 Battele 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

食塩水飽和溶液

食 塩 (上質塩 NaCl 95% 以上 赤穂)
水 (水道水)

| | 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 ず み 透 明 | 6.30 | | |
| 約 20 g/l の鉄を 加工後のうわず 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でいどであるが、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示している。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 1 l の加工液当たり約 20 g 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にすれば、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示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。実験のときに見られる様子でも、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、塩酸の方が長くなり、かなり長時間青色のまま保たれる。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、沈澱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くる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澱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 0.5 l)をもって、図 3.1 の加工その上方および下方において、ガラス容器のコックを開放後閉めて行なった。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、よう化カリ澱粉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。

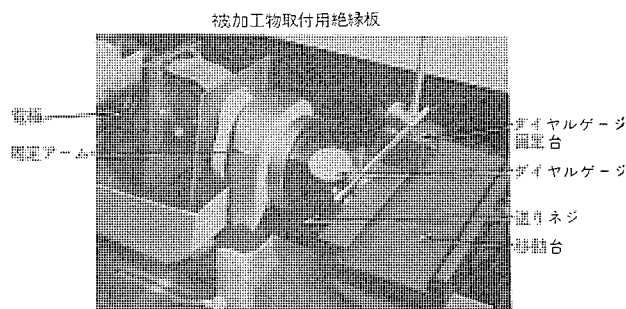


図 7.1 極間距離測定部

Fig. 7.1 Measurement of electrode gap distance.

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けている。送りは、被加工物を支持している軸をネジで送る。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、零点はテストで定めた。

加工液循環用ポンプおよび電源は、前述のものと同一である。

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ォ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バ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 k Ω の高抵抗を入れて入力分圧し、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 k Ω : 2 k Ω のデバイダを使用し、電流の小さいときは直接バリコーダで測定した。電流導線は 10mm ϕ 銅撚線を用いた。この抵抗値はダブルリッジ法で長さ 3m につき測った結果 0.00329 Ω 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 はブルド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。つぎにバ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

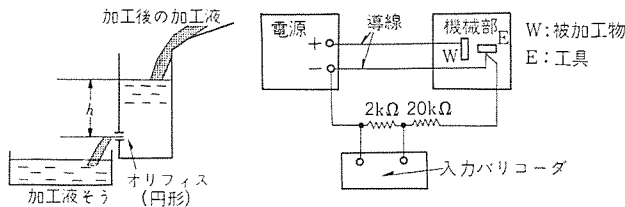


図 7.2
Fig. 7.2

図 7.3
Fig. 7.3

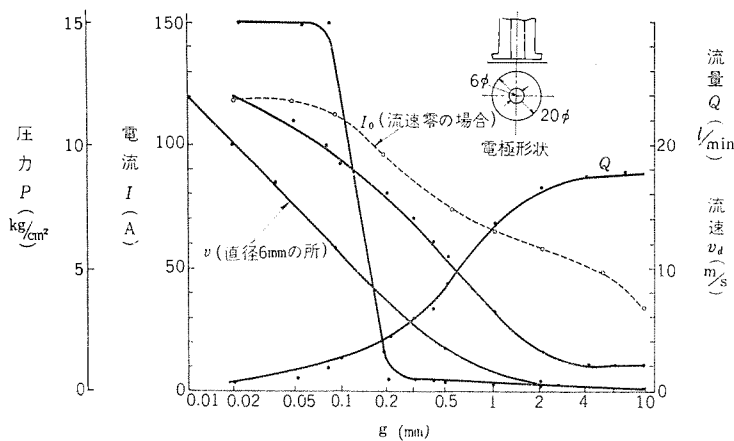


図 7.4 極間距離と電流、圧力、流量との関係 無負荷電圧 15 V
Fig. 7.4 Relation of electrode gap distance with current, pressure and flow volume no-load voltage 15 V.

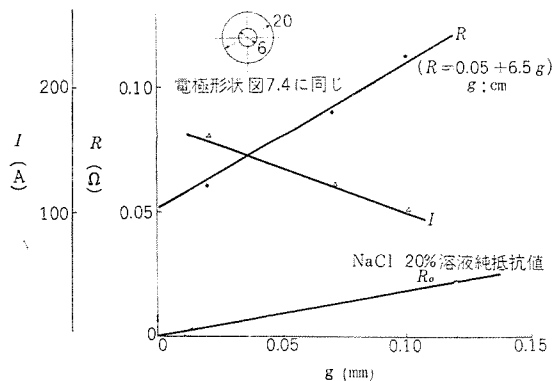


図 7.5 臨界ギャップ以下における極間抵抗値 $R(\frac{V}{I})$ および電流値 I (無負荷電圧 15 V)
Fig. 7.5 Electrodes gap resistance $R(\frac{V}{I})$, and current I down to the critical gap. (no-load voltage 15 V)

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 6mm すなわちちょうど液がキ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。

$$v = \frac{Q}{\pi d g}$$

g : 極間距離
 d : 直径、今の場合 6 mm
 Q : 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 mm ~ 0.15 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 NaCl 20% 水溶液の比電導度 ($K = 1957 \times 10^{-4}$ cm/ Ω 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と

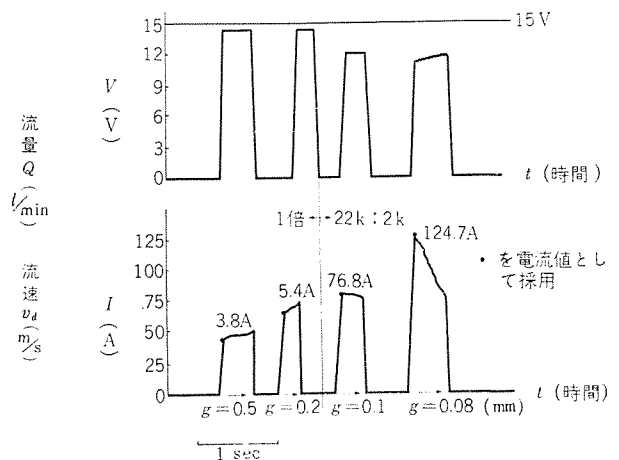


図 7.6 電圧 V と電流 I のバリコーダによる記録 (実験条件は図 4.3 と同じ)
Fig. 7.6 Record of voltage V and current I by means of a varicorder.

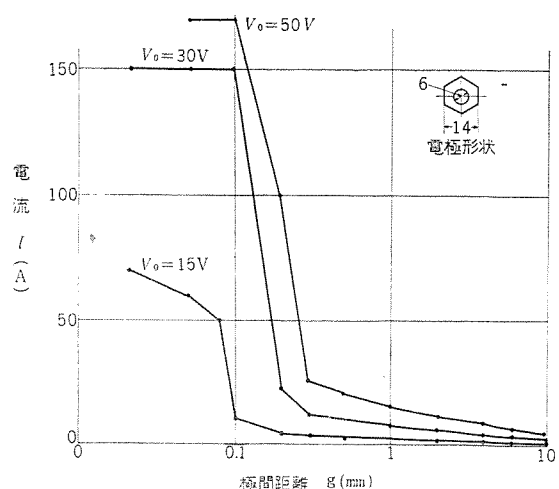


図 7.7 無負荷電圧 V_0 を変えた場合の I - g 図
Fig. 7.7 I - g diagram when no-load voltage V_0 is varied.

仮定する。前者が 3.5 倍でいど大きな値となつて示されている。
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。

$$R=r+\rho g \cdots \cdots (7.1)$$

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

ただし g : 極間距離 cm

A : 電極面積 cm^2

(b) パリコーダによる記録

パリコーダによって、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、電流の時間的な変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。

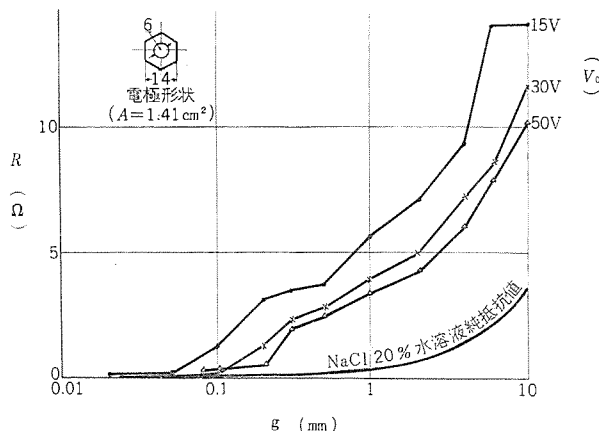


図 7.8 無負荷電圧値を変えた場合の R - g 図
Fig. 7.8 R - g diagram when no-load voltage is varied.

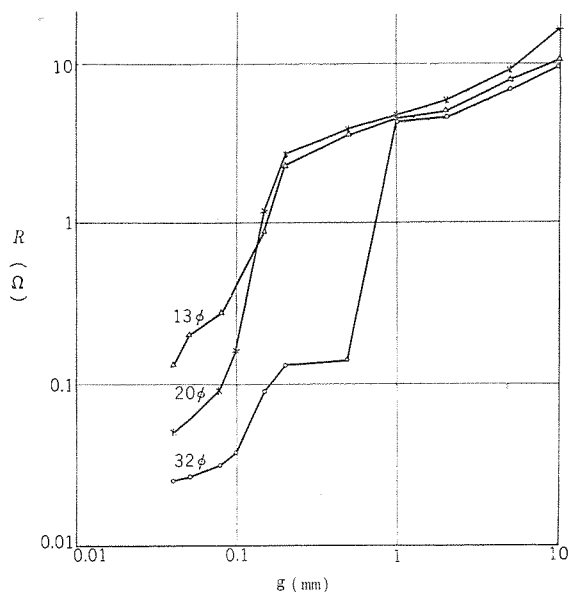


図 7.9 電極面積を変えた場合 R - g の関係
無負荷電圧値 $V_0=15 \text{ V}$ 内径 6 mmφ
Fig. 7.9 Relation between R and g when electrode area is varied.

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 |

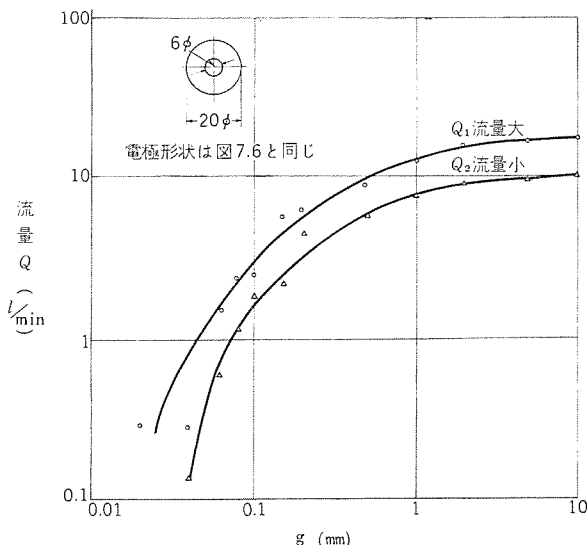


図 7.10 バイパス弁で逃がしたときの流量の相違
Fig. 7.10 Difference in flow volume when released by bipath valve.

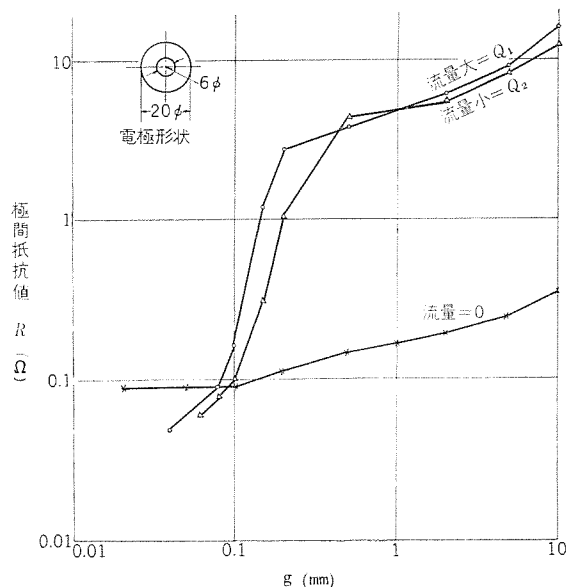


図 7.11 流量を変化した場合の R - g の関係無負荷電圧値 $V_0=15 \text{ V}$
Fig. 7.11 Relation between R and g when flow volume is varied.

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 mmφ として外径が 32 mmφ, 20 mmφ, 13 mmφ 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 mmφ (6 mmφ 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, 電極には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らうか. 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

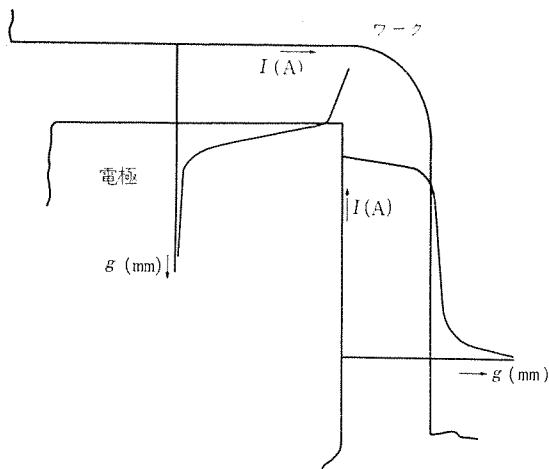


図 8.1 加工クリアランスと臨界ギャップとの関係の概念的表示
Fig. 8.1 Brief representation of relation between sinking clearance and critical gap.

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しゅんであることが望ましいことといえよう.

以上のことがらを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 以内における極間抵抗を与える式 (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, 抵抗 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.

$$A \cdot R = A_1 \cdot R_1 = A_1(r_1 + \rho \cdot g) \dots \dots \dots (8.1)$$

A : 電極面積 (cm²)

R : 極間抵抗 (Ω)

g : 極間距離 (cm)

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

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

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.

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

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.

次に電流密度 J は次式で示される.

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

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 リード線も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う入してみる. 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 に保たれていると仮定し, 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

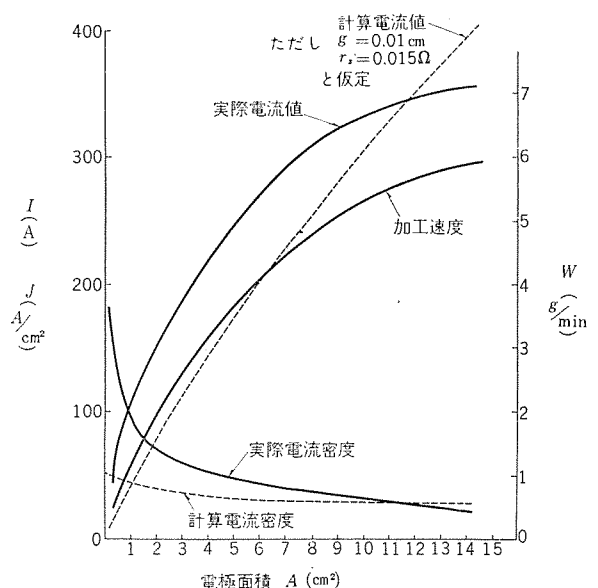


図 8.2 Fig. 8.2

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って、実際値に近くなるものと思われる。

電解加工として 10,000 A 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、

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

もし $V_0 = 15 \text{ V}$ 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。

$r_s = 0.1 \times 10^{-2} \Omega$ て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 $26 \text{ cm} \times 26 \text{ cm}$ 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。

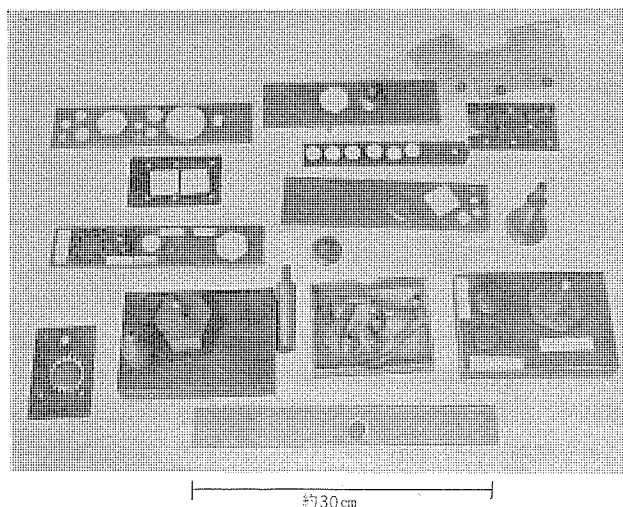


図 9.1 加工見本
Fig. 9.1 Processed sample.

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、従来電解研摩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) 加工面あらかさ、穴底コー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% ていどではなかろうかと思われる。

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。100 A 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、このていどが普通の加工ていどと見られる。

(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澱を生じ、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变化はない。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

- (1) 特願25~2104 [電解によるサッ孔および切断装置] 斎藤長男
- (2) ANOCUT カタログ (1959) Electrolytic Horizontal Cavity Sinkers.
- (3) C.L. Faust & C.A. Snavely: "Electroshaping: New-process Speeds Metal Removal" The Iron Age; Nov. No. 3, pp. 77~78 (1960).
- (4) "Equipment Handles Electrochemical Machining" steel Oct. 2, (1961).
- (5) 機械試験所 ニュース No. 12 (1961).
- (6) 井上潔, 渋谷歳; "電解加工とその応用" 機械と工具, 10 月, pp. 105~101 (1961).
- (7) C.L. Faust 他; 前出 (3).
- (8) 亀高, 榎本; 新無機化学; 丸善 昭 22 年版.
- (9) 工業材料便覧 第 3 編 第 2 章 p. 435.
- (10) 一般化学(下); 岩波書店 p. 482.
- (11) 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氣的に必要な条件は、広い周波数範囲にわたって入力電圧定在波比が小さくしなければならぬことはもちろんであるが、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氣的調整は行なわなくとも所要の電氣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押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形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に分類される。

- (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
 - (c₁) 共振窓を用いる広帯域整合法
 - (c₂) 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) サスセプタンス素子により周波数特性を補償する広帯域整合法
 - (d₁) 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
 - (d₂) 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

方法が実用上はなほ有効である。

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、もとの回路の電氣的性質を調べて、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

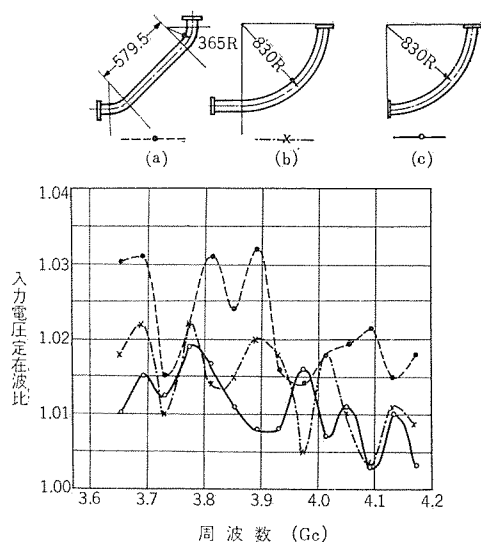


図 2.1 4Gc 帯 H 面曲線曲り導波管の入力電圧定在波比特性
Fig. 2.1 Input voltage standing wave ratio of H-plane curved waveguide bend for 4Gc band.

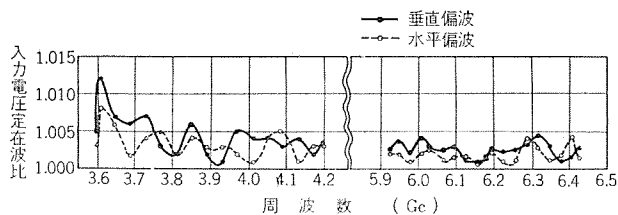
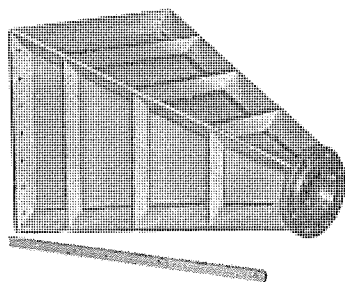


図 2.2 ホーン・リフレクタ・アンテナ用フィード・ホーンの外觀とその入力電圧定在波比特性
Fig. 2.2 Outside view of feed horn of horn reflector antenna and its input voltage standing wave ratio.

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らないし、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。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、レーザ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⁽⁹⁾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ハ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 Gc 帯および 6 Gc 帯共用で将来はさらに 11 Gc 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鍍法で作ったものにフランジおよび補強ワフを取付けてある。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押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 (公差)/(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ことを示す一例が図 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ダ付けして製作した 6,000 Mc 帯用標準方

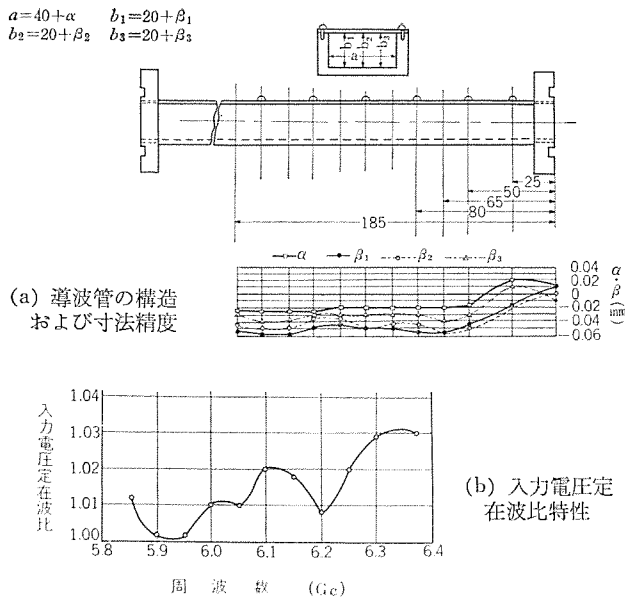


図 2.3 直線導波管の内側寸法の不均一性による影響
Fig. 2.3 Effect due to non-uniformity of inside dimensions of straight waveguide.

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 Gc 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

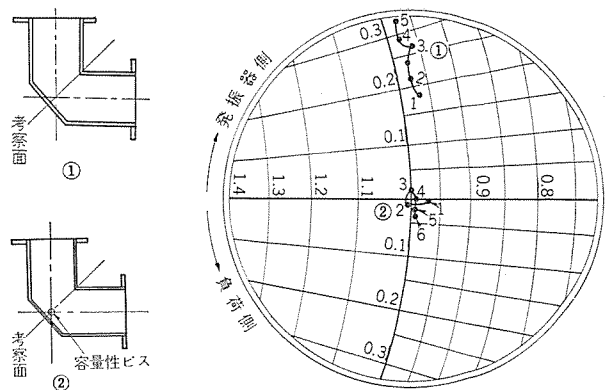


図 3.1 4 Gc 帯 H 面 1 回角曲り導波管の広帯域整合
Fig. 3.1 Broad-band matching of H-plane single corner waveguide bend for 4 Gc band.

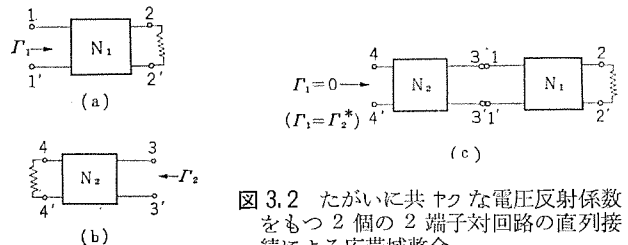


図 3.2 たがいいに共役な電圧反射係数をもつ 2 個の 2 端子対回路の直列接続による広帯域整合
Fig. 3.2 Broad-band matching performed by series connection of two two-terminal-pairs circuits whose voltage reflection coefficients are conjugate with each other.

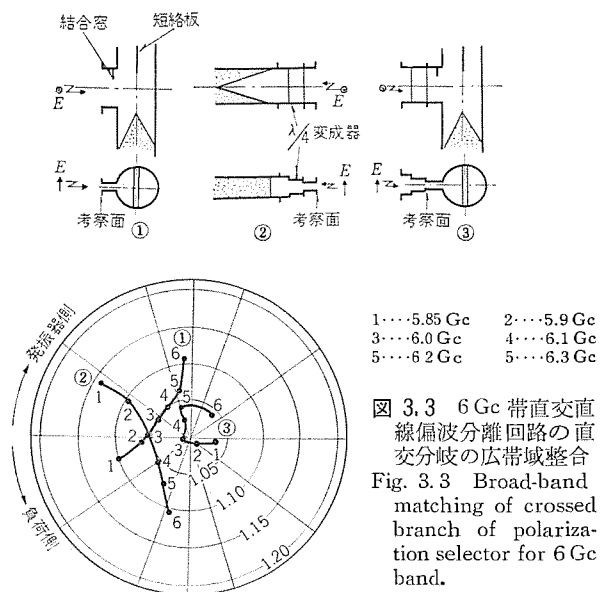


図 3.3 6 Gc 帯直交直線偏波分離回路の直交分岐の広帯域整合
Fig. 3.3 Broad-band matching of crossed branch of polarization selector for 6 Gc band.

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にすれば、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ダクタンスが常に 1 であり、サ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 1~1' と N_2 の端子対 3~3' とを接続した (c) の回路において、端子対 2~2' を無反射終端したときに端子対 4~4' にあらわれる電圧反射係数、および、端子対 4~4' を無反射終端したときに端子対 2~2' にあらわれる電圧反射係数はともにゼロとなる。したがってもし広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、それは広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広帯域整合に適用した場合を示したものである。曲線①はヘッパ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ッパ方形導波管側より測定した場合の入力アドミタンス②とスミス図表の $G=1$ の直線に対してほぼ対称の位置にある。すなわち上式の間隔を広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に示すように広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広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セプタンス素子でなくて、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 広帯域整合法

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広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広帯域温度補償は 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広帯域温度補償を行なっている⁽⁶⁾。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⁽⁶⁾⁽⁸⁾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 π 円偏波率が 1 になるようにして π 円偏波率の広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広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 と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 と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っ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 におけるサセプタンスが被整合回路の f_2 におけるサ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 との 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 におけるサセプタンスと共振窓の f_2 におけるサ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ツクを固定し、それにマイカ膜を接着したものである。金属張ツ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セプタンスを呈する。したがって張ツ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

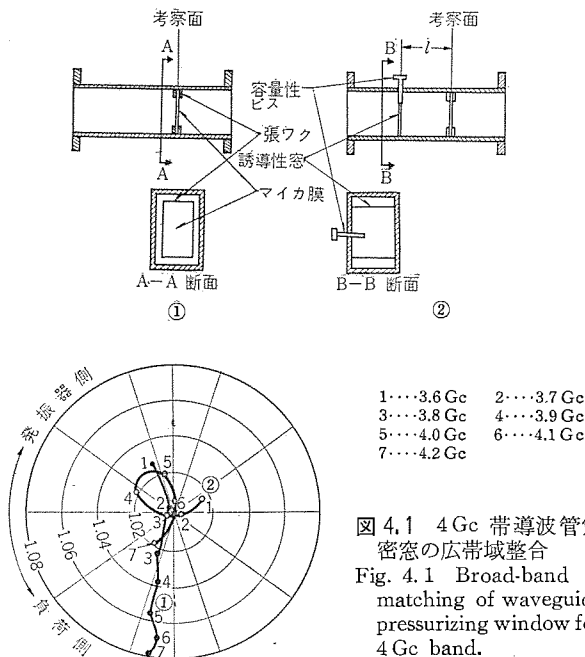


図 4.1 4 Gc 帯導波管気密窓の広帯域整合
Fig. 4.1 Broad-band matching of waveguide pressurizing window for 4 Gc band.

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ピ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、共振窓の容量性ピ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にすればよく、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 とをとたとえば 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る。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 になってい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パーをつけ、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

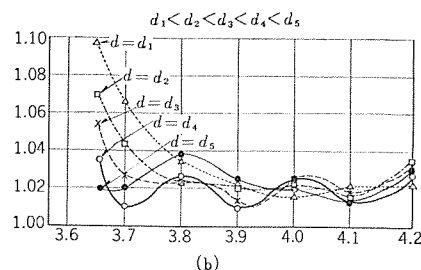
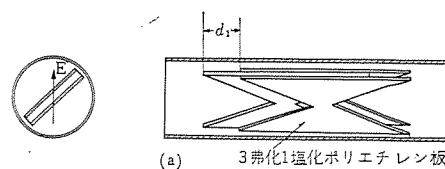
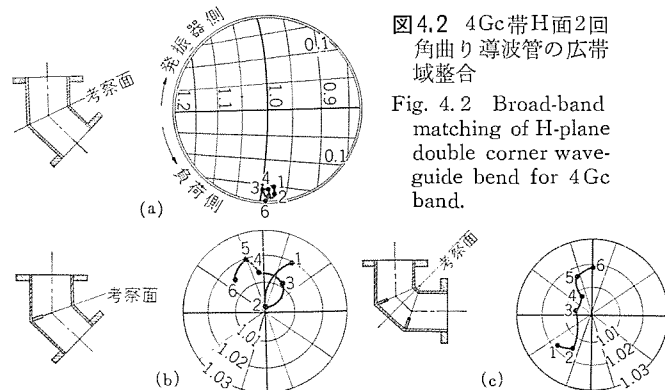


図 4.3 4 Gc 帯誘電体板形 1/4 波長板の広帯域整合
Fig. 4.3 Broad-band matching of dielectric slab type quarter-wave plate for 4 Gc band.

テーパー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セプタンス素子の移相特性が円偏波率に悪影響を及ぼすから、整合にサセプタンス素子の不要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 図表の中心を中心とする円弧に沿うように、適当なサセプタンスを線路に並列に

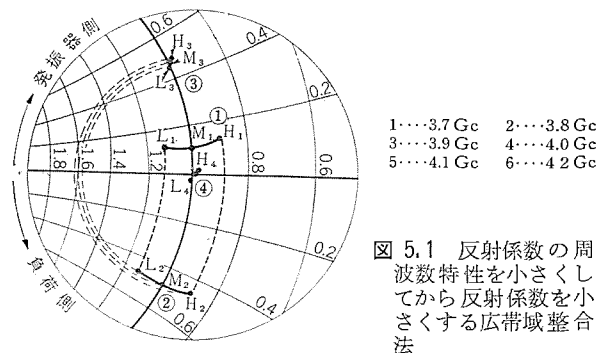


Fig. 5.1 Illustration of broad-band matching that is performed by diminishing reflection coefficient after compensating its frequency character.

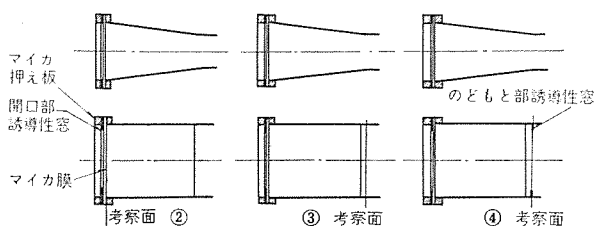


図 5.2 4 Gc 帯フィード・ホーンの広帯域整合
Fig. 5.2 Broad-band matching of feed horn for 4 Gc band.

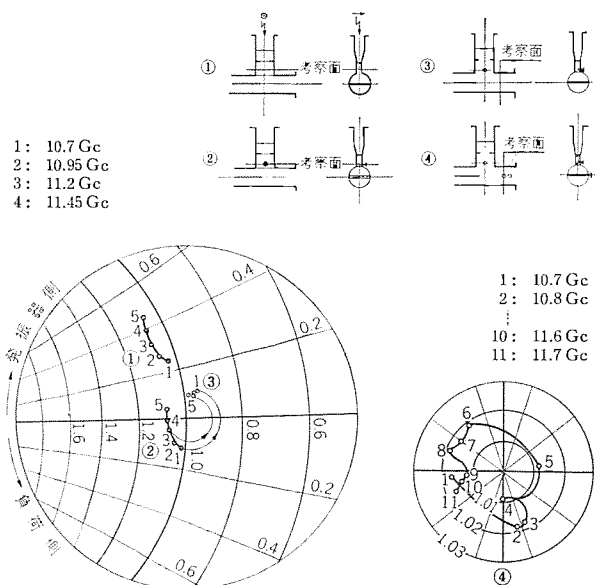


図 5.3 11 Gc 帯直交直線偏波分離回路直交分岐の広帯域整合
Fig. 5.3 Broad-band matching of crossed branch of polarization selector for 11 Gc band.

そう入る。図の場合容量性サセプタン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、容量性サセプタンス素子を用いるべきか、誘導性サセプタン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に移すのにサセプタンス素子を用い、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。

つぎに考察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図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 なる円弧上まで考察面を移動する。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察面での曲線がスミス図表上の $G=1$ 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当に調整しておく必要がある。

最後に適当なサセプタンス素子で整合をとると、曲線③が曲線④となり広帯域整合が得られる。このときサセプタン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当な形状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当に選んで反射係数の大きさの周波数特性をなく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る必要がある。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適当に選ぶという手順によっており、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ピスは曲線①および②の考察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セプタンス素子を作ること考えれば、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ピスがそのそう入点②において呈するアドミタンスであり、曲線 A_1 はこのピスが点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 はこのピスがそう入点③から発

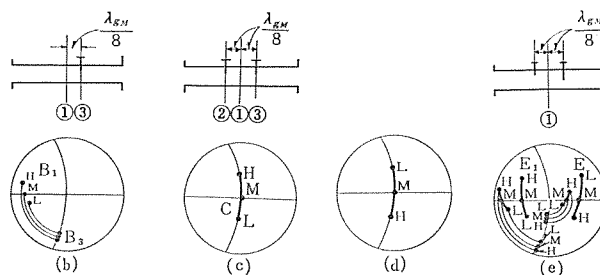
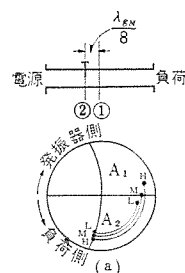


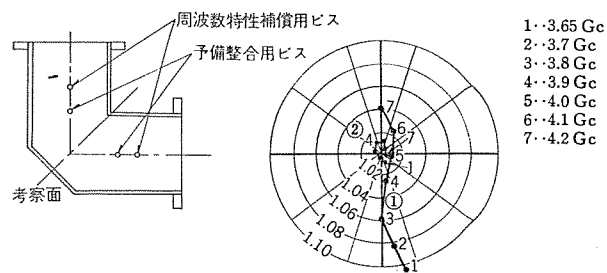
図 6.1 2 本の容量性ピスによる周波数特性の補償
Fig. 6.1 Compensation of frequency character by two capacitive screws.

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太くするか、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ペンション素子⁽¹⁰⁾であって、被整合回路の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。

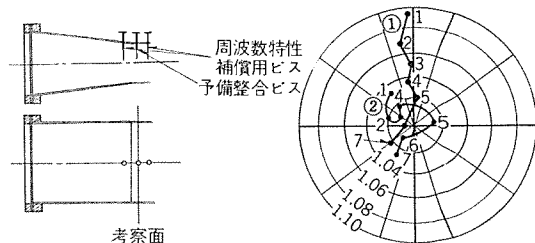
以上は被整合回路のアドミタンスがスミス図表上でサスペンション $B=0$ を中心として、コンダクタンス $G=1$ の円周上にある場合である。しかしながらこの方法は必ずしも $G=1$ である必要はない。もしもかりに被整合回路のアドミタンスが図6.1(e)の曲線Eのように $G<1$ の領域にあれば、負荷側のビスを発振器側のビスよりも深くそう入しておけば、E₁のように $G>1$ の領域で任意周波数特性のサスペンションが実現できて広帯域整合が行なわれる。逆に、発振器側のビスを負荷側のビスよりも深くそう入しておけば、被整合回路のアドミタンスが $G>1$ なる領域にある場合に適用できる。

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っておく点が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の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値がほとんど不変であって、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変であって、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付のサスペンション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にしている。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な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。

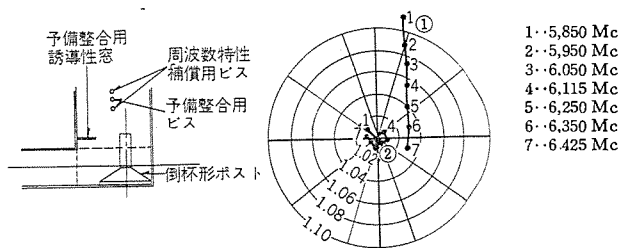
この方法は予備整合の結果が周波数特性が余り大きいと具合がマイクロ波回路の広帯域整合・喜連川・立川



(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程度の予備整合をとっ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す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

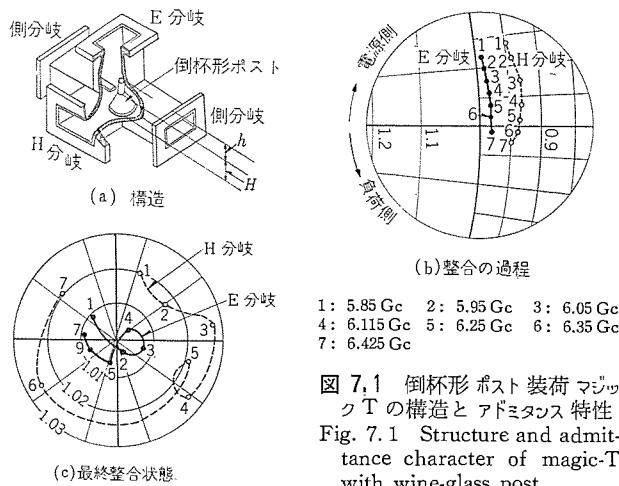


図 7.1 倒杯形 ポスト 装荷 マジック T の構造とアドミタンス特性
Fig. 7.1 Structure and admittance character of magic-T with wine-glass post.

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たことが大切である。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 (d_2) 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 (d_2) 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、(d_2) 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 方向偏波状態および Y 方向偏波状態について整合をとることがまず必要で、つぎに X 方向偏波状態の短絡板にまったく影響を与えない Y 方向偏波状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 (d_2) 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 両方向偏波状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ほ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、し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鞭撻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)

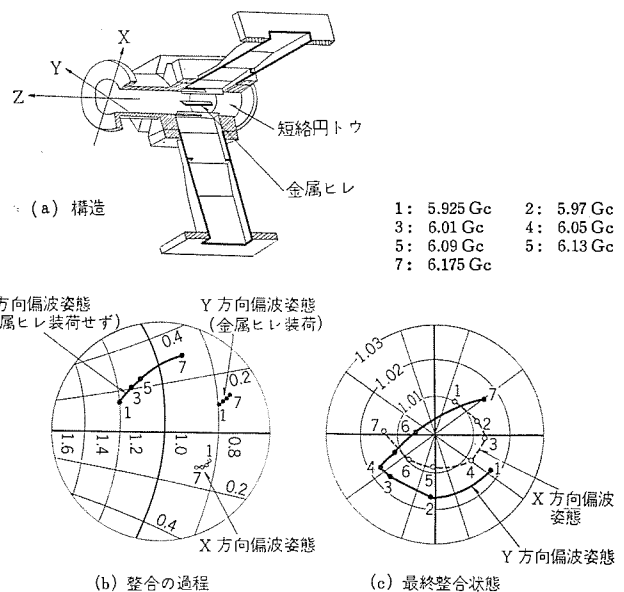


図 7.2 3 軸直交円形管ハイブリッド回路の構造とアドミタンス特性
Fig. 7.2 Structure and admittance character of circular waveguide hybrid junction.

参 考 文 献

- (1) 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）。
- (2) N. Marcuvitz: Waveguide Handbook, M.I.T. Red. Lab. Series, 10, pp. 333~335, McGraw-Hill Book Co. Inc., New York (1951).
- (3) H. L. Munchen: Breitbandanpassung von Hornparabolantennen. Frequenz, 13, No. 12, pp. 390~397 (Dec., 1959).
- (4) 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)。
- (5) 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)。
- (6) T. Kitsuregawa, S. Nakahara and S. Tachikawa: Broad-band Quarter-Wave Plate, Mitsubishi Denki Laboratory Reports, 1, No. 4 (Oct., 1960).
- (7) 喜連川・信岡・中原：差動形筋付導波管広帯域 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)。
- (8) 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)。
- (9) 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)。
- (10) 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)。
- (11) 喜連川・東野：導波管気密窓，「三菱電機」，28, No. 4, pp. 194~196 (昭 29)。
- (12) 喜連川・東野：同軸ケーブルと矩形導波管とのフィンガ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）。
- (13) 河津・榎本・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)。
- (14) 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)。
- (15) 喜連川・立川：11 Gc 帯直交直線偏波分離回路，昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集，p. 1252 (昭 35-7)。
- (16) 河津・大橋・石井：リアクタンス素子による広帯域整合の方法，昭和 30 年電気三学会連合大会講演論文集，p. 643 (昭 30-4)。
- (17) 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)。
- (18) 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)。
- (19) 土井・青木・河津・大橋・加藤・沼野・榎本・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 Eichi 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 1 kc 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う欠点はあるが、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えることができる。

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のところの見地から、われわれは電圧形による演算方式を採用している。

(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、近來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1 kc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に示したようなラッシュのセンタータップ形で入力、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

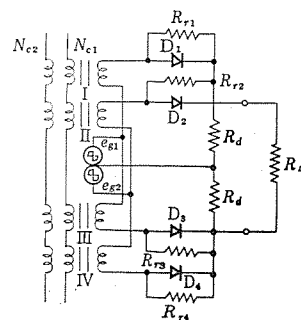
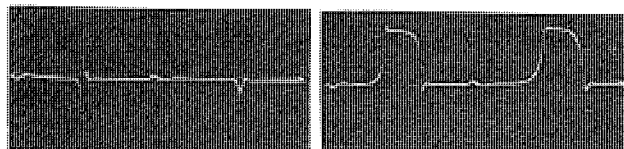
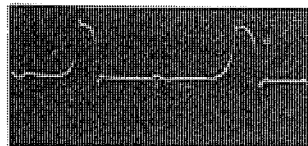


図 2.1 基本磁気増幅器回路
Fig 2.1 Basic magnetic amplifier circuit.

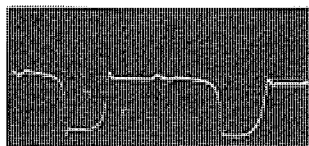


(a) $V_0=0$
20 V/div 0.1 ms/div

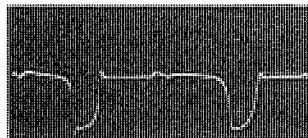
(d) $V_0=+10\text{ V}$



(b) $V_0=+4\text{ V}$



(e) $V_0=-10\text{ V}$



(c) $V_0=-4\text{ V}$

図 2.2 磁気増幅器の出力電圧波形

Fig. 2.2 Output voltage waveforms of magnetic amplifiers.

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・マックスで、外径、内径、高さ、板厚はそれぞれ 35, 25, 10, 0.05 のトイダル鉄心である。出力巻線は 0.18 ϕ 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 $I_{c10}^* \text{ mA}$ | 0.1 | 0.2 | 0.5 | 1.0 | 2.0 | 5.0 | 10 | 20 | 50 | 100 |
| 制御巻線抵抗 $r_w \Omega$ | 150 | 75 | 11 | 6 | 1.5 | 0.6 | 0.2 | 0.1 | 0.02 | 0.01 |
| 相互抵抗 $R_m^* \text{ k}\Omega$ | 100 | 50 | 20 | 10 | 5 | 2 | 1 | 0.5 | 0.2 | 0.1 |
| 折点角周波数係数 $B_w \text{ rad/sec}/\Omega$ | 0.625 $\times 10^{-2}$ | 0.025 | 0.156 | 0.625 | 2.5 | 15.6 | 62.5 | 250 | 1,560 | 6,250 |
| 性能係数 $F \text{ rad/sec}$ | 625 | 1.25×10^5 | 3.125×10^5 | 6.25×10^5 | 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 $d \text{ mm}\phi$ | 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 $\pm 10 \text{ V}$
出力電流 $\pm 10 \text{ mA}$
負荷抵抗 $1 \text{ k}\Omega$
制御 アンペアターン $\pm 0.1 \text{ AT}$

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

一般の磁気増幅器において、その出力電圧 V_o は、入力 アンペアターン AT_c のほかに、出力電流 I_o や制御回路抵抗 R_o にも依存し、

$$V_o = f(AT_c, I_o, R_o) \quad (3.1)$$

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増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ターンのみにより決まり、しかもその間の関係は直線関係であることが確かめられたので、これをアンペアターンゲイン k_{AT} として

$$V_o = k_{AT} \cdot AT_c \quad (3.2)$$

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

$$V_o = k_{AT} \cdot N_c \cdot I_c = R_m \cdot I_c \quad (3.3)$$

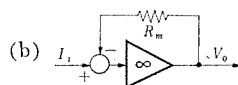
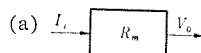
$$\text{ただし } R_m = k_{AT} \cdot N_c \quad (3.4)$$

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_o 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、より实际的であろう。

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 巻線に正帰還を付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_m .

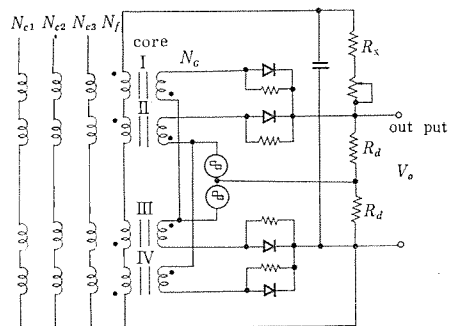


図 3.2 R_m 補償形演算増幅器回路

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

$$k_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_m I_L}{R_i I_c} = \frac{R_m}{R_i} \dots\dots\dots (3.5)$$

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

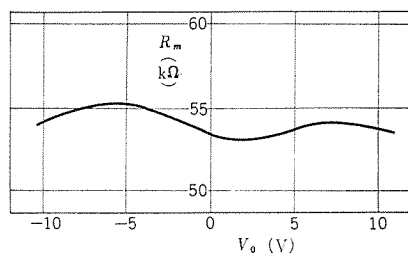


図 3.3 出力レベルによる R_m の非線形特性

Fig. 3.3 Non-linear characteristics of R_m with the variation of output voltage.

- (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.

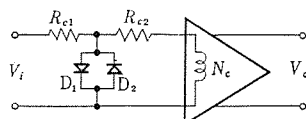
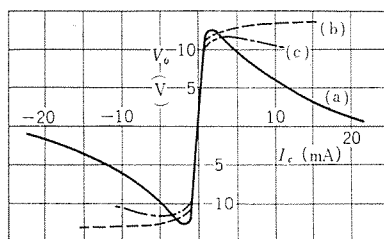


図 3.5 ダイオードを用いた入力リミッタ

Fig. 3.5 Input limiter using diodes.

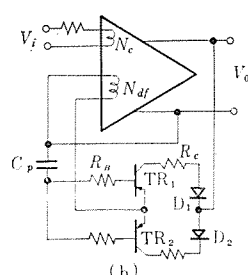
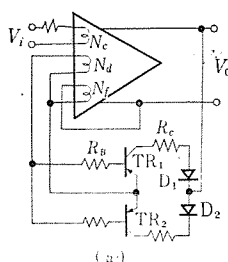


図 3.6 帰還形リミッタ

Fig. 3.6 Feedback limiters.

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通ることを防止する。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) のように表わされる。

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

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を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 $T_d = 0.25$ ms となる。

一次遅れ T_c は一般に次式で表わされる。

$$T_c = \frac{1}{2f} K_v \frac{N_c}{N_g} \dots\dots\dots (4.2)$$

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

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

ただし

$$K_c = \frac{k_{AT}}{2f N_g} \dots\dots\dots (4.4)$$

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 $k_{AT} = 100$ V/AT, $N_g = 336$ T, $f = 1,000$ c/s であるから

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

となる。

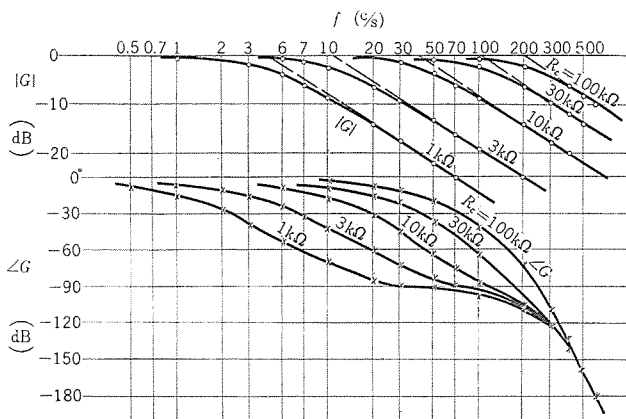
実際にサイクリック積分器を用いて実測した周波数特性は図 4.1 のようになり、これから実験的に T_c を求めると

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

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

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

と書ける。



$$G(s) = \frac{KV}{1 + T_{c0}s} e^{-T_d s} \quad T_d = 1/4f = 0.25 \text{ ms}$$

$$T_{c0} = K_c(N_c^2/R_c) + T_{c0} \quad K_c = 0.16 \text{ ms}\Omega/N^2$$

$$T_{c0} = 0.25 \text{ ms}$$

図 4.1 基本増幅器の周波数特性

Fig. 4.1 Frequency characteristics of basic amplifiers.
($N_c = 500 \text{ T}$)

むだ時間 T_d は図 4.1 では約 0.5 ms となるが、サイクリック積分による遅れが 1/4 c/s あるからそれを差し引けば 0.25 ms となり理論と一致する。

また折点角周波数 ω_c は

$$\omega_c = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{\left(K_c \frac{N_c^2}{R_c} + T_{c0}\right)} \div \frac{1}{K_c N_c^2} R_c = B_\omega R_c \quad (4.8)$$

実測値を代入すると

$$\omega_c \div \frac{1}{0.16} \cdot \frac{R_c}{N_c^2} \times 10^3 = 6.25 \frac{R_c}{N_c^2} \times 10^3 \quad (4.9)$$

実際には N_c が決まれば ω_c は R_c に比例するから比例係数として

$$B_\omega = \frac{1}{K_c N_c^2} \quad (4.10)$$

を計算しておけば便利である。表 2.1 には各巻線に関する B_ω が示してある。

4.2 性能係数

一般の増幅器では性能係数として電力増幅度と時定数の比を用いているが、ここでは電圧増幅度との比を考えると T_{c0} を無視すれば

$$F = \frac{R_m}{R_c} \frac{1}{K_c N_c^2} = \frac{R_m}{K_c N_c^2} = \frac{k_{AT}}{K_c N_c} \quad (4.11)$$

となり、 R_c には無関係に一定となる。

また T_{c0} を考慮すれば

$$F = \frac{KV}{T_c} = \frac{R_m}{R_c} \frac{1}{K_c \frac{N_c^2}{R_c} + T_{c0}} \quad (4.12)$$

となるから R_c と N_c を

$$N_c = \sqrt{T_{c0} R_c / K_c} = \frac{T_{c0} k_{AT}}{K_c KV} \quad (4.13)$$

としたとき F は最大となる。

この条件は電圧ゲインが高いほど、 F を最大にする制御巻線数は小さくすべきことを示している。

いま試作増幅器の定数を代入すると

$$N_c = \frac{0.25}{0.16} \times \frac{100}{KV} = \frac{156}{KV} \quad (4.14)$$

となり、かなり小さい値になる。

制御巻線の決定については次節で具体的に扱うが、この結果は一つの目安を与えるものである。

5. R_m 補償形演算器の特性

5.1 基本回路 (倍率器) の特性

3.1 節において磁気増幅器の静特性は相互抵抗 R_m によって表現できることを示したが、個々の増幅器によって R_m は正確には一致せず、その値も端数を含んで取扱いに不便である。そこで実際に演算器を構成するうえからはこれを正帰還抵抗 R_X によって補償し、無限大のゲインとしたのち、改めて出力電圧から負帰還をかける方式を採用し、これを R_m -補償形と称した。内部結線はすでに図 3.2 に示したが、これを用いた倍率演算器は図 5.1 のようになる。

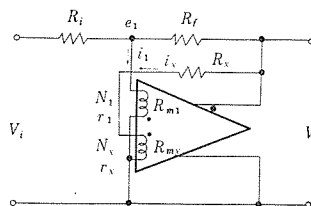


図 5.1 倍率演算器

Fig. 5.1 Constant coefficient multiplier.

ここで入力インピーダンス Z_i と帰還インピーダンス Z_f が演算用のインピーダンスとなる訳であるが、まず簡単のためともに抵抗の場合について考える。そのときつぎの式が成立する。

$$V_0 = \frac{e^{-T_d s}}{1 + T_{c0} s} (R_{mX} i_X - R_{m1} i_1) \quad (5.1)$$

$$V_0 = (R_X + r_X) i_X \quad (5.2)$$

$$e_1 = r_1 i_1 \quad (5.3)$$

$$\frac{V_i - e_1}{R_i} - i_1 = -\frac{V_0 - e_1}{R_f} \quad (5.4)$$

ただし

$$R_{m1} = N_1 k_{AT}, \quad R_{mX} = N_X k_{AT} \quad (5.5)$$

ここで

V_0 : 出力電圧

V_i : 入力電圧

r_1 : 制御巻線抵抗

r_X : 帰還巻線抵抗

R_i : 入力抵抗

R_f : 帰還抵抗

R_X : R_m

i_1 : 制御巻線電流

i_X : 帰還巻線電流

N_1 : 制御巻線巻数

N_X : 帰還巻線巻数

式 (5.1) にはむだ時間遅れ T_d を含むが、これは一応無視できるものとする。

式 (5.1), (5.2) より i_1 を求めると

$$i_1 = \frac{1}{R_{m1}} \left(\frac{R_{mX}}{R_X} - 1 - T_{c0} s \right) V_0$$

$$= \left(\frac{R_{mX}}{R_{m1} R_X} - \frac{1}{R_{m1}} - \frac{T_{c0} s}{R_{m1}} \right) V_0 \quad (5.6)$$

ただし $R_X' = R_X + r_X$

したがって式 (5.3) より

$$e_1 = r_1 i_1 = \frac{r_1}{R_{m1}} \left(\frac{R_{mX}}{R_X} - 1 - T_{c0} s \right) V_0 \quad (5.7)$$

式 (5.4) に代入して

$$\frac{V_0}{R_f} = -\frac{V_i}{R_i} + \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_1} \right) e_1$$

$$= -\frac{V_i}{R_i} + \left(1 + \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f} \right) \left(\frac{R_X}{R_X'} - 1 - T_{c0} s \right) \frac{V_0}{R_{m1}}$$

$$\therefore \frac{V_0}{R_f} = -\frac{V_i / R_i}{1 - \left(\frac{R_{mX}}{R_X'} - 1 \right) \left(1 - \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f} \right) \frac{R_f}{R_{m1}} + \left(1 + \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f} \right) \frac{R_f}{R_{m1}} T_{c0} s} \quad (5.8)$$

$$\approx -\frac{V_i}{R_i} \frac{1}{1-\varepsilon_A} \cdot \frac{1}{1+T_c's} \dots\dots\dots (5.9)$$

ただし

$$\begin{aligned} \varepsilon_A &= \left(\frac{R_{mX}}{R_{X'}} - 1 \right) \left(1 + \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f} \right) \frac{R_f}{R_{m1}} \\ &= \frac{R_f}{R_{m1}} \delta \cdot \left(1 + \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f} \right) \approx \frac{R_f}{R_{m1}} \delta \dots\dots\dots (5.10) \end{aligned}$$

$$T_c' = \frac{\left(1 + \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f} \right)}{1 - \varepsilon_A} \frac{R_f}{R_{m1}} T_c \approx \frac{R_f}{R_{m1}} T_c \dots\dots\dots (5.11)$$

$$\delta = \frac{R_{mX}}{R_{X'}} - 1 = \frac{R_{mX} - R_{X'}}{R_{X'}} \approx \frac{\Delta R_{m2}}{R_{m2}} \dots\dots\dots (5.12)$$

式 (5.11) の時定数 T_c は式 (4.7) から求められ

$$T_c \approx K_c \left(\frac{N_1}{R_i} + \frac{N_1}{R_f} + \frac{N_X}{R_{X'}} \right) + T_{c0} \dots\dots\dots (5.13)$$

この結果、入力と出力は R_f/R_i に比例し、一般の電子管演算増幅器と同じ結果が得られる。この演算における静的誤差は式 (5.10) の ε_A で示されるが、これは式 (5.12) に示されるように R_m 補償の不完全さを表わす量である δ に比例する。これはまた R_m の非直線性、その他による変動の割合とも考えられる。 R_m の変動は図 3.3 に示したようにほぼ 2~3% であるから、さらに精度を上げるには R_f/R_{m1} を小さくする必要がある。

つぎに R_m 補償を行なった演算器の時定数 T_c' は式 (5.11) のようになり、単体の場合の時定数 T_c の R_f/R_{m1} 倍となる。したがって R_f/R_{m1}' を小さくすれば、 ε_A 、 T_c' ともに小さくなるように思えるが、實際上 R_f をあまり小さくはできないから R_{m1} を大としなければならず、そのために N_{c1} を大とすれば T_c が大きくなり ε_A と T_c' をともに小さくすることはできない。

5.2 抵抗形加算器の特性

抵抗加算の場合は図 5.2 のように入力抵抗 R_i を必要数だけ並列に接続すればよい。いま n 個の入力を加算する場合は式 (5.4) の代りに式 (5.14) が成立する。

$$\sum_{j=1}^n \left(\frac{V_{ij} - e_1}{R_{ij}} \right) - i_1 = -\frac{V_0 - e_1}{R_f} \dots\dots\dots (5.14)$$

式 (5.1)~(5.3) と式 (5.14) から

$$V_0 = -R_f \sum_{j=1}^n \frac{V_{ij}}{R_{ij}} \cdot \frac{1}{1 - \varepsilon_A} \cdot \frac{1}{1 + T_c's} \dots\dots\dots (5.15)$$

$$\varepsilon_A = \delta \frac{R_f}{R_{m1}} \left\{ 1 + r_1 \left(\frac{1}{R_f} + \sum_j \frac{1}{R_{ij}} \right) \right\} \approx \delta \frac{R_f}{R_{m1}} \dots\dots\dots (5.16)$$

$$T_c' = T_c \frac{R_f}{R_{m1}} \left\{ 1 + r_1 \left(\frac{1}{R_f} + \sum_j \frac{1}{R_{ij}} \right) \right\} \approx T_c \frac{R_f}{R_{m1}} \dots\dots\dots (5.17)$$

$$T_c = K_c \left\{ N_1^2 \left(\frac{1}{R_f} + \sum_j \frac{1}{R_{ij}} \right) + \frac{N_X^2}{R_{X'}} \right\} + T_{c0} \dots\dots\dots (5.18)$$

となり、前節の倍率器と同様 R_f/R_{ij} の係数がかかったものの和が出力となる。 ε_A 、 T_c' についても前節の結果と大差はないが、 T_c は式 (5.18) のように各入力抵抗の影響を考慮しなくてはならない。

5.3 2 入力巻線形加算器の特性

つぎに互いに絶縁された入力や インピーダンスレベルの異なる信号を扱うのに便利な 2 入力巻線形加算器 (図 5.3) について考える。

この回路では

$$V_0 = \frac{e^{-T_c s}}{1 + T_c s} (-R_{m1} i_1 \pm R_{m2} i_2 + R_{mX} i_X) \dots\dots\dots (5.19)$$

$$V_{i2} = (R_{i2} + r_2) i_2 \dots\dots\dots (5.20)$$

の 2 式と式 (5.2)~(5.4) の五つの式が成立する。

第 2 項の符号は入力 V_{i2} の極性により任意に選択できることを示す。

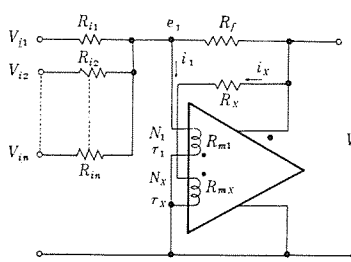


図 5.2 抵抗形加算器
Fig. 5.2 Resistance type adder.

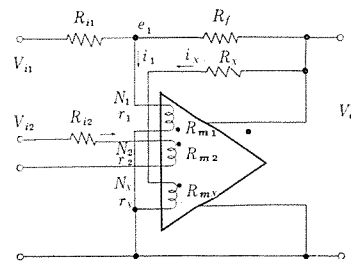


図 5.3 巻線形加算器
Fig. 5.3 Input winding type adder.

これらの式から出力 V_0 を求めると

$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{R_f}{1 - (1 + \varepsilon_1) \frac{R_f}{R_{m1}} \delta + (1 + \varepsilon_1) \frac{R_f}{R_{m1}} T_c s} \\ &\quad \left\{ -\frac{V_{i1}}{R_{i1}} \pm \frac{1 + \varepsilon_1}{1 + \varepsilon_2} \frac{N_2}{N_1} \frac{V_{i2}}{R_{i2}} \right\} \\ &\approx \left(-\frac{R_f}{R_{i1}} V_{i1} \pm \frac{1 + \varepsilon_1}{1 + \varepsilon_2} \frac{N_2}{N_1} \frac{R_f}{R_{i2}} V_{i2} \right) \frac{1}{1 - \varepsilon_A} \frac{1}{1 + T_c's} \dots\dots\dots (5.21) \end{aligned}$$

$$\varepsilon_A = \frac{R_f}{R_{m1}} \delta (1 + \varepsilon_1) \approx \frac{R_f}{R_{m1}} \delta \dots\dots\dots (5.22)$$

$$T_c' = \frac{(1 + \varepsilon_1) R_f / R_{m1}}{1 - (1 + \varepsilon_1) \frac{R_f}{R_{m1}} \delta} T_c \approx \frac{R_f}{R_{m1}} T_c \dots\dots\dots (5.23)$$

$$\varepsilon_1 = r_1 \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_{i1}} \right), \quad \varepsilon_2 = \frac{r_2}{R_{i2}} \dots\dots\dots (5.24)$$

$$T_c = K_c \left\{ N_1^2 \left(\frac{1}{R_{i1}} + \frac{1}{R_f} \right) + \frac{N_2^2}{R_{i2}} + \frac{N_X^2}{R_{X'}} \right\} + T_{c0} \dots\dots\dots (5.25)$$

ここで入力 V_{i1} 、 V_{i2} に対する静的誤差をそれぞれ ε_{A1} 、 ε_{A2} とすると式 (5.21) から

$$\varepsilon_{A1} \approx \varepsilon_A \dots\dots\dots (5.26)$$

$$\varepsilon_{A2} \approx \varepsilon_A \pm (\varepsilon_1 - \varepsilon_2) \dots\dots\dots (5.27)$$

入力 V_{i1} に対しては前と同様な結果となるが、絶縁入力 V_{i2} に対しては N_1 と N_2 巻線抵抗分も誤差に加わり、式 (5.7) のようになる。

この形の演算器は磁気増幅器に特有のもので、絶縁入力を加えることができるほかに、インピーダンスレベルの整合や、極性の反転を自由に行なうことが可能で広い用途をもつ。

6. 線形演算器

その他の線形演算器は電子管式 アナログ の技術をそのまま適用して、図 5.1~図 5.3 において R_i 、 R_f を インピーダンス Z_i 、 Z_f に置き換えればよい。

すなわち誤差分を無視すれば図 5.2 では

$$V_0 = -Z_f \sum_{j=1}^n \frac{V_{ij}}{Z_{ij}} \dots\dots\dots (6.1)$$

図 5.3 では

$$V_0 = -\frac{Z_f}{Z_{i1}} V_{i1} \pm \frac{N_2}{N_1} \frac{Z_f}{Z_{i2}} V_{i2} \dots\dots\dots (6.2)$$

以下では二、三の具体例についての演算特性を示しておく。

6.1 位相遅れ要素 (図 6.1)

$$Z_i = R_i, \quad Z_f = \frac{R_f}{1 + R_f C_f s} \dots\dots\dots (6.3)$$

および式 (5.1)~(5.4) に相当する式から

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{(1 - \varepsilon_A) + (T_f + T_e)s + \Delta s^2} \dots\dots\dots (6.4)$$

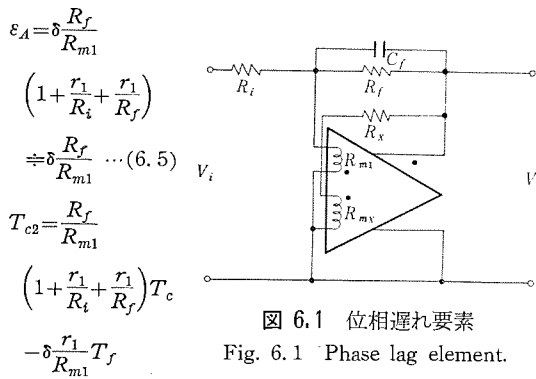


図 6.1 位相遅れ要素

Fig. 6.1 Phase lag element.

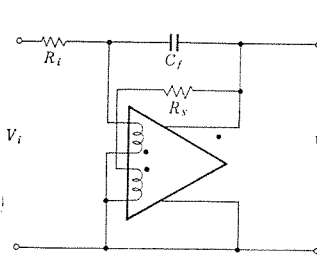


図 6.2 積分要素

Fig. 6.2 Integrator element.

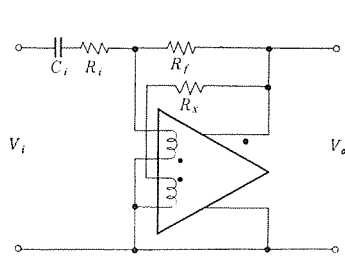


図 6.3 位相進み要素

Fig. 6.3 Phase lead element.

$$\varepsilon_A = \delta \frac{R_f}{R_{m1}}$$

$$\left(1 + \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f}\right)$$

$$\approx \delta \frac{R_f}{R_{m1}} \dots (6.5)$$

$$T_{c2} = \frac{R_f}{R_{m1}}$$

$$\left(1 + \frac{r_1}{R_i} + \frac{r_1}{R_f}\right) T_c$$

$$- \delta \frac{r_1}{R_{m1}} T_f$$

$$\approx \frac{R_f}{R_{m1}} T_c \dots (6.6)$$

$$A = \frac{r_1}{R_{m1}} T_c T_f \dots (6.7)$$

となり、伝達特性は二次系となるが、 A は式 (6.7) のようになり小さくなるので、位相遅れ要素とみなすことができる。ステップ応答に対する最終値の誤差は ε_A 、時定数の誤差は T_e で表される。

6.2 積分要素 (図 6.2)

$$Z_i = R_i, Z_f = \frac{1}{C_f s}, T_i = R_i C_f \dots (6.8)$$

の場合について計算すれば

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{1}{(T_i + T_e)s - \varepsilon_A + A s^2} \dots (6.9)$$

$$T_{ei} = \left(1 + \frac{r_1}{R_i}\right) \frac{R_i}{R_{m1}} T_c - \delta \frac{r_1}{R_{m1}} T_i \approx \frac{R_i}{R_{m1}} T_c \dots (6.10)$$

$$\varepsilon_i = \delta \frac{R_i}{R_{m1}} \left(1 + \frac{r_1}{R_i}\right) \approx \delta \frac{R_i}{R_{m1}} \dots (6.11)$$

$$A_i = \frac{r_1}{R_{m1}} T_c T_i \dots (6.12)$$

$\varepsilon_i = 0$ のとき、すなわち $\delta = 0$ のときのみ完全積分となるが、 $\delta > 0 (R_{mx} > R_x)$ のときは発散し、 $\delta < 0 (R_{mx} < R_x)$ のときは $1/\varepsilon_i$ の値に近づいて一次遅れ要素になってしまうので、積分器においてはとくに R_x の調整を正確に行う必要がある。

6.3 位相進み要素 (微分器) (図 6.3)

$$Z_i = \frac{1 + T_i s}{C_i s}, Z_f = R_f, T_i = R_i C_i \dots (6.13)$$

として

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i (1 - \varepsilon_D) + (T_i + T_e s)s + A s^2} \dots (6.14)$$

$$\varepsilon_D = \delta \frac{R_f}{R_{m1}} \left(1 + \frac{r_1}{R_f}\right) \approx \delta \frac{R_f}{R_{m1}} \dots (6.15)$$

$$T_{eD} = \frac{R_f}{R_{m1}} \left\{ \left(1 + \frac{r_1}{R_f}\right) T_c - \delta r_1 C_i - \delta \left(1 + \frac{r_1}{R_f}\right) T_i \right\}$$

$$\approx \frac{R_f}{R_{m1}} (T_c - \delta T_i) \dots (6.16)$$

$$A_D = \frac{R_f}{R_{m1}} T_c T_i \left(1 + \frac{r_1}{R_f} + \frac{r_1}{R_i}\right) \approx \frac{R_f}{R_{m1}} T_c T_i \dots (6.17)$$

ここで $r_1 \ll R_i, R_f$ と仮定すると

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i} \frac{T_i s}{(1 + T_i s) \left(1 + \frac{R_f T_c s}{R_{m1}}\right)} \dots (6.18)$$

となって分母は二つの一次遅れに分離される。

完全微分を行なうために R_i をあまり小さくすると分母は二次形のままで、制御係数が低くなりノイズを含みやすくなることは電子管式の場合と同様である。

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

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

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

$$\omega_c \approx \frac{1}{K_c} \frac{R_i}{N_1^2} = \frac{1}{K_v K_c} \frac{R_f}{N_1^2} \dots (7.2)$$

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

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

いま $K_v = 1$ とすると

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

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。

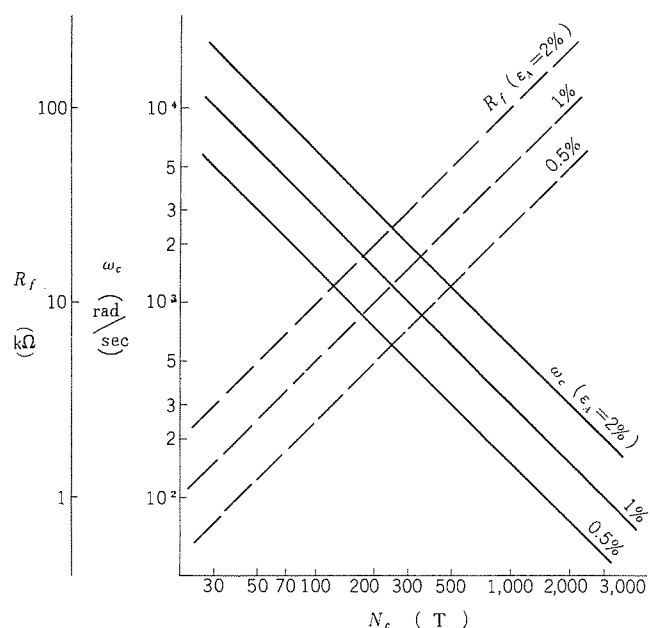


図 7.1 N_c と $\omega_c, \varepsilon_A, R_f$ の関係

Fig. 7.1 Relations between N_c and $\omega_c, \varepsilon_A, R_f$.

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

たとえば $K_V=10$ で $\omega_c=150$ 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 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 $N_c=200$ T を得る。

N_c が決まれば $R_m=N_c k_A T$ より $R_m=20$ k Ω , $\delta=2\%$ 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 $R_f=10$ k Ω を得る。また図 7.1 の R_f から直ちに 10 k Ω 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 , したがって R_m , R_f が低くなり, 演算器出力との関係で実際のでなくなる。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 コンパレータ

二つの入力の大小に応じて出力が変化するようなコンパレータは, 基本回路のゲインを上げて達成できるが, 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パ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ターンが 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 のパルスが発生する。この波高値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。實際上安定に動作させる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 $\pm 0.001 \sim 0.002$ AT にすることが容易である。このようにこのコンパレータは高感度, 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 台コンパレータとして用い, 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

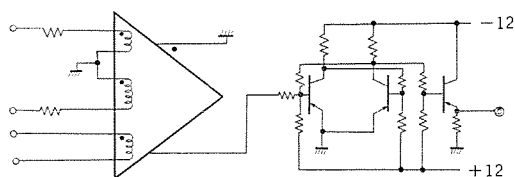


図 8.1 高感度コンパレータ回路

Fig. 8.1 High gain comparator circuit.

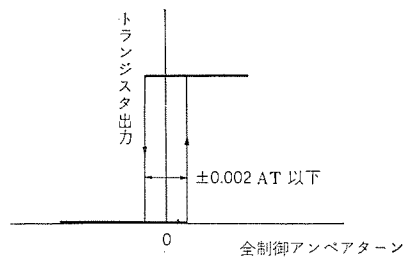
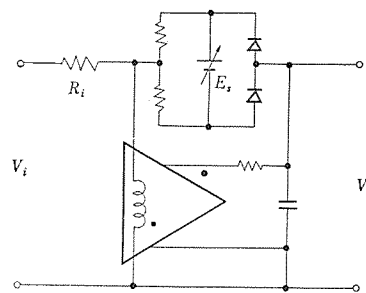
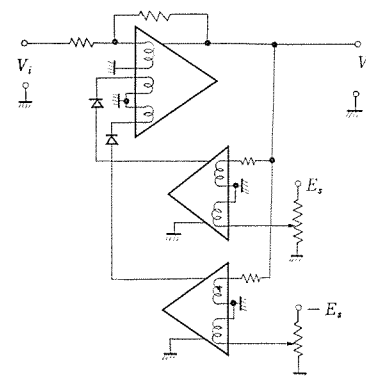


図 8.2 コンパレータ特性

Fig. 8.2 Output characteristics of high gain comparator.



(a) 非線形帰還形リミッタ



(b) コンパレータ帰還形リミッタ

図 8.3 リミッタ回路

Fig. 8.3 Limiter 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たノコギリ波発振器を図 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_0 とすると次式で決まる。

$$T = \frac{V_0}{V_i} \cdot T_I, \quad T_I = R_I C_I \dots \dots \dots (6.1)$$

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はほぼ類似の考え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なになる。

(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。

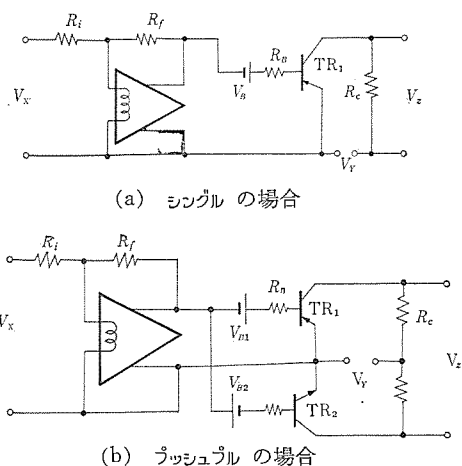


図 8.4 トランジスタスイッチを用いた時分割乗算器

Fig. 8.4 Time division multipliers using transistor switches.

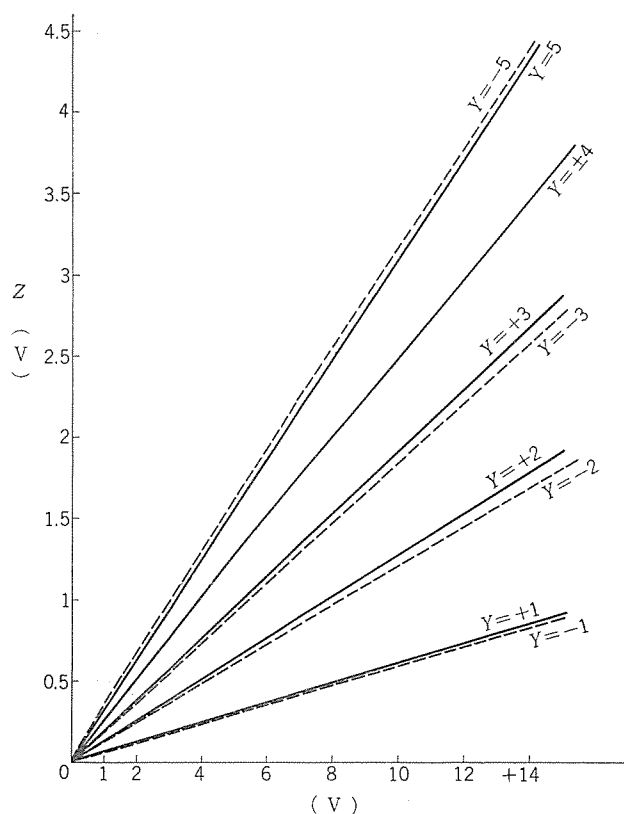


図 8.5 乗算器 (a) の特性

Fig. 8.5 Characteristics of multiplier (a).

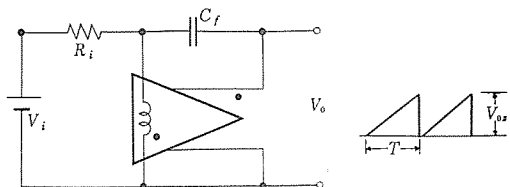


図 8.6 積分回路によるノコギリ波発振器

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 transistor 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

- (1) 黒川：磁気増幅器式電流相似形演算器，電学誌，p. 1645, (昭 35-11)。
- (2) H. W. Patton: Magnetic Amplifier Computing Control Circuits; Elect. Manuf. p. 102, (Dec. 1959)。
- (3) 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。
- (4) G. H. Royer: A Switching Transistor DC to AC Converter, TAIEE, 74, pt. 1, p. 322, (1955)。
- (5) 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)。
- (6) 大野：1 kc 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)。
- (7) 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。
- (8) 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。
- (9) 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*・菰原 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、中性子のエネルギーによる飛行速度の違いを利用してエネルギーの選別を行ない、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ー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。

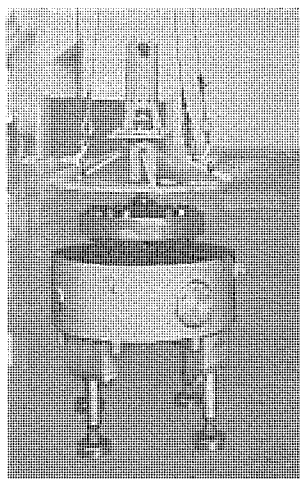


図 1.1 高速中性子チョッパ組立

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、瞬間的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た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、またバックグラウ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、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 線に対してシハヘ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 で十分な設計を行なえとえられる。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 線のシハヘイ効果が悪い。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 |
| 膨張係数 | 14~16×10 ⁻⁶ /°C | 熱伝導率 | 0.043 cal/cm ² /sec/°C/cm | |
| ヤング率 | 1.82×10 ⁶ kg/cm ² | ポアソン比 | 0.32 | |
| 機械的性質 | | | | |
| K モネル鍛造材 | | | | |
| Hot finished annealed & agehardend | | | | |
| 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 | シャルピキホール | 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り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るとよいことが示されている。

いままでに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っていることが必要である。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ツ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。ここではいままでに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、十分安全なチョップ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 mm φ のボルト孔が 6 個あいて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

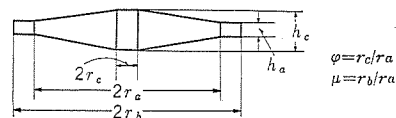


図 3.1 コマ形円板の寸法

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 ϕ 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にのみのために ϕ を大きくすると、最弱断面が移動して危険になる。

(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平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平等肉厚

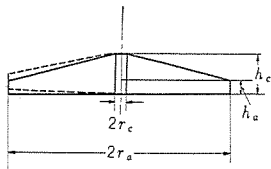


図 3.2 カサ形円板の寸法
Fig. 3.2 Dimension of unsymmetric rotating disk.

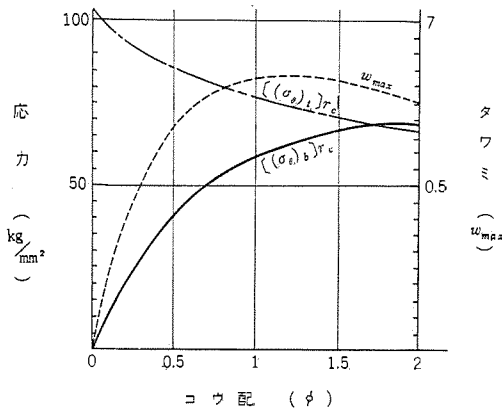


図 3.3 カサ形円板の中心孔縁における半径方向、引張り、曲げ応力値および最大たわみ

Fig. 3.3 Maximum tangential stress, bending stress and deformation at the center hole of the unsymmetric rotating disk.

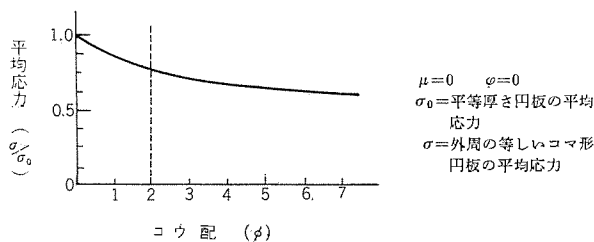


図 3.4 コマ形による平均応力の低下

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湾曲する。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たわみ量を示す。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 μ=1~1.5 の場合の φ を 0 から 45 程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 程度がよいと思われるので、ロータの φ として 2 を選んだ。

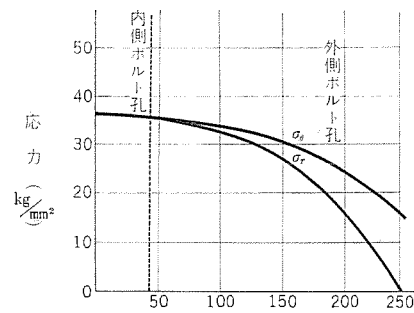


図 3.5 引張り応力分布曲線

Fig. 3.5 Tensile stress distribution of rotor.

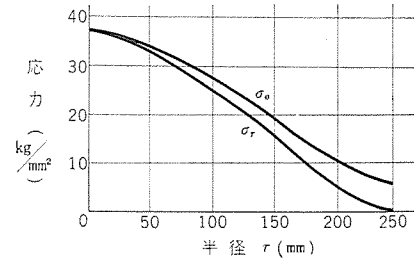


図 3.6 曲げ応力分布曲線

Fig. 3.6 Bending stress distribution of rotor.

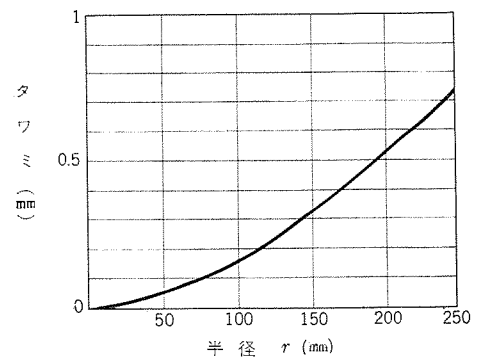


図 3.7 たわみ曲線

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ー配 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、およびたわみ曲線を求めると図 3.5、図 3.6 および図 3.7 のようになる。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。各応力集中係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

$$\left. \begin{aligned} 0 < t < r_2 & \quad t = h_3 \\ r_2 < t < r_1 & \quad t = h_2 - (h_2 - h_1)r_2/r_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots (3.2)$$

とすればロータ直径断面に直角に作用する遠心力 F は

$$\begin{aligned} F &= 2\gamma/g \times \omega^2 [h_2/3 \times (r_1^3 - r_2^3) - (h_2 - h_1)/4 \\ &\quad \times (r_1^4 - r_2^4) + h_3 r_2^3/3] \\ &= 9.22 \times 10^5 \text{ (kg)} \dots\dots\dots (3.3) \end{aligned}$$

ω……回転角速度 γ……単位体積重量 g……重力加速度

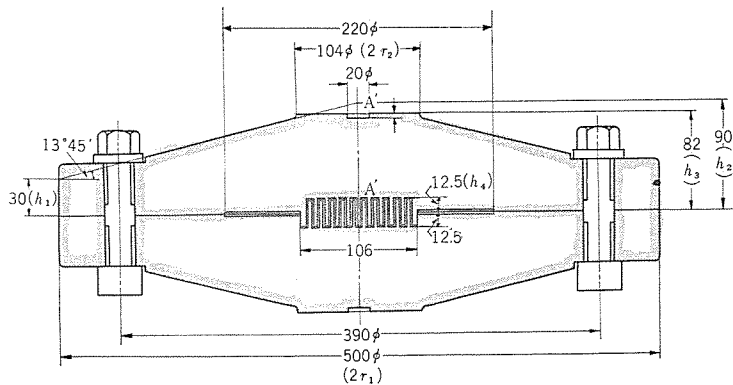


図 3.8 ロータ寸法
Fig. 3.8 Dimension of rotor.

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 本切られているので Neuber の浅い V 円ノッチの式がこの場合になりた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、曲げ応力を取除くと 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ラ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 $800 \sim 1,300$ 回となり約 10^3 回の繰返し回数が推定寿命となる。

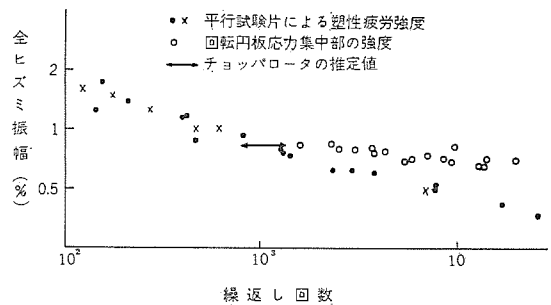


図 3.9 ロータの塑性疲労強度
Fig. 3.9 Estimated life cycles of rotor.

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鈍状態で行なったが、K モデ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。精仕上げ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ぎの三つである。

- (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 $1,500 \text{ rpm} \sim 15,000 \text{ rpm}$
- (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

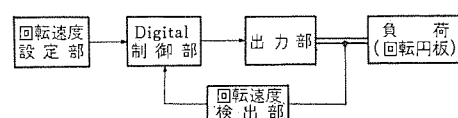


図 5.1 主制御系のブロック図
Fig. 5.1 Block diagram of digital speed controller.

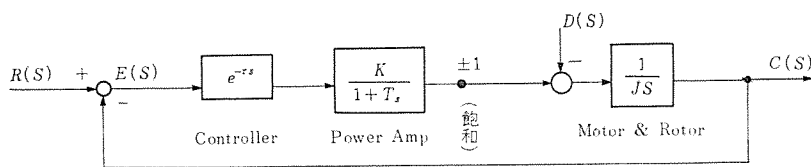


図 5.2 伝達関数とブロック線図
Fig. 5.2 Transfer function of the control system.

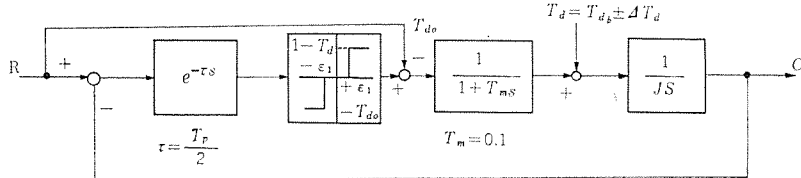


図 5.4 3位置 オンオフ 制御のブロック線図
Fig. 5.4 Block diagram of 3-position ON-OFF control system.

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することができ、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 $D(s)$: 外乱
 τ : サンプル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

$$J_L = GD^2/375 \cdot N_{LP}/T_{LP} = 16,000 \text{ (sec)} \quad \dots (5.1)$$

(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さねばならない。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_{La} は

$$T_{La} = GD^2/375 \cdot N_{LP}/\tau_{LP} = 160/\tau_{LP} \quad \dots (5.2)$$

また、加速に要する最大パワーを P_{La} (W) とすると

$$P_{La} = 1,026 \cdot T_{La} \cdot N_{LP} \\ = 1,026 \cdot GD^2/375 \cdot N_{LP}^2/\tau_{LP} = 246/\tau_{LP} \times 10^4 \quad \dots (5.3)$$

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

$$P_{MP} \doteq P_{LP} = P_{La} + P'_{LP} \quad \dots (5.4)$$

と表わすことができる。

P_{La} 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

$$P_{MP} = P_{La} + P'_{LP} = 2.45 \text{ (kW)} \quad \dots (5.5)$$

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。

高速中性子 チョッパ・前田・稲原・川面・大野

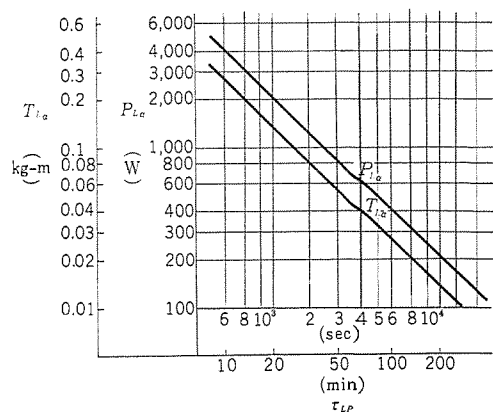


図 5.3 加速時間と加速トルクおよび加速パワー
Fig. 5.3 Acceleration torque and power versus acceleration time.

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、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

$$J = GD^2/375, \quad N_{MP}/T_{MP} = 4.0/375, \\ 15,000/0.25 = 640 \text{ (sec)} \quad \dots (5.6)$$

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。實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増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 間に变化する回転数 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)

$$X = (1 - T_a) \cdot T_p/J \leq \xi_1 \quad \dots (5.7)$$

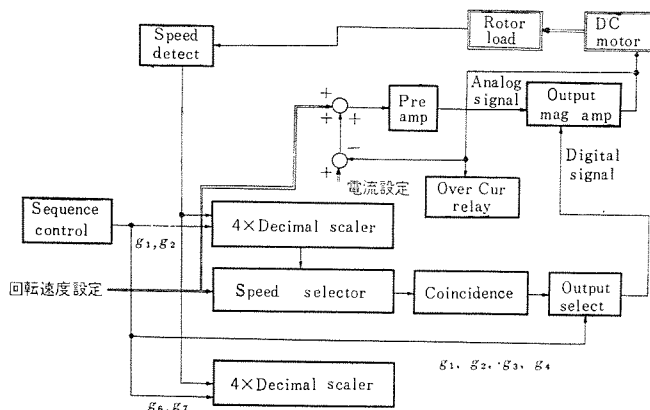
ξ_1 は仕様精度の $1/2$ として求められ

$(1-T_a)$ を 0.3 とし, $J=640$ (sec)

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。

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進スケール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。

したがって、定速度運転を行なうためには 4 ケタの 10 進ステータのゲートを 2/3 sec ごとに正確に 1/3 sec 間だけひらいて検出パルスを入れ、1/3 sec のおわりに設定した数 (rpm 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タコイルを用いた 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。



72 (1138)

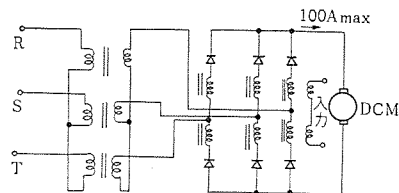
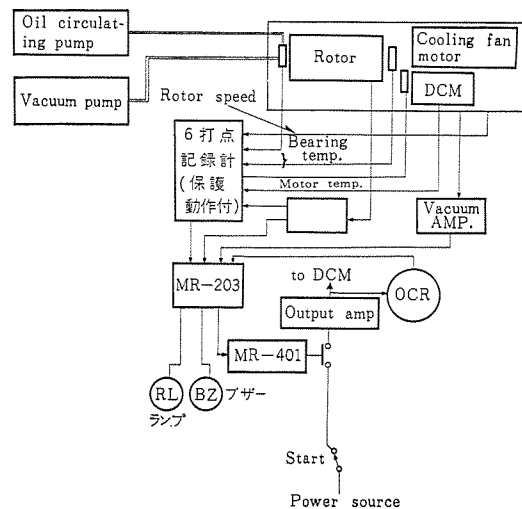


图 5.6 5 kW 出力
增幅器
Fig. 5.6 5 kW out
put magnetic am-
plifier circuit.



5.3 試験結果と検討

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 $\pm 2\epsilon_1$ 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ができ、スムーズな運転が保たれることがわかった。

この方式の特長をまとめておくと

- (1) デジタル 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。

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 (10⁻²mmHg) の中で回転させる。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

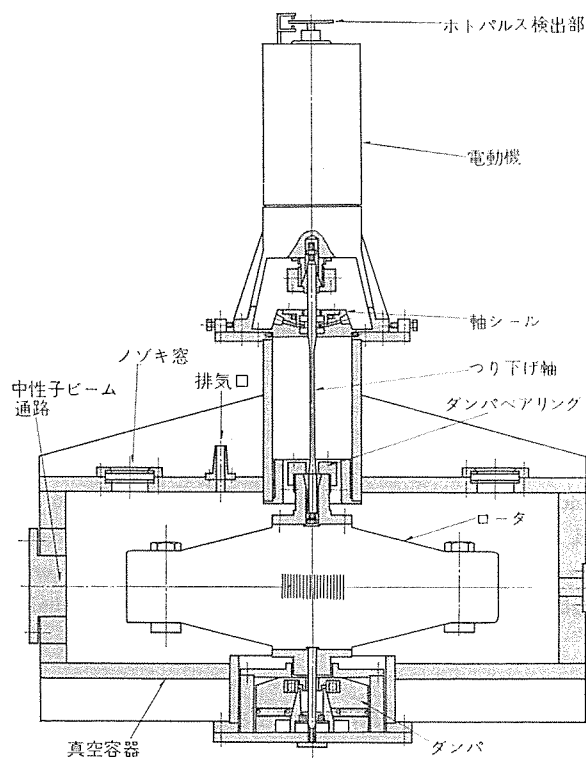


図 6.1 チョップロータの組立

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 O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。その真空度はサーモ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。真空系の途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思えば約 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。この共振点をはずれ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)

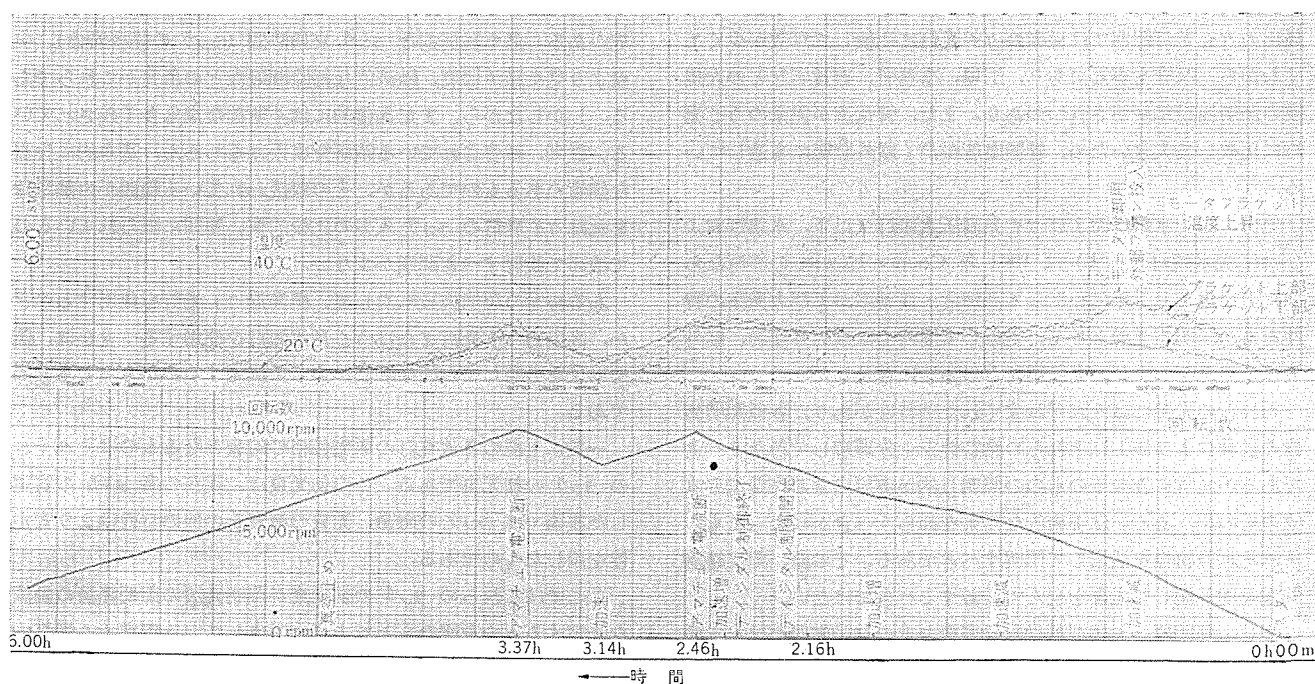


図 7.1 運転経過

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 In-man 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れない、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ったが、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っている。

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析柄、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すむから、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と、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っても、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ったが、これらは経済比較としてはごく初歩的なことである。全光束、光束減衰の働、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、基本的に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 光灯を使用すべきか、高出力ケイ 光灯またはケイ 光水銀灯を使用すべきかは、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ぞれのランプの初光束である。この初光束は、現在の各メーカ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便な方法で見出し、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) 1lm-h 当りの光束を得るための年間経費の比較

(3) 1lx 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歩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束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1lm-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) 項の応用編ともいふ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、さらに均斉度、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にする。

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。

$$C_T = \frac{1}{F_m} \left[\frac{1}{t} \{K(C_F + C_B + C_L) + C_m\} + p(W_L + W_B) \right] \times 10^{-3} + \frac{C_L}{T} \dots\dots\dots (3.1)$$

ただし、便宜上記号は原式と若干変更した

| | |
|------------------------------|--------|
| C_T : 照明費 | 円/lm-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_L : 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 | 円/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40W 白色ケイ光灯と1,000W 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ため、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 (38mm)、管長 48in (約1,200mm) 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て出している。以下、光源間の一般的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20~40W、高出力ケイ光灯では60~110W、ケイ光水銀灯では100~1,000W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、しぼ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、コアー打抜き、コアー積および巻線ウニス漬けその他の作業の量も増してくる。

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200V、周波数50/60c/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。

$$\left. \begin{array}{ll} \text{ケイ光灯では} & \alpha_F = 0.85 \quad \beta_F = 1.22 \times 10^3 \\ \text{ケイ光水銀灯では} & \alpha_H = 0.50 \quad \beta_H = 5.15 \times 10^3 \end{array} \right\} \dots\dots (4.2)$$

なお、これらは現在の価格によったもので、将来これらの係数が変化することはあり得るものである。また 8,000~13,000 lm および 40,000 lm 付近にプロットした点のばらつきがあるのはケイ光水銀灯照明器具ではある範囲内のランプ入力 (200~400 W および 700~1000 W の範囲) では共通の灯具を使用しているからである。したがって (4.2) 式はそれぞれ次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} C_{FF} + C_{BF} &= 0.85 F_0 + 1.22 \times 10^3 \\ C_{FH} + C_{BH} &= 0.50 F_0 + 5.15 \times 10^3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.3)$$

以上は工場照明用器具の場合であるが道路照明用器具でも同様のことが言える⁽¹⁷⁾。参考のため図 4.1 に併記した。

(2) ランプ入力 (W_L) および安定器損失 (W_B) と初光束 (F_0)

ケイ光灯では同一寸法のランプで、ランプ入力が増すにしたがい全光束が多くなるが管電流が増し高出力化されるにしたがい、ランプ効率が減少するから全光束はランプ入力に比例せず、やや飽和した形となる。これらは同一寸法のランプ入力を増した場合の特性であって、上記の範囲の各種寸法のランプでは、ランプ入力と全光束とはほぼ比例する。このことはケイ光水銀灯でも同様の傾向にある (図 4.2)。

また、安定器はその損失として上記の標準形では経済的に設計され、ケイ光灯ではランプ入力の約 20%，水銀灯では約 5~10% 程度である。これらは安定器の力率を約 90% で高力率形の場合である。

ランプ入力および安定器損失の合計 ($W_L + W_B$) と初光束 (F_0) を曲線で表わすと図 4.3 のようにほぼ比例する。

これらを実験式で表わすと次式のようにになる。

$$W_L + W_B = \gamma F_0 + \delta \dots\dots\dots (4.4)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ケイ光灯では, } \gamma_F &= 0.015 \quad \delta_F = 10.0 \\ \text{ケイ光水銀灯では, } \gamma_H &= 0.019 \quad \delta_H = 99.0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.5)$$

従って式 (4.4) はそれぞれ次のようになる。

$$W_{LF} + W_{BF} = \gamma_F F_0 + \delta_F = 0.015 F_0 + 10.0 \dots\dots\dots (4.6)$$

$$W_{LH} + W_{BH} = \gamma_H F_0 + \delta_H = 0.019 F_0 + 99.0 \dots\dots\dots (4.8)$$

(3) ランプ価格 (C_L) と初光束 (F_0)

ランプの寸法がケイ光灯関係ではランプ入力が増すにしたがい大形 (管径 T-12 を一定にして管長が長くなる) となり、ケイ光水銀灯ではランプ入力が増すにしたがい内管、外管とも大きくなる。ケイ光灯では管電流が増すと陰極も管電流に適合するように大きく製作し、陰極物質もその量を増す。管の長さ、寸法が大形

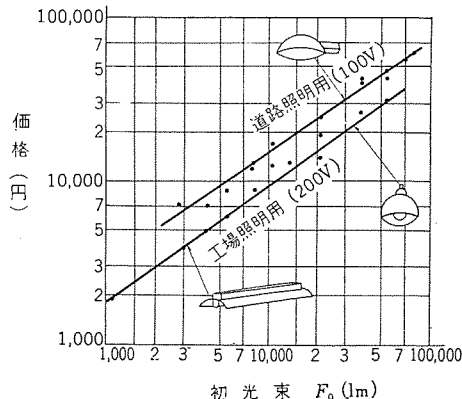


図 4.1 照明器具および安定器価格 ($C_F + C_B$) 対初光束 (F_0)
Fig. 4.1 Prices of luminaires and ballasts ($C_F + C_B$) vs initial luminous flux (F_0).

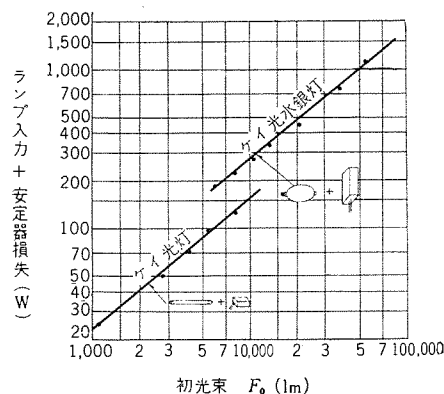


図 4.3 ランプ入力および安定器損失 ($W_L + W_B$) 対初光束
Fig. 4.3 Lamp inputs and ballast losses ($W_L + W_B$) vs initial luminous flux (F_0).

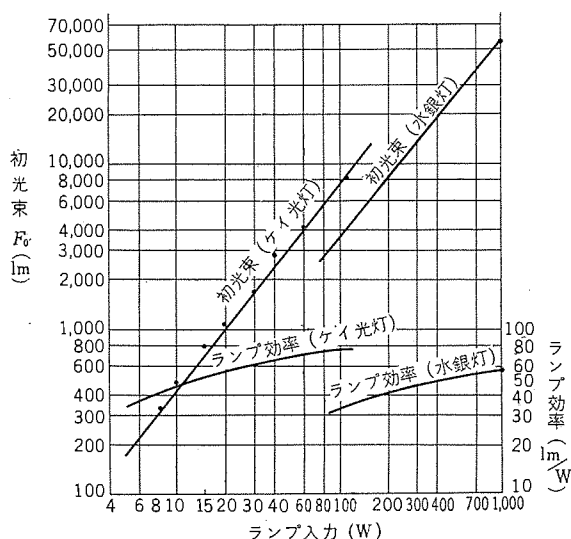


図 4.2 ランプ入力 (W_L) 対初光束 (F_0) および ランプ効率
Fig. 4.2 Lamp inputs (W_L) vs initial luminous flux (F_0) and lamp efficiencies.

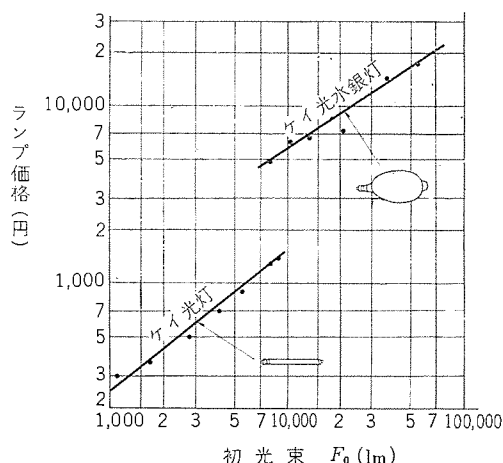


図 4.4 初光束 F_0 とランプ価格 (C_L)
Fig. 4.4 Initial luminous flux (F_0) and lamp prices (C_L).

になることはガラス材料も多く使用し、さらに排気時間も増し、水銀量、ケイ光体の量も増してくる。したがってこれらの関係よりランプ価格が定ってくる。ケイ光水銀灯では発光原理が根本的にケイ光灯とは異なり、約 2.5 気圧の内管よりの発光が大半の光束となり外管内面のケイ光体の発光はわずかに演色性を補うにすぎないが、ランプ入力の大きいもののほどガラス材、電極などの量が増し、作業時間の増加する点はケイ光灯に類似している。

特殊な場合を除いて各施設とも標準形ランプを使用すると市販のランプ価格 (C_L) と初光束 (F_0) との関係は図 4.4 のようになる。

ケイ光灯とケイ光水銀灯との曲線の相違はこれらのランプ構造が異なり、したがって製作に要する材料の種類、量および作業工程の違いによるものである。

初光束とランプ価格とは近似的に次の実験式で表わすことが出来る。

$$C_L = \varepsilon F_0 + \rho \dots\dots\dots (4.8)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ケイ光灯では} \\ \varepsilon_F &= 0.155 \\ \rho_F &= 1.2 \times 10^3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.9)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ケイ光水銀灯では} \\ \varepsilon_H &= 0.31 \\ \rho_H &= 2.88 \times 10^3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.10)$$

したがって、

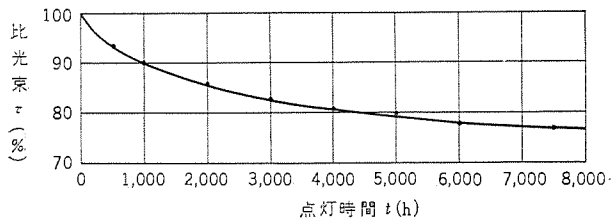


図 4.5 ケイ 光灯および ケイ 光水銀灯の平均働程曲線
Fig. 4.5 Mean performance curve of fluorescent lamp and fluorescent mercury lamp.

$$C_{LF} = \varepsilon_F F_0 + \rho_F$$

$$= 0.155 F_0 + 1.2 \times 10^2 \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

$$C_{LH} = \varepsilon_H F_0 + \rho_H = 0.31 F_0 + 2.88 \times 10^3 \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

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出来る。光源の光束は働程にともなって減衰する。図 4.5 は ケイ 光灯および ケイ 光水銀灯の代表的な平均働程曲線を示している。この働程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異なる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、すなわち働程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、

$$\tau = \frac{F_T}{F_0} = \frac{L_T}{L_0} = 1 - \frac{1}{L_0} \{A(1 - e^{-at}) + B(1 - e^{-bt}) + C(1 - e^{-ct})\} \quad \dots\dots\dots (4.16)$$

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

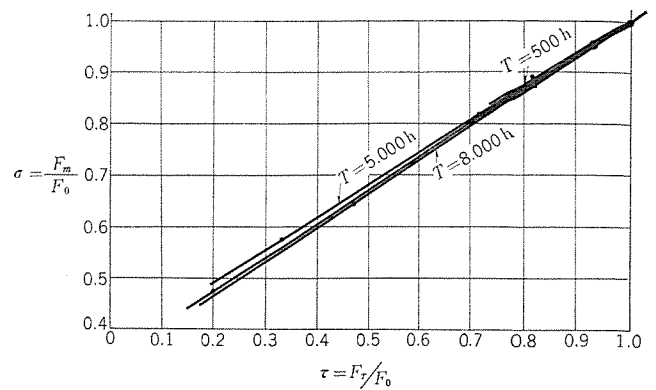


図 4.6 $\tau = \frac{F_T}{F_0}$ 対 $\sigma = \frac{F_m}{F_0}$ 曲線

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描くと図 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。

$$\sigma = k_1 \tau + k_2 \quad \dots\dots\dots (4.18)$$

$$k = 0.67, k_2 = 0.33$$

$$\sigma = \frac{F_m}{F_0}, \tau = \frac{F_T}{F_0} \text{ であるから}$$

$$\frac{F_m}{F_0} = k_1 \frac{F_T}{F_0} + k_2 = 0.67 \frac{F_T}{F_0} + 0.33 \quad \dots\dots\dots (4.19)$$

$$F_m = 0.67 F_T + 0.33 F_0 = (0.67 \tau + 0.33) F_0 \quad \dots\dots\dots (4.20)$$

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 $9 \text{ W}/\text{cm}^2$ の場合（このていどの数値が良好な光束比の減衰を得るのに妥当といわれる）の働程曲線は、図 4.5 の平均働程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

$$C_{TF} = \frac{1}{(k_1 \tau + k_2) F_0} \left[\frac{1}{t} \{K(\alpha_F F_0 + \beta_F + C_T) + C_m + p(\gamma_F F_0 + \delta_F)\} \times 10^{-3} + \frac{\varepsilon_F F_0 + \rho_F}{T} \right] \quad \dots\dots\dots (4.21)$$

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 | |
| ρ | 1.2×10^2 | 2.88×10^2 | 1.2×10^2 | 2.88×10^2 | |
| k_1 | 0.67 | | 0.67 | | |
| k_2 | 0.33 | | 0.33 | | |

$$C_{TH} = \frac{1}{(k_1 \tau + k_2) F_0} \left[\frac{1}{t} \{ K(\alpha F_0 + \beta H + C_I) + C_m \} + p(\gamma F_0 + \delta H) \times 10^{-3} + \frac{\epsilon H F_0 + \rho H}{T} \right] \quad (4.22)$$

1 灯当りの配線取付工事費⁽¹⁵⁾ $C_I = \frac{1}{3} (C_F + C_B)$

1 灯当りの年間維持費 $C_m = 200$ 円,

年間償却係数 $K = 0.2^{(10)}$

ランプ交換までの点灯時間 $T = 6,000$ 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わらず、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

$$\frac{dC_T}{dT} = 0 \text{ より } C_T \text{ の極小の条件を求めると}$$

$$T = \frac{\tau}{\tau(k_1 - 1) + k_2} \cdot \frac{C_L}{P} \quad (5.1)$$

$$\text{ただし } P = \frac{1}{t} \left\{ K \frac{4(\alpha F_0 + \beta)}{3} + 200 \right\} + p(\gamma F_0 + \delta) \times 10^{-3}$$

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

| 電力料金を (円/kWh) | 点灯時間 (h) | 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 |
| 6.0 | 1,000 | 9,900 | 10,770 | 11,000 | 11,250 | 11,400 | 11,500 | (13,200) | (16,500) | (18,200) | (19,850) |
| | 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) |
| 10.0 | 1,000 | 8,900 | 9,300 | 9,450 | 9,620 | 9,730 | 9,750 | (10,600) | (13,100) | (14,250) | (15,400) |
| | 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) | (10,800) | (11,500) |
| | 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、 $C_{LB} = \frac{2}{3} C_{LF}$ と仮定した

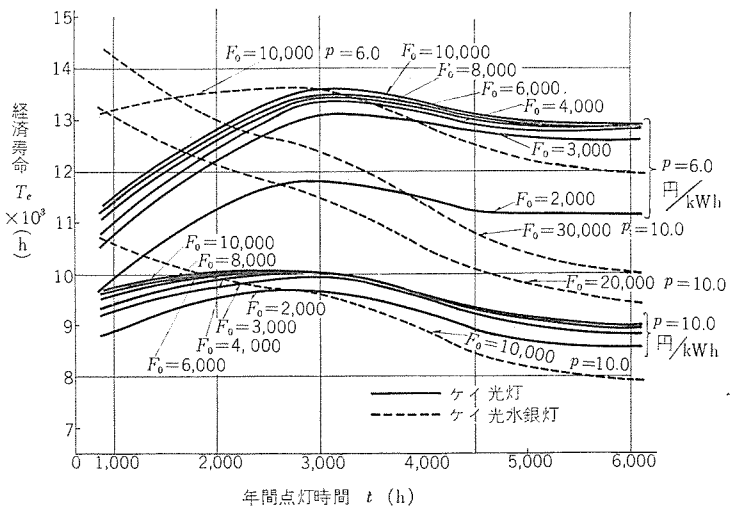


図 5.1 経済寿命と年間点灯時間の曲線

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) | 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 |
| 照明費 (10円/1m) | 6.0 | 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 |
| | | 3,000 | 0.345 | 0.286 | 0.265 | 0.253 | 0.235 | 0.225 | 0.375 | 0.271 | 0.236 | 0.213 |
| | | 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 | 0.413 |
| | | 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 | 6.0 | 10,000 | 1,400 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 |
| | | 20,000 | 有/不 | 5,300 | 2,600 | 1,700 | 1,200 | 有/不 |
| | | 30,000 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 5,300 | 3,000 | 2,300 |
| | | 4,500 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 5,000 |
| | | 6,000 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 5,000 |
| | 10.0 | 10,000 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 |
| | | 20,000 | 有/不 | 2,300 | 1,600 | 1,050 | 700 | 500 |
| | | 30,000 | 有/不 | 有/不 | 6,000 | 3,500 | 2,200 | 1,600 |
| | | 4,500 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 1,350 |
| | | 6,000 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 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ことを示す。
 3 枠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

| 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 |
| 初設備費 (円/1m) | 1,000 | 2.05 | 1.81 | 1.69 | 1.57 | 1.51 | 1.47 | 2.03 | 1.60 | 1.46 | 1.34 |
| | 2,000 | 2.10 | 1.86 | 1.73 | 1.61 | 1.55 | 1.51 | 2.09 | 1.65 | 1.50 | 1.38 |
| | 3,000 | 2.14 | 1.89 | 1.76 | 1.64 | 1.58 | 1.54 | 2.13 | 1.68 | 1.52 | 1.41 |
| | 4,500 | 2.19 | 1.93 | 1.80 | 1.68 | 1.61 | 1.57 | 2.18 | 1.71 | 1.56 | 1.44 |
| | 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 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 |
| | 20,000 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 | 有/不 |
| | 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

$$\frac{1}{F_m} (C_F + C_B + C_I + C_L) = \frac{1}{(k_1 \tau + k_2)} F_0 \left\{ \frac{4}{3} (\alpha F_0 + \beta) + \varepsilon F_0 + \rho \right\} \quad (7.1)$$

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ぞれの初光束の下で、それらの関係を求めると表 7.1 のようになる。この表からわか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う

照明経済に関する二、三の考察・小堀

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働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・斎藤共訳: 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 巻, 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 のようなものを作っ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った。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 年代の中頃までほとんど中絶の状態であって、1936 年頃からアメリカの Bell 研究所の G. C. Southworth⁽³⁾⁽⁴⁾、S. A. Shelknoff⁽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パ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ン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ず行なわれた。方々にマイクロ波中継網が張り巡らされるに至って広角度放射特性の改善に努力がはらわれ、引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、最近に至っ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異なるため、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った。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ドームなどがあるので、つぎにホーン・リフレクタアンテナ⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾に移った。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、利得開口効率率は 66% で理論極大値よりもわずかに 0.9 dB、19% 低いだけであつたけれども、所要の利得および放射特性を得るには鏡面精度が $\pm 1/16$ 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、そのヨシおよびツ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、ヨシおよびツリが問題でなく、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 | 単一直線偏波 | 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) | 単一直線偏波 | 3,600~4,200 | 1.048** | 40.2* (3,950 Mc) | (41) |
| | | | 単一円偏波 | | 1.053** | 40.1* (3,950 Mc) | |
| 日 本 | パラボラ・アンテナ (改良後) | 8.55 (3.3φ) | 単一直線偏波 | 3,600~4,200 | 1.035 | 40.2 | (43) |
| | | | 単一円偏波 | | 1.034** | 40.5* (3,950 Mc) | |
| 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) | 左右両旋回偏波共用 | 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

| | 利得および利得能率 | | | | 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) | 文献番号 |
|---------------------|-------------|-----|------------|-------------|-------------|----|-------------|-------------|----|-----------------|-------------|----|------------------|------------------|----|----------|---------------------------|---------------|-------------|------|
| | 周波数 (Mc) | 偏波 | 利得 (dB) | 利得能率 (%) | 周波数 (Mc) | 偏波 | 前後比 (dB) | 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 4,200 | V | 1.015 | 6 | 30 | 772 | (24) |
| | | H | 39.4 | 66 | | H | 77 | | | | | H | 1.6(A), 2.13(E) | | 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 6,425 | V | 1.020 | | | | (25) |
| | | H | 43.0 | 63 | | H | 71 | | | | | H | 1.25(A), 1.38(E) | | 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 11,700 | V | 1.007 | | | | |
| | | H | 47.4 | 52 | | H | 71 | | | | | H | 0.8(A), 0.88(E) | | H | 1.01 | | | | |
| ドイツ (Siemens) | 3,900 | V | 40.33 | 64.2 | | | | | | | | V | 1.9(A), 1.4(E) | 3,600 4,200 | | 1.023 | 7.5 | 40.4 | | (35) |
| | | | | | | | | | | | | H | 2.0(A), 1.4(E) | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | V | 1.4(E) | | | | | | | |
| | | H | 40.24 | 61.4 | | | | | | | | H | 1.2(A) | | | | | | | |
| ドイツ (Telefunken) | 4,000 | V&H | 40 | 59.5 | 4,000 | V | 65 | | | | 4,000 | V | 2.0(A), 1.6(E) | 3,600 4,200 | | 1.02 | 7.25 | | 964 | (36) |
| | | | | | | H | 65 | | | | | H | 1.4(A), 2.0(E) | | | | | | | |
| 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) | 3,450 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 4,200 | 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) | | 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 6,425 | V | 1.011 | | | | |
| | | H | 45.01 | 69.8 | | H | 68 | | H | 37.5(A) | | H | 2.1(A), 2.1(E) | | H | 1.0094 | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

V: 垂直偏波, H: 水平偏波, A: 水平面内, E: 垂直面内

ヘイ 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 1dB 程度でまずまず合格と考えていた⁽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 フラッジの影響でかなり高いサイドローブが生ずる⁽²⁸⁾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⁽²⁹⁾。

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、かつシャヘ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 Ó 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

メロ 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⁽¹³⁾ およびわが国の パスレングス・レンズ・アンテナ⁽³⁹⁾⁽⁴⁰⁾ よりはずぐれている。このように パラボラ・アンテナ のほうが レンズ・アンテナ よりも高性能になしうことを 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 でシヤヘイ 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 パスレングス・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は逆である。

ドイツ Bundespost の Fernmeldetechnisches 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うことで、1959 年には Telefunken が扇形状開口の 4,000 Mc 帯重偏波貝がら 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、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 重偏波貝がら 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 シヤヘイ 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 帯用の重偏波貝がら 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ずれが良いか、値段はいずれが安くなるか、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から、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から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、パスレングス・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

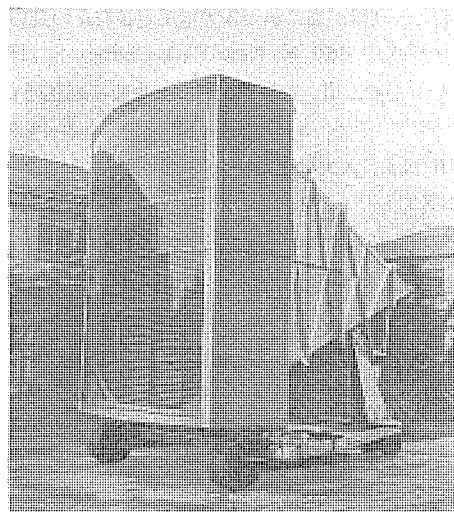


図 1 日本電信電話公社納め 4Gc 帯 パスレングス・レンズ・アンテナ

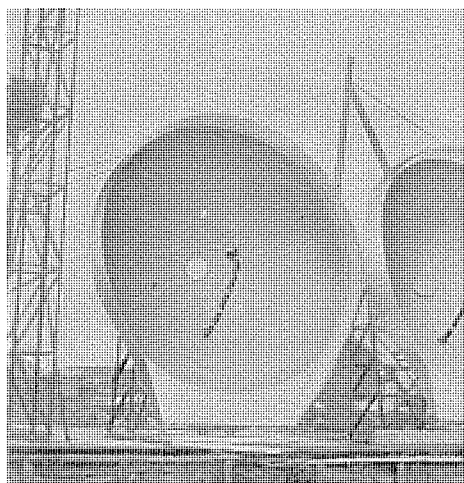


図 2 日本電信電話公社納め 4 Gc 帯直線偏波 パラボラ・アンテナ

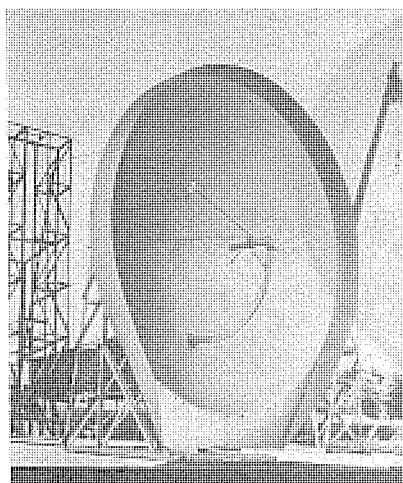


図 3 日本電信電話公社納め 4 Gc 帯円偏波 パラボラ・アンテナ (改良前)



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)

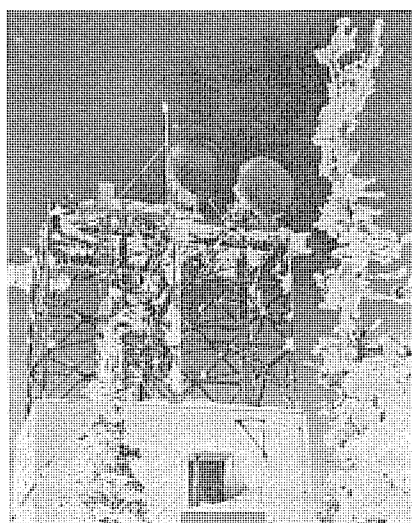


図 5 日本電信電話公社納め radome 付円偏波 パラボラ・アンテナ

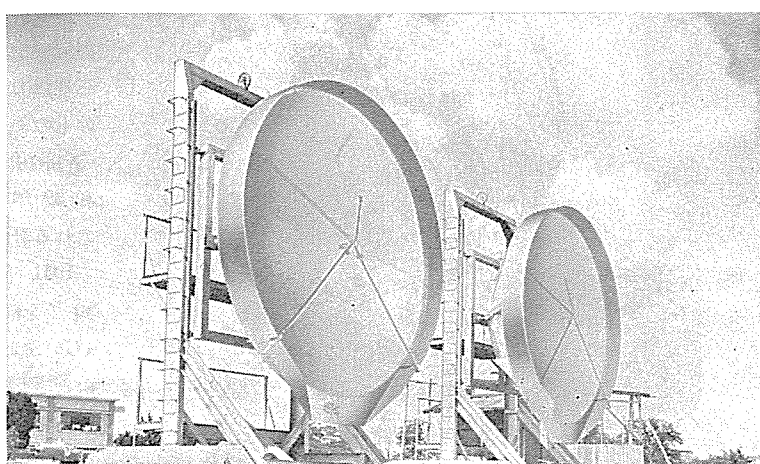


図 6 日本電信電話公社納め 6 Gc 帯左右両旋共用円偏波 パラボラ・アンテナ

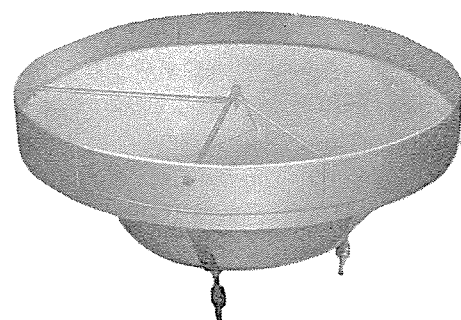


図 7 日本電信電話公社納め 11 Gc 帯垂直水平共用直線偏波 パラボラ・アンテナ

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った。そして放射指向特性もかなり改善され、重量も約 100 kg 軽くなった。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、電力タ円偏波率 1.1 以下、 $\pm 60^\circ$ 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

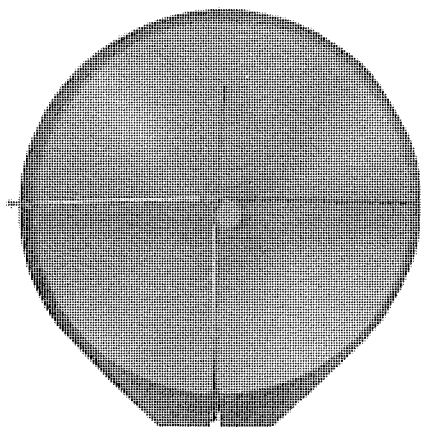


図 8 日本電信電話公社納め 4Gc 帯垂直水平共用直線偏波 パラボラ・アンテナ

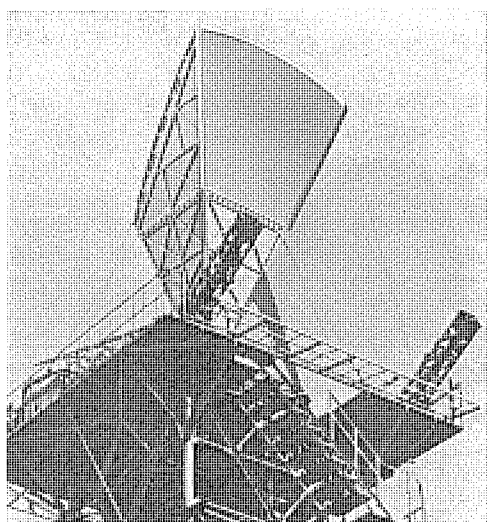


図 9 電気通信研究所納め試作 ホーン・リフレクタ・アンテナ

機鎌倉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 4 m 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ろうけれども、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。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、工作また困難であろ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」⁽¹⁶⁾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

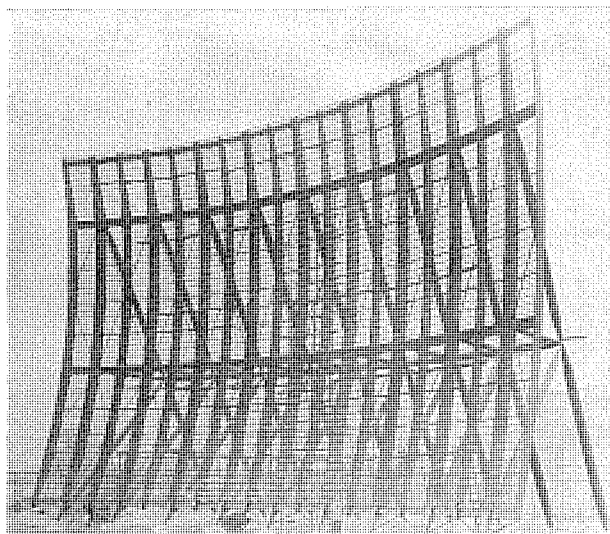


図 10 日本電信電話公社納め 見とおし外通信用大口径パラボラ・アンテナ

周辺フラッジにのる波の生ずる E 面内 サイド・ローを押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⁾やドイツの重偏波貝がらアンテナ⁽³⁸⁾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バ試験用で、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。今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⁽⁴⁰⁾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 25 m、高さ 16 m 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 18 m の 1,300 Mc 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 18 m (60 ft) のパラボラ・アンテナで UHF 見とおし外通信を行っており、ドイツも Berlin-西独間に直径 10 m のパラボラ・アンテナで 2,000 Mc の見とおし外通信を行っている。

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、ドイツの貝ガラアンテナ⁽³⁶⁾がこれに相当する。これはシャヘ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・ホーンとシャヘイホーンとが一体になっている点で貝ガラ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、凹面鏡のものを Gregory's Telescope といい、凸面鏡のものを 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凸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凸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 程度になるとの想定のもとに、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 6 Gc と受信 4 Gc と共用の円偏波アンテナで、偏分波器⁽⁴⁵⁾⁽⁴⁷⁾を群分波器に用いている。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り付けろのが長所であるが、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 面内はかなりレベルの高いサイドローを生ずる⁽²⁸⁾。Cassegrainian

Antenna も低雑音増幅器を一次放射器のど元に取り付けろことが長所であるが、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、一次放射器と凸面鏡とが大きいのでアンテナ雑音温度を上昇さすものになるものと考えられる。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、反射鏡周辺からの漏れ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、その間の給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 ウィンストン・エドワード・コック, 出願人 ウェスターン・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) に同じ, 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) に同じ, 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 Faisceaux Hertiens 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 パスレングス・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: “パスレングス・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・榎本・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・榎本・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・榎本・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・オン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ったコイルは、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っても万能ではない。これの一番の難点は超電導線に一定値以上の従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っていることを見出した。しかしこの材料はきわめてもろいものであり、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。ウエ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。この線で作った重さわずか 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。

ウエ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っており、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 500 kV 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 500 kV 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 地域を通して帰る 350 マイルのルー・ラとなっている。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

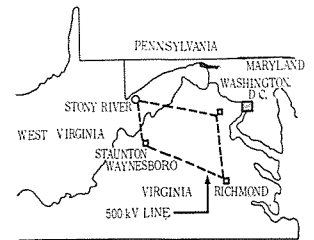
査は直ちに開始される。

発電所は 500 MW 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・ラ送電線を建設する。

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ったが、今回の送電系統全体として、まとまっ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 500 kV 送電系統

“タイフォン”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“タイフォン”の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“タイフォン”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エスチングハウス社の統合的設計になるものである。

“タイフォン”の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。“タイフォン”の「眼」となるレーダ系は、メリーランド州ジョンス・ホプキンス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・追尾動作を行ない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、その数は龐大なものとなり、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、非常な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、その性能設計はカリフォルニア州パロ・アルトのワトキンズ・ジョンソン社に進められている。

(無線機製作所 玉真哲雄訳)

■ 追尾レーダあい次いで誕生

GTR-1 形追尾レーダ、2号機、ヨーロッパに船積輸出さる
無線機製作所では、GTR-1 形追尾レーダを、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

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、続いて受注した ユーゴスラビア 航空機 ロケット 協会 (Yugoslavia Astronautic 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、一次レーダモードで 133 km まで追尾し、一次レーダ 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 日神戸港からユーゴ 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。



図 1 ロケット 追尾レーダ、GTR-1 の 4 mφ 空中線



図 2 GTR-1 追尾レーダ第2号機のユーゴスラビア向け出荷の状況

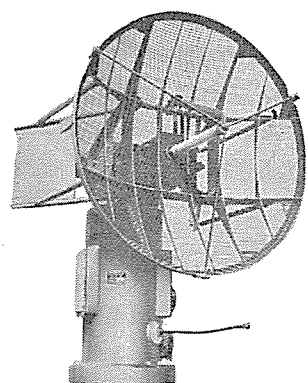


図 3 ミサイル 追尾および操舵指令用追尾レーダ GTR-2 形

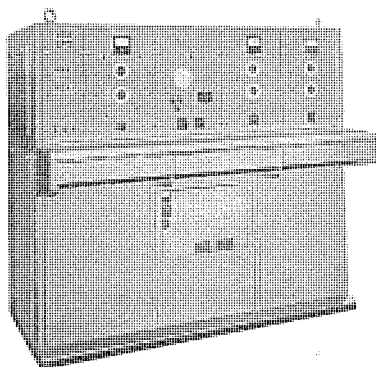


図 4 指示機および制御装置 (GTR-2 形)

GTR-2 形ミサイル操舵用追尾レーダ完成

大形遠距離用レーダとして開発された GTR-1 形に引き続き、GTR-1 形レーダの技術を生かして、小形近距離用追尾レーダ 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 mφ 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重要部分を完成

従来の追尾レーダが、コニカルスキャン方式という電波を細かく旋動させる方式であり、目標体の反射変動の悪い影響を受けやすい方式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式がある。

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、必要となっていく方式である。

当社では、わが国における最初の

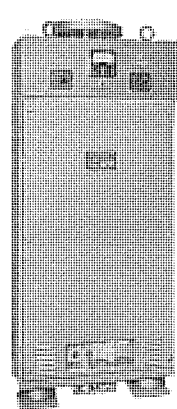


図 5 サーボ電力増幅器 (GTR-2 形)

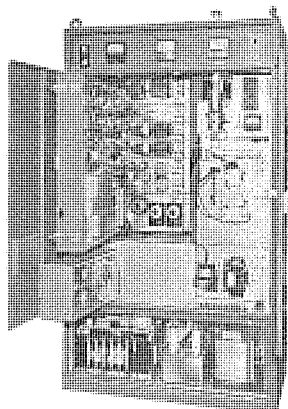


図 6 送受信装置 (GTR-2 形)

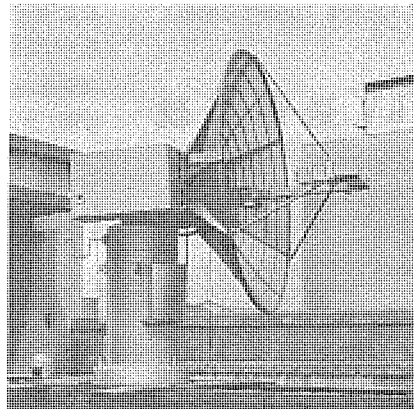


図 7 シャルテニアス方式追尾レーダ、GTR-3 の 1.8 mφ 空中線

シタルテニ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した。

■ 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) 凝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

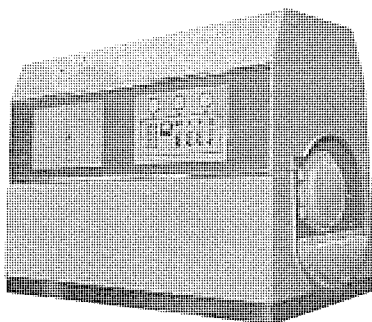
使用冷媒 R-11

容量制御 ペンコントロール方式

増速装置 ヘリカル・ギヤ1段増速

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のように、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,
224 A, 1,600 rpm
(75% F)

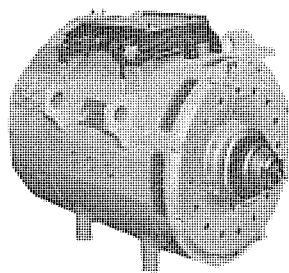
最高回転数 4,500 rpm

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があいま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、電空併用制御)

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

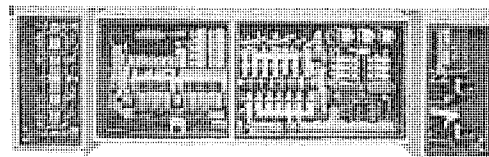
制動：抵抗制御 16 段

シタ断方式 力行：常時減流シタ断、非常時高速度減流シタ断

制動：常時界磁弱め後シタ断、非常時急速界磁弱め後シタ断

特長として次のものがあげられる。

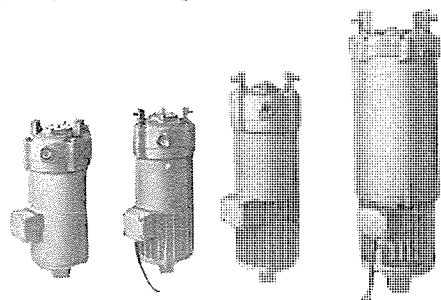
- (1) パイロットモータの制御は磁気増幅器により無接点制御を行なうので、摩耗個所がなく保守が容易である。
- (2) 速度検出器を備えてあり、制限速度以上になると自動的に力行回路が開放されるので運転が容易である。
- (3) 制動は初期に架線から予備励磁を行なうので立上りがなめらかである。
- (4) スリップ・スキッドは磁気増幅器によって高感度で検出できる。



CB-14C-10 形主制御器箱

■ NL 形スーパリフタ（電動油圧押し機）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し機（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、シリンダなどの押し機構からなり、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、クワッチ、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

本機の特長は

- (1) 構造が簡単でかつ小形がんである。
- (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に衝撃がない。
- (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 圧 (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

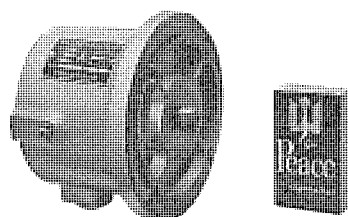
現在 ゼロ速度付近検出用として ZS 形 ゼロスピードスイッチが多く
の分野で使用されているが、このほど最高運転速度を 3,600 rpm、
すなわち誘導電動機に直結した場合は二極用まで使用範囲を拡大
した ZS-A 形を完成した。

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 50~300rpm 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 35rpm
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 圧 (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

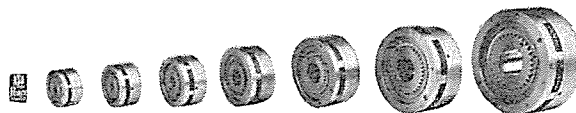
■ HK 形電磁クラッチシリーズの完成

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せしめ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 圧 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 圧 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 |

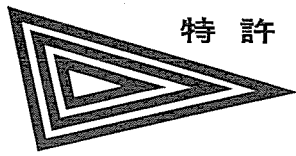
■ RH-4A 形空港面探知レーダ (ASDE) 受注

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、各国の注
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

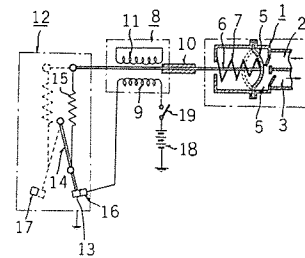
発 明 者 宮 崎 秀 夫

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、またパ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口側に押圧付勢するパネ(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(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(10)を吸引するのでダイヤフラム(5)はパネ(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)がパネ(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)



着 火 断 続 器 レ バ ー

発 明 者 大 島 義 久

この発明は小形、軽量にして耐久性とくに耐震性が大で、内燃機関の高速(10,000 rpm 以上)時にも折損しないすぐれた着火断続器レバーに関するものである。

すなわち、図 1、図 2 において断続レバー(1)は鋼線などの金属弾性線を二つ折りにして重合した折り曲げ端と他端を同方向に巻回して成形した輪状部(2)と、上記輪状部の両端折返し部(3)(4)で逆向きに折返して形成した頭部(5)と一対の脚部(6)(6)、および上記各脚部に定着し内燃機関により回転するカム(7)と接触するたとえばナイロンよりなるカム追従子(8)と上記頭部に定着され固定接点(9)と離接する可動接点(10)を有している。しかして上記断続器レバーはその輪状部を断続器台板(11)に植立てたスピンドル(12)にラッシュ(13)を介して遊嵌支承され、折返し部(3)(4)を一端固定した彎曲する板パネ(14)の自由端に設けた切欠部(15)で狭み折返し部の拡開を阻止すると共にカム追従子(8)がカム面に圧接するように付勢している。

したがって図 2 においてカム(7)が矢印方向に回転し追従子(8)がカムの凹部に接触すると板パネの付勢によりレバー(1)

はスピンドル(12)を中心として反時計方向に回転し、まず頭部の回転で接点(9)(10)が閉合し、以後は脚部(6)のみ回転するので板パネの自由端も回動し、最後には折返し部(3)(4)は切欠部(15)より離れる。このため接点閉合時の衝撃は板パネに伝わらず頭部、折返し部、輪状部にて吸収されるので弾性をもって閉合状態を保持することができる。

この発明のレバーは上記のように接点閉合時の衝撃や内燃機関などにより生ずる衝撃振動をレバー全体で吸収するので、局部的な内部ヒズミの集中が少なく、耐震性が増大し内部ヒズミの集中によりクラックを発生して折損するようなことがなくなる効果がある。

(特許第 285589 号) (小林記)

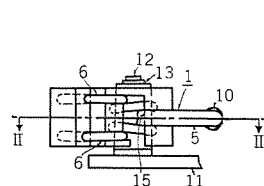


図 1

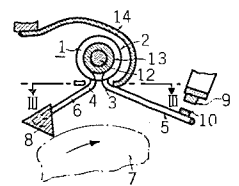


図 2

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 | 釘本範雄 | 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 パネル 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 | 榎本俊弥・渡部優 遠藤義昭 | 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 | 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 | ビジ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 Circularly 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 (I) | 浅川俊文 | 研究所 |
| 37- 4- 6 | 1962 Western Electronics Show and Convention | Infinictely 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 | シタドウマスク 形 カラー 受像管の ビームラジング 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従特性 | 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 | 通信磁性材料研究会誌 | メモリーコア 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 シタ 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 ノーヒューズシタ 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 ノーヒューズシタ 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 ムーアリングウインチ | 和田義勝 | 長崎 |
| 37- 5-14 | 電気学会雑誌 | 製鋼用 アーク 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 ダイナモ 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 | { 大木正路 岩崎明光・木村久男 |
| 放電間隔装置 | 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 |
| 自動車自動エレベータ | 37- 2- 9 | 293650 | 瀬原田三郎 |
| 静電画像を現像する装置 | 37- 2- 9 | 293651 | 山下博典・今本正 |
| 逆弧検出継電器 | 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 |
| 時限閉閉器 | 37- 2- 9 | 293785 | 平岡敏也・大西熊一 |
| 電車饋電区間に於ける混触保安装置 | 37- 2- 9 | 293787 | 尾畑喜行 |
| ジルコニウム合金 | 37- 2-15 | 400229 | 山森末男・実博司 |
| 浸漬点弧型水銀整流器の点弧回路 | 37- 2-15 | 400237 | 細野勇 |
| 洗濯機駆動装置 | 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 |
| 磁気選別装置 | 37- 2- 9 | 293653 | { 河合登・高島秀二・ 加藤庸夫・柳下儀兵衛 小原義正・石田佐助・ 細野貞義 |
| 水銀灯電極の封緘方法 | 37- 3-20 | 296171 | { 中村弘・井手平三郎・ 水上益良 |
| 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取り装置 | 37- 3-20 | 296177 | 木下忠男 |
| 蛍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・白井二実 |
| 自動空気補給装置付電動井戸ポンプ | 37- 4- 2 | 296953 | 国時重 |
| 電気車の車輪部防塵装置 | 37- 4- 2 | 400662 | 内海権三・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磁方式 | 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 |
| 可燃特許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 |
| 静電容量継電器 | 37- 4-17 | 297842 | 武田克己 |
| 電照栽培用蛍光放電灯 | 37- 4-17 | 297843 | 太田重吉 |
| トランジスタ継電器 | 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 |
| 写真暗室用蛍光放電灯 | 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 | 野畑昭夫・高橋正俊 |
| 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 |
| 発電機の電圧調整装置 | 37- 4-17 | 297894 | 平田 毅 |
| 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 | 尾畑喜行 |
| 乗車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 録 日 | 登 録 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 | 加藤庸夫・柳下儀兵衛 |
| 天井扇取付装置 | 37- 4-27 | 701337 | 今井孝素 |
| 扇風機保護枠取付装置 | 37- 4-29 | 701339 | 長瀬卯三郎・斎藤全平 |
| 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 |
| 遮断操作装置 | 37- 5- 9 | 701899 | 早崎 実 |
| 扇風機速度制御装置 | 37- 5-10 | 701922 | 藤田順三 |
| 湿式磁気選別機 | 37- 5-10 | 702009 | 山下源一郎・柳下儀兵衛 |
| 磁気選別機 | 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 | 570107 | 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 |
| 扇風機翼車の製造型 | 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 |
| オルゴール付蛍光灯スタンド | 37- 5-15 | 570112 | { 河合 登・小笠原善丸 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 |
| オルゴール付蛍光灯スタンド | 37- 5-15 | 570114 | { 河合 登・小笠原善丸 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塞装置 | 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 |
| 蛍光灯スタンド | 37- 5-15 | 570121 | 中村 弘・依田 功 |
| 蛍光灯スタンド | 37- 5-15 | 570122 | 中村 弘・依田 功 |
| 電気掃除器 | 37- 5-15 | 570123 | { 東 邦弘・武井久夫 祖父江常雄 |
| 密閉型圧縮機 | 37- 5-15 | 570124 | 石川嘉孝 |
| 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 |
| 空調装置 | 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 |
| 上開式冷蔵庫ケースの引戸装置 | 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 | 加藤庸夫・柳下儀兵衛 |
| クリーナー排気装置 | 37- 5-15 | 570136 | 武井久夫・加藤 悟 |
| 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 |
| 蛍光灯スタンド | 37- 5-21 | 570226 | 山崎 肇 |
| 操作開閉器 | 37- 5-21 | 570227 | 上原利夫 |
| 過渡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出装置 | 37- 5-21 | 570229 | 神本明輝 |
| 扇風機包装箱 | 37- 5-21 | 570230 | 木枝時男 |
| 蛍光灯ソケット | 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 | { 武井久夫・祖父江常雄 加藤 悟 |
| 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振動抵抗器 | 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 | 加藤庸夫・柳下儀兵衛 |
| 巻上げ巻下げ停止装置 | 37- 5-31 | 571140 | 藤本博愛 |
| 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 |
| 東京商品営業所 | 東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル 3 階) | | | | (電) 東京 (211) 代表 2511 |
| 大阪営業所 | 大阪府北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (312) 代表 1231 | | | | |
| 大阪商品営業所 | 大阪府北区堂島北町 8 番地 1 (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 | 札幌市大通り西 1 丁目 13 番地 | | | | (電) 札幌 (3) 代表 9151 |
| 仙台営業所 | 仙台市大町 4 丁目 175 番地 (新仙台ビル内) | | | | (電) 仙台 (2) 代表 6101 |
| 富山営業所 | 富山市総曲輪 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) |
| 小倉出張所 | 小倉市京町 10 丁目 281 番地 (電) 小倉 (52) 8234 | | | | |
| 静岡出張所 | 静岡市七間町 9 番地 10 (電) 静岡 (2) 2595 (3) 2962 | | | | |
| 金沢出張所 | 金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金沢 (3) 6213 | | | | |
| 長崎出張所 | 長崎市江戸町 30 (電) (2) 0293 | | | | |
| 岡山出張所 | 岡山市上石井 174 番地 (岡山会館 4 階) | | | | (電) 岡山 (3) 2948 (2) 2564 |
| 研究所 | 尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 8021 | | | | |
| 商品研究所 | 鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船 (067) 代表 3131 | | | | |
| 戸製作所 | 神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 兵庫 (67) 代表 5041 | | | | |
| 長崎製作所 | 尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 8021 | | | | |
| 無線機製作所 | 長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101 | | | | |
| 静岡製作所 | 尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 8021 | | | | |
| 中津川製作所 | 名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 1531 | | | | |
| 和歌山製作所 | 静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (3) 0141~0145 | | | | |
| 福岡製作所 | 岐阜県中津川市駒場 (電) 中津川 2121~8 | | | | |
| 福山製作所 | 和歌山県和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275 | | | | |
| 姫路製作所 | 福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 (88) 代表 0431 | | | | |
| 大船製作所 | 福山市沖野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 (2) 代表 2800 | | | | |
| 世田谷製作所 | 姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 (23) 1251 | | | | |
| 郡山製作所 | 鎌倉市大船 800 番地 (電) 大船 (6) 代表 2121 | | | | |
| 北伊丹製作所 | 東京都世田谷区池尻町 437 (電) 東京 (414) 代表 8111 | | | | |
| 鎌倉製作所 | 郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 (2) 1220~1223 | | | | |
| 京都製作所 | 伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 大代表 5131 | | | | |
| 無線機製作所 | 鎌倉市上町屋 325 番地 (電) 大船 (6) 4141 | | | | |
| 東京工場 | 京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡所 1 | | | | (電) 高槻 (5) 1607 神足 401 |
| 札幌修理工場 | 東京都世田谷区池尻町 305 (電) 東京 (414) 代表 8111 | | | | |
| | 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
- 最近の超大型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
- 火力発電機および変圧器の保護方式
- 火力発電所におけるシャ断器の傾向
- 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—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觀設計

三菱電機技報編集委員会

| | | | |
|------|-------|------|-------|
| 委員長 | 小倉弘毅 | 常任委員 | 山田栄一郎 |
| 副委員長 | 宗村平 | 委員 | 岩原二郎 |
| 常任委員 | 安藤安二 | | 片岡高示 |
| | 北川和人 | | 櫻井俊弥 |
| | 小堀富次雄 | | 篠崎善助 |
| | 高井得一郎 | | 仁礼義信 |
| | 中野光雄 | | 堀真幸 |
| | 馬場文夫 | | 前田祐雄 |

(以上 50 音順)

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

東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 小倉弘毅
印刷所
東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社
印刷者
東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋武夫
発行所
三菱電機株式会社内「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 電話 東京 (201) 1611
発売元
東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店
電話 (291) 0915・0916 振替東京 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、機械的にか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 1,500kW 直流電動機

