

MITSUBISHI DENKI

三菱電機

東京電力間門変電所



2

VOL.35 1961

東京電力納め変電機器大量完成

急激な電力需要の増加に伴い、配電用2次変電所が多数建設されることになり、当社は東京電力管内の各変電所用として昭和35年に10MVA 負荷時タップ切換変圧器17台、6/3kV キュービクル37組(395面)を納入した。



変圧器

容量 10,000 kVA 三相 50 c/s
一次電圧 66-63-60 kV 変動範囲 $\pm 10\%$
二次電圧 6.9-3.45 kV
屋外用油入自冷式、組立輸送形、窒素封入密封式、負荷時タップ切換変圧器、CR-URA形
外形寸法 3,700×7,200mm、高さ4,500mm
総重量(油込み) 61,000 kg

特長

1. 負荷時タップ切換器は気中方式を採用。油中操作に比し、接触子の寿命が長く、構造が簡単で保守点検が容易であるとともに動作が確実。
2. 二重防音壁構造とし、騒音 55 ホツ以下
3. トレーラによる完全組立輸送が可能。
4. URA 自動制御盤はキュービクル形とし、変圧器本体に直付け。

東京電力間門変電所納め三相 50 c/s 10,000 kVA
60 kV/6.9~3.45 kV 負荷時乾式 タップ 切換器付変
圧器 CR-URA 形

なおこの変圧器は据付寸法、据付ボルト寸法、二次套管の配置およびその連結ダクトとの取付寸法などは、各製作者と統一協定がなされている。



屋外 6/3 kV キュービクル

仕様の統一をおこない、多量生産に適し機構的に互換性が可能となるよう各電力会社、各製作者により協同研究されたものである。

定格電圧 三相三線式 6,900 V および 3,450 V

定格電流 600 A

絶縁階級 6 号 A

母線容量 2,000 A または 1,200 A

シャ断容量 150 MVA (3.6 kV および 7.2 kV において)

過電流耐量 24.1 kA、2 秒(ただし CT は 1 秒)

外形寸法

盤名称	面数	幅×高(前面×後面)×奥行(mm)
主変二次盤	1	700×(2,450×2,350)×2,450
所内盤	1	700×(2,300×2,300)×2,300
電盤	7	700×(2,450×2,350)×2,450

東京電力間門変電所納め屋外用 6/3 kV キュービクル

キ電盤は母線容量 2,000 A の場合は 7 面、母線容量 1,200 A の場合は 6 面が標準である。

シャ断器はセンタブロウ方式を採用した 6-DHM-15 形磁気シャ断器を収納している。

なおこのキュービクルは 6/3 kV、屋内外、単位式自動変電所、被遠方監視制御変電所が共用に設計され、トリップ方式は CT トリップを採用し、母線配置など機構的には各社とも列盤可能のようになっている。



表紙説明

東京電力間門変電所単位式自動変電所に納入した 10 MVA 負荷時タツタ切り換三相変圧器および 6.3 kV キューピクルである。変圧器は気中で操作する URA 形負荷時タツタ切り換器を採用し、低騒音とし、トレーによる完全組立輸送が可能である。キューピクルは電気協同研究会で決定した規格によるもので、それぞれ機構的に各製作者統一協定されたものである。



三菱電機

昭和 36 年 第 35 卷 第 2 号

目 次

中部電力川口発電所納め 30,300 kW 立軸 フランス式水車	佐藤博・森 友茂	2
中部電力川口発電所 納め 32,000kVA 水車発電機、運転制御装置および配電盤設備	山下喜美雄・堀謙二郎	8
900 kWFA形誘導電動機	片山仁八郎・高原洋介	17
MX-1T 形搬送電話端局装置	北垣成一・室田 慎・藤原謙一	22
DM-1 形速度差測定装置(ドローメータ)	竜田直紀・松岡宣雄	27
イグナイトロン整流器の速応制御とそのモデル	細野 勇	35
神戸電鉄 300 形新車用制御装置	宮内圭次・三橋英一	45
空気圧自動制御装置	管田恵之助・小原太郎・大谷清二・吉山裕二	51
推力軸受摩擦面の グリット模様と摩擦関連現象	稲岡千種・山屋恵章	60
JRR-2 研究用原子炉(2)―製作、組立および試験―	水野 茂・南日達郎・中根守久・武関高久	64
交流 シェ断器の合成等価試験に関する基礎的考察	伊藤利朗	71
永久磁石発電機の図式解析	三木隆雄	80
GM 部品について(2)―油圧機器―	香取由之・森川洋・池上麒一郎	88
シリコニウム およびその合金の高温酸化(3)	山森末男・実 博司	94
《技 術 解 説》		
粒子加速装置の展望(2)	今村 元	103
《文 献 抄 訳》		
配電線電圧調整の新しい方法・積算電力計用磁気推力軸受・光増幅管アストラコン・耐熱性の高い変圧器用絶縁物		111
《ニュース・フラッシュ》		
防衛庁技研へ パラメトリック 増幅器付低雑音 レーダ 受信装置納入・関西電力納め超高圧シェ断器完成・防振形鋼板 フレーム 製単相 モートルフランジ 形鋼板フレーム製単相 モートル・内圧防爆形電磁開閉器完成・シリコン・パワ・トランジスタ・国立国会図書館から セレクチュ・パーチカル・コンパ 1 式を受注		113
《特 許 と 新 案》		
移相器・塑造翼車の ポス 部		116
《最近登録された当社の特許および実用新案》		87, 117
《最近における当社の社外寄稿一覧》		21, 50, 63, 79
《表 紙》		
2. 東京電力間門変電所変圧器 キューピクル		
3. 工作機械の数値制御装置		
4. 三菱 ミシン		

中部電力川口発電所納め

30,300 kW 立テ軸 フランス水車

新三菱重工業株式会社神戸造船所 佐藤 博*・森 友 茂*

A Vertical Francis Water Wheels of 30,300 kW for Kawaguchi Power Station The Chubu Electric Power Co.

Mitsubishi Shipbuilding & Engineering Co., Ltd.

Kobe Works Hiroshi SATO・Tomoshige MORI

At the lower reach of the Ohi river stands Kawaguchi power station of Chubu Electric Power, where two Francis water wheels of vertical construction each rated at 30,300 kW have been supplied by Mitsubishi Shipbuilding Yard, Kobe Plant. The machines have been built based on copious experience and of the best materials available. Of many features of the machines outstanding is the test and measurement on the stress of casings which were conducted at the factory before they were completed. The distribution of stress when the casing is subjected to the internal pressure is hard to know because of a complicated contour.

1. ま え が き

中部電力株式会社が、大井川に建設中の川口発電所に
すえ付けられる、30,300 kW 立テ軸フランス水車2台は新
三菱重工業神戸造船所で製作されたもので、目下現地す
え付中であるので、ここにその概要を紹介する。

発電所の地点は図1.1に示すように比較的下流に属し、
東海道線島田駅よりさかのぼること約12 kmの地点であ
る。この水車は中容量のものであるが、その設計製作に

当たっては過去の実績と豊富な製作経験とを生かし、さ
らに各部の構造、材質などに綿密な検討を加え、各種の
実験研究を重ね、すぐれた性能と高い信頼度とを得るこ
とに万全を期した。

2. 発電所計画概要

この発電所は、上流久野脇発電所の放水および大井川
の残流を取水し、約3.15 kmの無圧トンネルによって笹
間川調整池に導水、同調整池において逆調整したのち8.4
kmの無圧トンネル、上水タンクおよび水圧管路によって発
電所に導水発電するものであり、放水は一部を下流赤松
発電所へ直接導水するものであって、残水は支流伊久美
川合流点付近で大井川本流に放流するものである。

図1.1は発電所位置図、図2.1は発電所付近平面図を

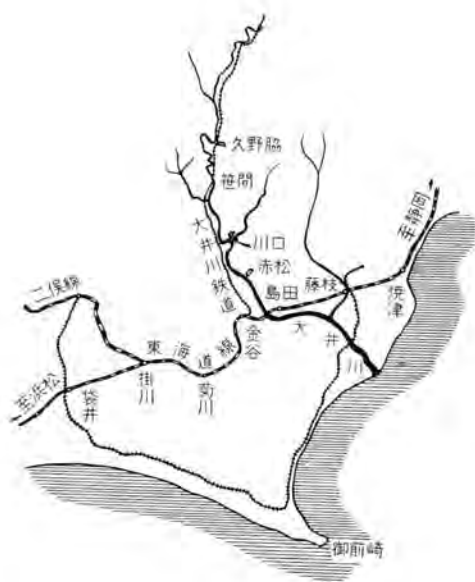


図 1.1 発電所位置図

Fig. 1.1 Site of power station.

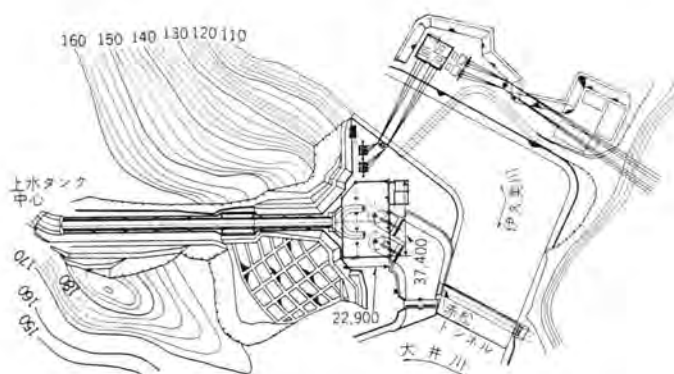


図 2.1 発電所付近平面図

Fig. 2.1 Plan of the environment of power station.

示す。

2.1 水力設備の概要

取水河川名	大井川水系大井川
発電所位置	静岡県島田市宇身成
流量	最大 90 m ³ /s 常時 35.94 m ³ /s
有効落差	最大流量使用時 75.3 m 常時流量使用時 76.78 m
発電所出力	最大 58,000 kW
調整池利用水深	3.8 m

2.2 建家構造および機器の配置

補機類はすべて補機室および地下室に収納したため発電機室は発電機以外は調速機および制御盤だけであり、見通しよく、建家の割合にゆったりした感じである。そのため補機類配置については、せまい部屋においていかにして組立分解および保守点検を便ならしめるかについて非常に苦心した。

図 2.2 は機器配置断面図、図 2.3 は機器配置平面図を

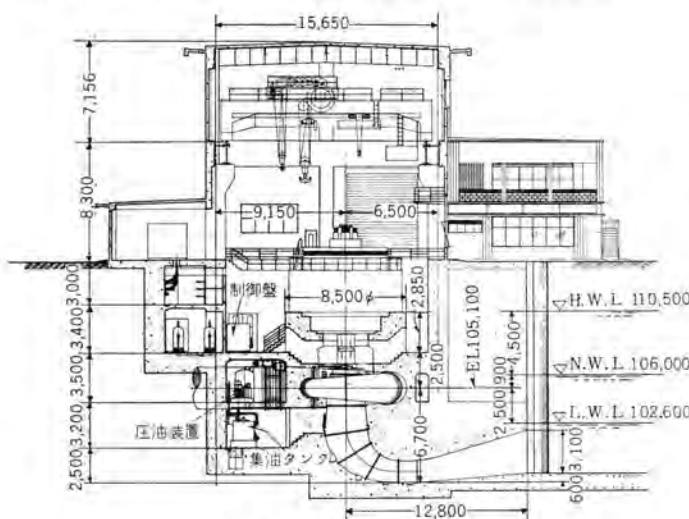


図 2.2 機器配置断面図

Fig. 2.2 Vertical section of the station.

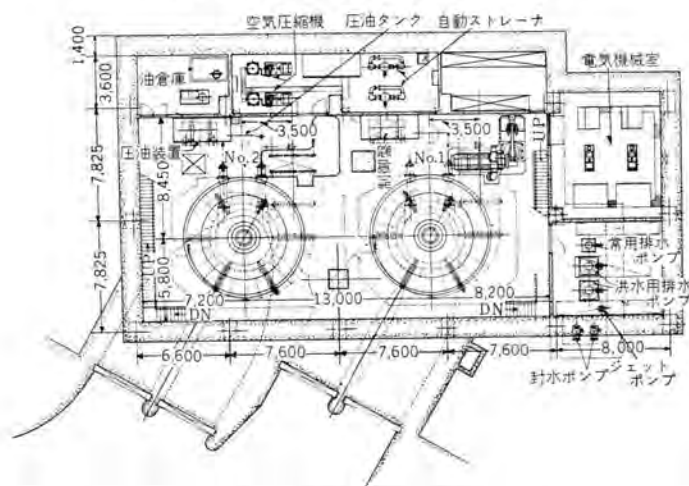


図 2.3 機器配置平面図

Fig. 2.3 Plan of machine arrangement.

示す。

3. 水 車

3.1 水車仕様

水車形式	立軸軸単輪単流うず巻フランシス水車
台数	2台
有効落差	75.3 m
出力	30,300 kW
流量	45 m ³ /s
回転数	257 r/m
周波数	60 c/s
回転方向	発電機より見て時計式
すえ付方式	単床式コンクリートバレル
速度変動率	35 %
水圧変動	30 % (22 m)
発電機に要するGD ²	1,200 t-m
調速機閉鎖時間	5.2 sec
無拘束速度	480 rpm

3.2 模型試験

実物水車の製作にさきだって、水車効率試験、キャピテーション試験、インデックス試験、ランナ出口内部流動および吸出管空気導入量測定試験、無拘束速度および水圧推力測定試験などを行ない、それぞれの特性を確認した。

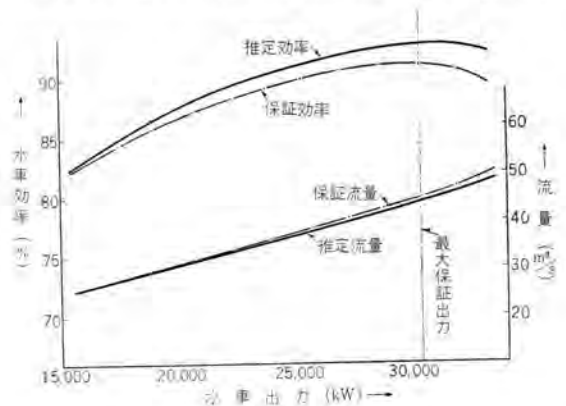


図 3.1 実物水車推定効率曲線

Fig. 3.1 Estimated efficiency curves of water wheel.

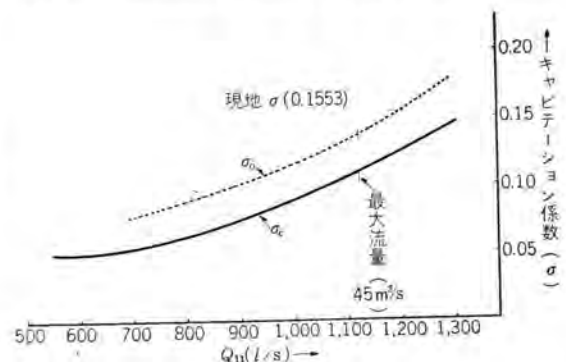


図 3.2 キャピテーション特性曲線

Fig. 3.2 Cavitation characteristic curves.

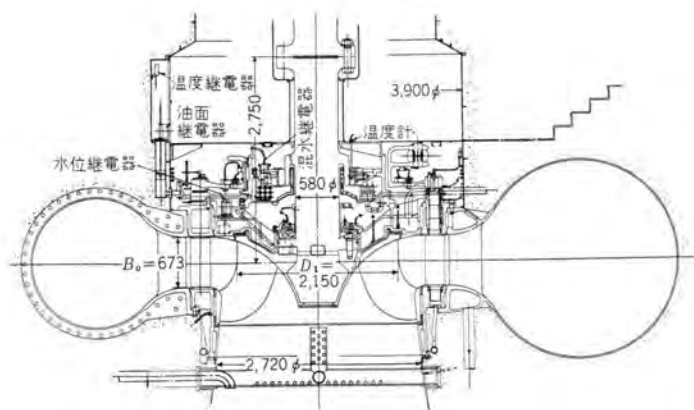


図 3.3 本体断面図
Fig. 3.3 Vertical cross section of water wheel.



図 3.4 現地組立中の本体
Fig. 3.4 Water wheel under assembling.

が各性能にわたりきわめて好性能を発揮していることが立証され実物水車の適用に対してはなんら支障なく、実物水車における好性能運転に十分期待が持てるものである。図 3.1 は実物水車推定効率曲線、図 3.2 は同 キャビテーション特性曲線を示す。

3.3 水車本体

図 3.3 は水車本体構造断面を示し、図 3.4 は現地組立中の本体を示すが、この水車の特長としてはケーシングに対して未完成のうちから大がかりな応力測定試験を実施したことであろう。水車ケーシングは非常に複雑な形状をしているため、内圧を受けた場合その応力分布を正確に知ることは困難であるが、今回の試験であらゆる角度から応力測定を行ない、詳細に応力分布状態を知ることができて今後のケーシング設計に貴重な資料を得ることができた。

また主軸が上カバーを貫通する部分のパッキングについては綿密な実験を行ない、その優秀性を確認の上平面形パッキングを採用した。



図 3.5 主軸と連結された製作中のランナ
Fig. 3.5 Runner connected with a shaft.

なおガイドベーン上下ギャップ調整装置はきわめて微調整の可能な構造（特許申請中）をこの水車に初めて採用した。

(a) ランナ

ランナは前述のとおり模型試験により性能の優秀性を確認の上製作されたものであるが、また摩耗などに対する耐久性にも考慮を払い、13cr 不銹鋼の一体铸造とした。最大外径 2,750 mm、重量約 10 t でランナライネも 13 cr 不銹鋼である。図 3.5 は主軸と連結された製作中のランナを示す。

(b) ガイドベーン および調整機構

ガイドベーンは摩耗を考慮して 13 cr 不銹鋼製とし、停止時の漏水を極力少なくするため、ガイドベーン全閉時だけ上下ギャップが小さくなるような構造を採用した。なおガイドベーン上下ギャップを均等にし、かつ調整できるようにギャップ調整装置を設けた。この調整装置はきわめて微調整が可能なようにネジ山数の異なる二重ネジを設けて

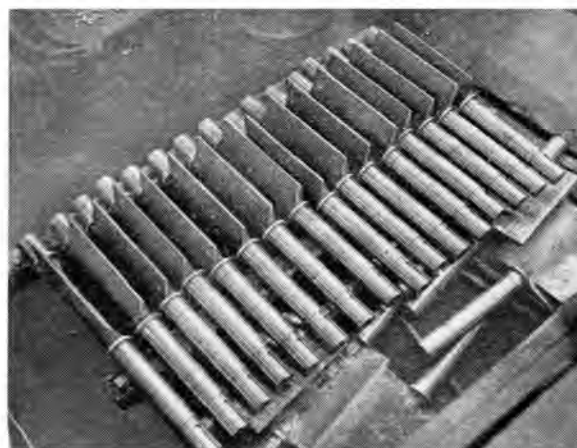


図 3.6 完成されたガイドベーン
Fig. 3.6 Completed guide vanes.

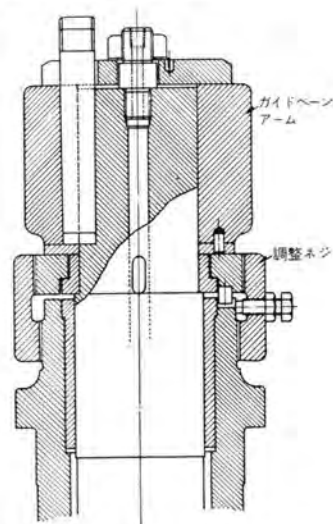


図 3.7 ガイドベーン上下間隙調整装置
Fig. 3.7 Device to adjust the gap of guide vanes.

ある。(特許申請中) 図 3.6 は完成した ガイドベーン を示し、図 3.7 は ガイドベーンギャップ 調整装置を示す。

ガイドベーン 調整機構はガイドリングを軸受支持台外側に配置した内側伝達式であるが、ガイドベーンを分解することなくランナを取出しうる構造であり、ガイドベーンリンクはヨーバックル式とし、弱点部はリンクとアームを連結するピンに装備されている。

(c) ケーシング および スピードリング

ケーシングは溶接構造用鋼板製、スピードリングは鋳鋼製であるが全体を溶接構造とし、輸送の関係から6分割となし、フランジ接続方式が採用された。水車用ケーシングはその構造が非常に複雑であるため、内圧を受けた場合の応力分布を理論的に解析することは困難であり、とくに構造上からケーシングのスクロールとスピードリングとの接合部付近では曲げモーメントが作用し他の部位に比較して大き

な応力を生ずることが考えられる。そこでこのケーシングにおいて製作の途中、すなわちスピードリングとケーシングの接合部付近に補強リウを取付ける以前に抵抗線ヒズミ計により内圧を受けた場合の各部のヒズミを計測し、その応力分布状態を知り、その結果改めて補強リウを取付け応力分布がいかなる状態に変化するか、また最大応力が幾何ほどまでに押えられるかなど詳細な試験が施行された。その結果いかなる位置にどのような形状のリウを取付けるべきかなど補強リウの適正な配置あるいはケーシングの板厚選定などについて詳細正確に知ることができ、今後のケーシング設計に貴重な資料を得ることができた。

図 3.8 は現地すえ付中のケーシングを示し、図 3.9 は工場におけるケーシング 応力測定状態を示す。

(d) 軸受および 封水パッキン

軸受と 封水パッキン とは水車運転上非常に重要な部分である。軸受は過去の経験からもっとも安定性のあるセグメント形自己給油式を採用したが、ランナが比較的 N_s の大きい末広がりのものであるため、運転の安全性を考慮して軸受位置を可能な限りランナに近づけた。また軸受には温度継電器油面継電器および混水継電器を備え運転の安全を期している。

また主軸が上カバーを貫通する部分の封水パッキンについては従来のものは主軸の外周面で漏水を防止する形式のものであったが、この水車において初めて軸に直角な面で漏水を防止する平面形を採用した。

実機採用に先だち小形実験機を使用して周速、パッキン

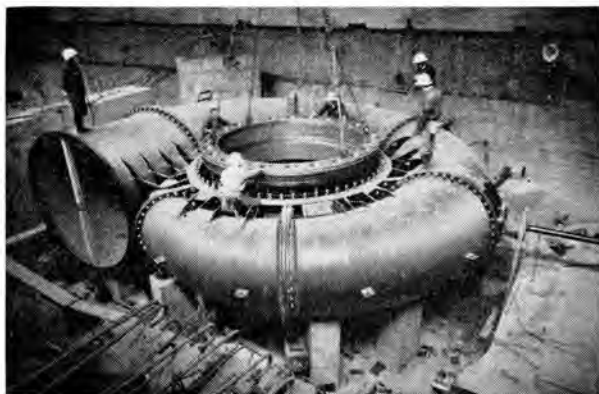


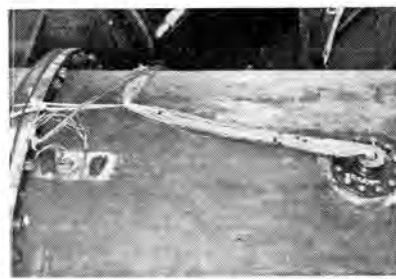
図 3.8 現地すえ付中の ケーシング
Fig. 3.8 Casing under erection at the site.



(a) 補強リウ溶接前のヒズミ計 取付状態



(b) 補強リウ 溶接後のヒズミ計 取付状態



(c) 内部ヒズミ計用 リード線 引出状態



(d) スティベーンヒズミ計 取付状態

図 3.9 工場における ケーシング 応力測定状態
Fig. 3.9 Stress measurement on the casing at the factory.



(e) 外部ヒズミ計 取付状態



(f) 内部ヒズミ計 取付状態

面圧、水圧、使用水の種類（清水または濁水）、パッキン材質などの諸条件をいろいろに組合せ、漏水試験、パッキン摩耗試験、パッキン材料の比較試験など詳細に試験し、その優秀性を確認の上採用したものである。

新形パッキンの特長

- パッキンの摩耗方向が軸心と平行すなわち垂直方向となっているためパッキン割目にギャップを必要としない。したがって漏水量が非常に少ない。
- 従来形に比較してパッキンの摩耗代を大きくとれる。したがってパッキンの寿命が長い。
- 軸の偏心または軸受摩耗による軸振れがあってもパッキン作用にはほとんど変化がない。
- 構造が簡単で分解組立が容易である。
- パッキン装置全体の高さが低いので軸受の位置を下げる事が可能で水車の安定上好都合である。
- 主軸スリーウを必要としない。

唯一つ欠点としてはパッキンしゅう動面の周速が従来形に比較して若干速くなることである。

なお従来形同様土砂に対する耐久力が非常に小さいの

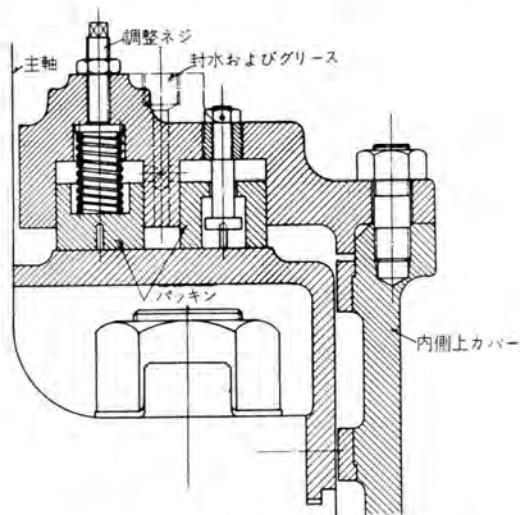


図 3.10 主軸封水パッキン
Fig. 3.10 Main shaft water seal packines.



図 3.11 現地すえ付中の吸出管
Fig. 3.11 Draft tube under assembling at the site.

で土砂の多い河川または洪水時などには清水による封水圧は絶対に確保しなければならない。

図 3.10 は新形パッキンの構造を示す。

(e) 各部の構造

上カバー排水はスピードリングのステイバーン中穴を通して所内排水ピットに自然流下させているが、危急用として別にジェットポンプ1台を備えて安全を期している。なお警報用水位継電器も備えられている。

ランナ背圧用バランス管は4B4本3B2本をそれぞれ吸出管に連結しているが、4Bバランス管には調整弁が備えられている。吸出管空気導入方法は模型試験にて確認の上ランナ直下に空気を導入するよう空気を取付けているが、管の片側はルーズとしさらに管を十字形にして補強し空気の脱落防止については細心の注意が払われている。図 3.11 は現地すえ付中の吸出管を示し、図 3.12 は完成近い発電所全景を示す。

3.4 水車用機器

(a) 入口弁

主弁は横軸バタフライ弁で口径2,900 mmで、ケーシングおよび弁体は鋳鋼製である。弁体外周には封水用ゴムパッキンを設けて洩水を防止してある。

バイパス弁は口径300 mmのニードル弁で、弁出口部に空気吸入穴を設けて弁開閉時の振動、キャビテーションを防止する構造とした。

主弁は油圧重錘式を採用し、油圧によって開き重錘によって閉鎖する。バイパス弁は油圧によって開き、スプリングおよび水圧でしめる方式とした。なお貯水池満水時に水車の全開水量を安全かつ確実に流水シャ断できるよう



図 3.12 建設中の発電所全景
Fig. 3.12 Panoramic view of the power station under construction.

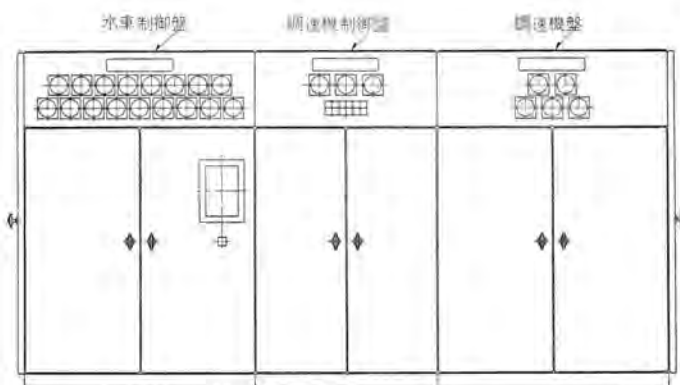


図 3.13 調速機盤調速機制御盤水車制御盤外形図
Fig. 3.13 Outline of switchboards.

設計された。

(b) 調速機

調速機は三菱キャビネット形電気式調速機が使用された。周波数検出、復原、増幅等の電氣的制御部および保護装置を内蔵する調速機制御盤と電氣的信号を機械量に変換、増幅するアクチュエータ、ガイドベーン配圧弁を内蔵する調速機盤は水車制御盤とならんで発電機室に設置した。図3.13はその外形を示す。

この調速機は発電所総合負荷調整運転および水位調整運転が可能であり、上記発電所総合負荷調整運転あるいは水位調整運転の切換は配電盤で操作される。また負荷の調整は配電盤よりの電動操作あるいは水位調整装置の指令とともに調速機の周波数調整により行なわれる。

(c) 圧油装置

圧油装置は単位方式で、圧油は 20 kg/cm^2 である。圧油ポンプは2台あり、スクリュポンプを採用し、いずれも電

動機駆動である。吐出量は 380 lit/min である。なお圧油ポンプは調圧弁等圧油装置機器とともに共通台板にまとまりよく配置してある。

圧油タンクの容量は $3,000 \text{ lit}$ で機械室に圧油ポンプと並べて設置した。油面計は破損の不安のないクリンカ式とし、油面の上昇下降の検出は確実に故障のない浮子、レバー式としてある。

集油タンクは運転中でも内部点検、掃除ができるよう2個に分割してあり、油面計、温度計、混水継電器を備えている。なお別に漏油集油タンクを設置してあり漏油集油タンクは沈下タンクとコシ網および混水継電器を備え、漏油はすべてこの漏油集油タンクを経て集油タンクに戻る方式を採用した。

(d) 運転制御装置

制御方式は一人制御式で、配電盤より操作される。また発電機室の水車制御盤で手動操作もできる。

水車制御盤には運転制御用電磁弁および補助弁が収納されている。

4. む す び

以上川口発電所用水車についてその概略を紹介したが工場にて詳細な検査を経て完成し、現在発電所現地にて据付中で、8月末通水の運びとなる予定で好調な運転にはいる日を期待している。

終わりに本機の計画製作にあたって、ご支援とご指導を賜った中部電力の関係各位にたいし深く感謝いたします。

中部電力川口発電所納め 32,000 kVA 水車発電機, 運転制御装置および配電盤設備

神戸製作所 山下喜美雄*・堀 謙二郎*

Operation Control Apparatus and Switchboard Equipment for 32,000kVA Water-Wheel Generators for Chubu Electric Power, Kawaguchi Power Station

Kobe Works Kimio YAMASHITA・Kenjiro HORI

Kawaguchi power station of Chubu Electric Power has been built at Shimada-city of Shizuoka prefecture where the Ohi river is joined by the Ikumi river. Two water wheel generators each rated at 32,000 kVA have been delivered there; they have been built by the joint effort of Mitsubishi Electric Manufacturing and Mitsubishi Heavy Industry Reorganized. These giant machines are of a one-man control, which is worthy of mention. Herein are reported the outline of equipment, specification of generators, their construction, test results, auxiliary apparatus of the water wheel, governors and automatic voltage regulators, among operation control apparatus together with the construction of switchboards.

1. ま え が き

この発電所は大井川水系に属し大井川と伊久美川との合流する静岡県島田市に建設されており、その上流の久野脇発電所の放水および大井川の残流を取水して笹間川調整池（逆調整池）に導き、ここからさらに川口発電所まで導かれている。

この発電所には 32,000 kVA の水車発電機 2 台が中部電力の手によって設置されることになり、その関係機器は昭和 33 年より製作に着手し昭和 35 年に当社より納入された。

以下、発電機、運転制御装置および配電盤設備についてその概要を説明する。

2. 設 備 概 要

図 2.1 はこの発電所的主回路単線結線図で主要機器の概要は下記のとおりである。

水	車	30,300 kW	フランシス水車	2 台
発	電	機	32,000 kVA 11 kV 60 c/s	
			257 rpm	2 台
主	励	磁	機	180 kW 220 V 2 台
副	励	磁	機	10 kW 110 V 2 台
主	変	圧	器	32,000 kVA 三相 送油風冷式
				80.5-77/10.5 kV 2 台
配	電	用	変	圧
器				

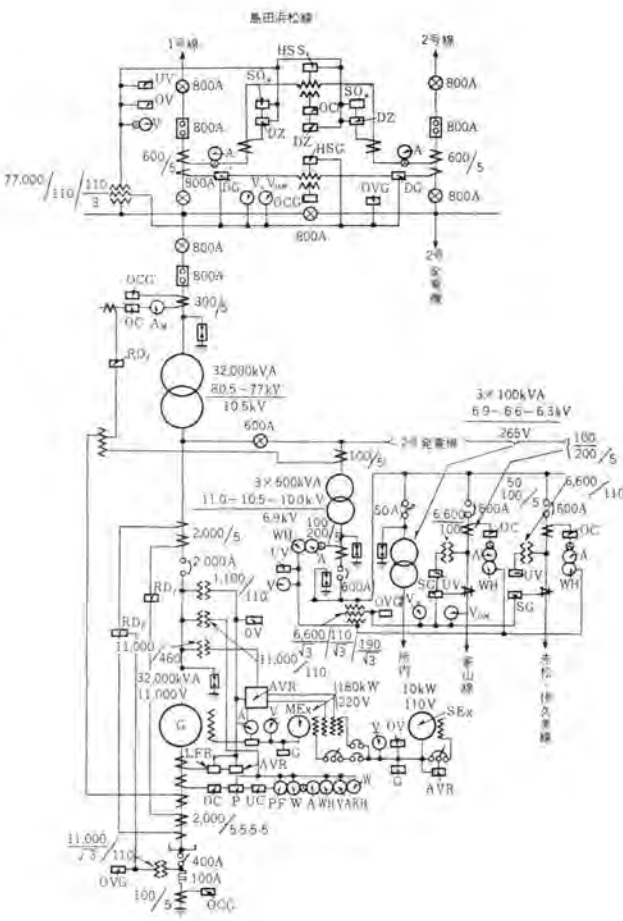


図 2.1 主回路単線結線図
Fig. 2.1 Single line diagram of the main circuit.

6.9 kV 3台
 所内用変圧器 100 kVA 単相 乾式 6.9 6.6 6.3 kV
 265 V 3台

図からわかるように単位式ではあるが2台の発電機に対して1バンクの配電用変圧器を共有し、所内回路は2台の発電機のいずれか一方から電源が供給されるようになっている。また赤松・伊久美線から所内回路に給電することもできる。低圧所内回路は460/265 Vの三相四線式が採用され洪水時の排水作業を主目的として非常用ディーゼル発電機が設置されている。

発電機の中性点は100 A 63.5 Ωの抵抗器によって接地され、主として主変圧器の低圧側で自動同期並列投入を行なう低圧同期式を採用しているが、高圧側でも手動並列ができるようになっている。

3. 発 電 機

3.1 発電機仕様

(1) 主発電機

形 式	立 π 軸回転界磁閉鎖風道循環形 (空気冷却器付)
出 力	32,000 kVA
電 圧	11,000 V
力 率	90 %
周波数	60 c/s
回転数	257 rpm
極 数	28
ハズミ車効果	1,200 t $\cdot$ m ²
短絡比	1.0 以上
無拘束速度	480 rpm

(2) 主励磁機

形 式	立 π 軸開放形補極付 他励差 動分巻
出 力	180 kW

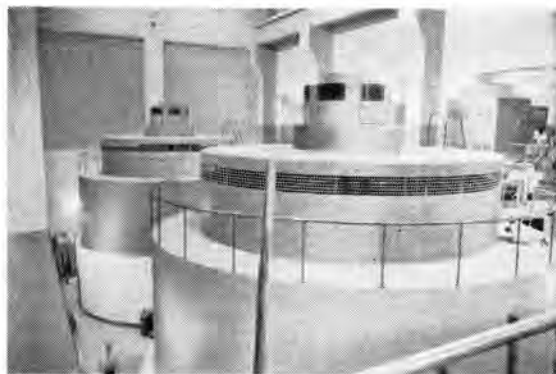


図 3.1 32,000 kVA 発電機 (据付中)

Fig. 3.1 32,000 kVA Water-wheel generator.

電 圧	220 V
極 数	12

(3) 副励磁機

形 式	立 π 軸開放形 分巻
出 力	10 kW
電 圧	110 V
極 数	8

(4) 電気バナ電源用永久磁石発電機

形 式	立 π 軸開放形
出 力	500 VA
電 圧	110 V

このほか、励磁機上部には起動停止確認装置を設け、また自動電圧調整器は磁気増幅器形を使用している。

図 3.1 は据付け終わった発電機の外観である。

3.2 発電機の構造

この発電機は中速中容量機に属し、いわゆる普通形発電機構造で図 3.2 はその構造を示す。キングスベリー形推力軸受、セグメント式 上下案内軸受を有し、軸受冷却には冷却水だけを用い、運転中油循環を行なわない、いわゆる油自蔵式である。通風方式は、閉鎖風道循環形で、6 個の空気冷却器で、機内循環空気の冷却を行なう方式を採

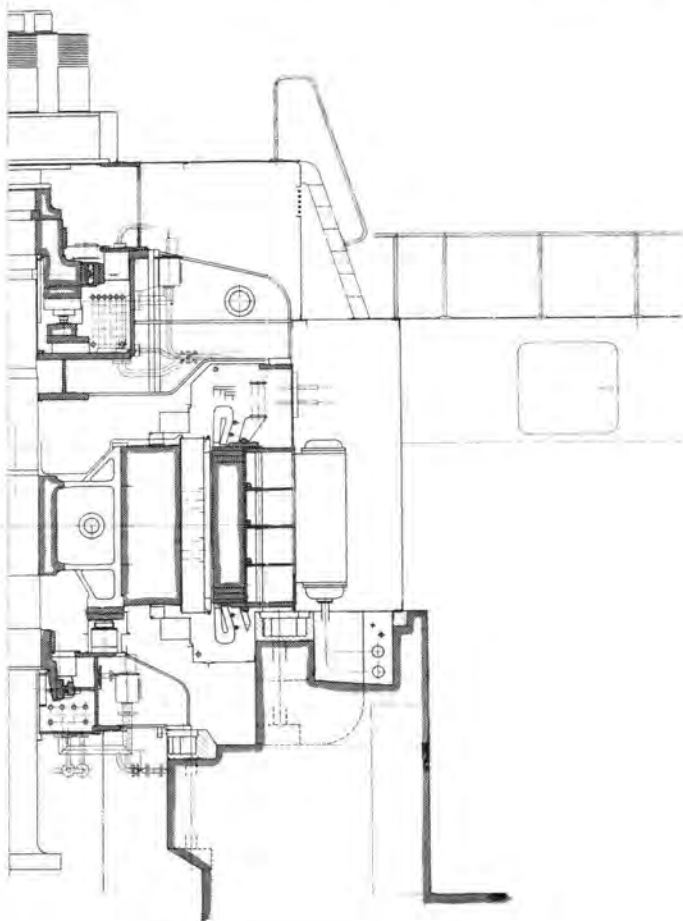


図 3.2 普通形発電機の構造

Fig. 3.2 Construction of general type generator.

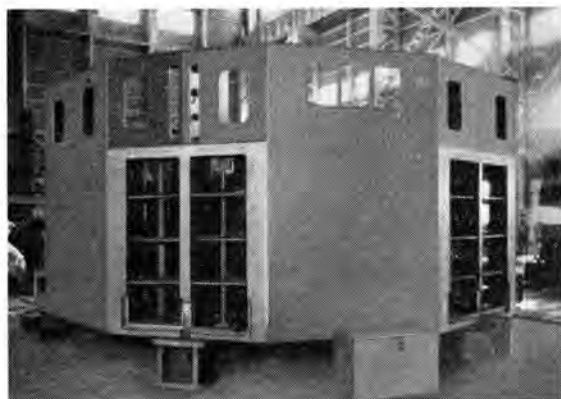


図 3.3 固定子ワ
Fig. 3.3 Stator frame.



図 3.4 溶接中の固定子ワ
Fig. 3.4 Stator frame under welding.

用している。

(1) 固定子

(a) 固定子ワ

鋼材溶接組立式の堅固な構造でその外観は図 3.3 に示す。輸送に便利のように三つ割の構造で、固定子鉄心、固定子コイルを保持し、常時はもちろんのこと発電機の端子短絡時の衝撃荷重にも十分に耐える剛性をもっている。また割れ目などの工作には十分注意を払い、振動、磁気騒音などを生じないようにしている。図 3.4 は溶接加工中の固定子ワを示す。

(b) 固定子鉄心

固定子鉄心は高級ケイ素鋼板を扇形にスロットとともに、打抜いた後、十分に焼鈍を行なう。つぎに絶縁ワニスで両面を処理したものを、1枚ごとに交互に半分ずつ積み重ね、固定子ワに沿って円周に積んで行く。途中には適当数の通風間隙が設けてある。この両端部は非磁性高抗張力のフィンガープレートで、緊く締め付け鉄心の振動の原因にならないよう注意している。

(c) 固定子コイル

固定子コイルは1ターンコイルで、導体素線は多数の二重ガラス巻平角銅線で構成して渦流損を減少するとともに、溝内直線部でレーベル転位を行ない、端部では素線を数群に分けて相互に転位を行ないつつ接続し、表皮作用によ

る損失を減少させている。対地絶縁は連続マイカテープおよびガラステープを使用した完全B種絶縁である。このマイカテープは、良質の軟マイカ板を電気特性のよい合成樹脂のボンドで結合したもので、前記素線を積重ねた導体に、マイカテープの多重巻を行ない、表面はガラステープで仕上層を作り、湿気、ガスなどの除去の真空処理を行なう。電気的特性のきわめてよい、当社独特の合成樹脂絶縁物充填剤「ダイヤレジン」を、十分に含浸し、これを加圧加熱すれば一定の温度で重合反応を起こし、コイル各部に十分充填され、強靱で柔軟な、すぐれた電気的物性的性質を持った安定した絶縁層ができていく。この合成樹脂のもつ高度の充填性ならびに優秀な電気的性質が、誘電体力率の値を小さくし、絶縁抵抗、絶縁耐力、耐湿力、機械強度等の値を非常に大きくしている。

コロナ特性として、一般にコロナは表面コロナと内部コロナに分けられるが、前者は鉄心溝内および鉄心端部で発生するが、これは絶縁層の表面に適当な抵抗値をもった半導体性塗料を塗り、有効に抑制している。

とくに内部コロナは絶縁層内部に存在するボイドに起因するものであるが、ダイヤラシック絶縁では、ダイヤレジンの浸透性がきわめてすぐれているので、内部コロナの発生はきわめて少ない。

固定子コイルは、運転中の端子短絡により、各コイル端部が変形しないように、固定子ワ両面に等間隔に配置固定されたささえに、縛り付けられた非磁性合金製のささえ輪に、それぞれ縛り付けられている。鉄心溝中の上下コイル間で、円周12個所に温度測定用サーミスタコイルを入れ、うち6個を予備としている。

図 3.5 は巻線中の固定子コイルを示す。

(2) 回転子

図 3.6 は回転子の構造を示す。水車無拘束速度 480 rpm に、機械的に十分安全に耐えるように設計されている。

(a) 磁極鉄心および界磁コイル

磁極鉄心は、所要の形状に打抜いた磁気特性のよい薄



図 3.5 固定子コイル
Fig. 3.5 Stator coils.

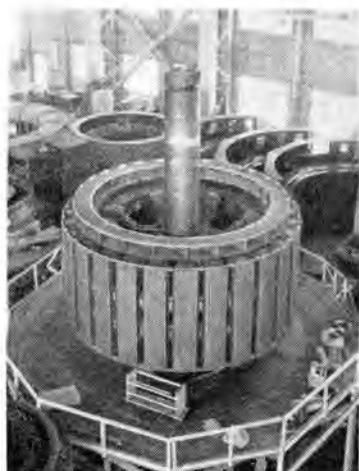


図 3.6 回転子
Fig. 3.6 Rotor
completely
assembled.

鋼板を所要の厚さに積み重ね、その両端に鋳鋼製端板を当て、ボルト締めして一体とした後、タテイルにより輻鉄リムに取付ける。頭部には制動巻線の棒を納め、その両端部は Z 形断面の高力黄銅製制動巻線短絡片に銀ろう付けされていて、短絡片の下端は、磁極端板に設けた切込み部分に嵌合し、遠心力に耐えるようになっている。この嵌合は軸方向には自由になっていて、制動巻線棒切断の恐れはない。各短絡片は可撓銅帯で電氣的に接続され、連続形制動巻線を形成している。

図 3.7 は磁極を示す。

界磁コイルは、裸平角銅帯を平打巻に曲げ、層間絶縁としてアスベスト紙をワニスではり付け、対地絶縁としてアスベスト布および可撓マイカナイト板を使用し、温度を上げて高い圧力で焼付けている。界磁コイルが、遠心力ではみ出すのを防止するため、軽合金およびマイカナイト板を使用したコイル締金を設け、コイル上下面にはガラス布入マイカナイト板製の絶縁ワシヤを使用している。界磁コイルは長年運転している間に、絶縁物の枯れによるゆるみを生じないよう、コイル下面に板パネを入れ、コイルをつねに、磁極頭に押し上げるようにしている。

(b) 輻鉄リムおよび主軸

図 3.8 および図 3.9 は主軸および加工中の輻鉄リムを

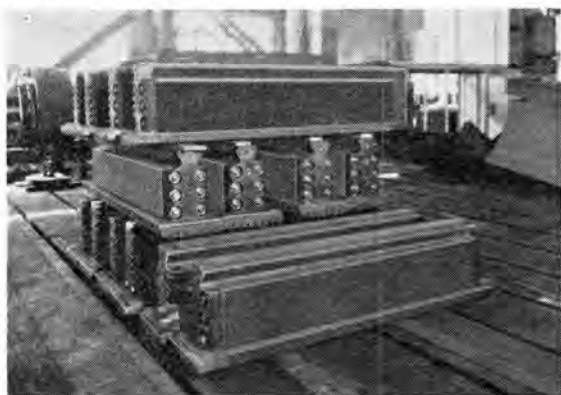


図 3.7 磁極鉄心
Fig. 3.7 Field poles.

図 3.8 主軸
Fig. 3.8 Shaft.

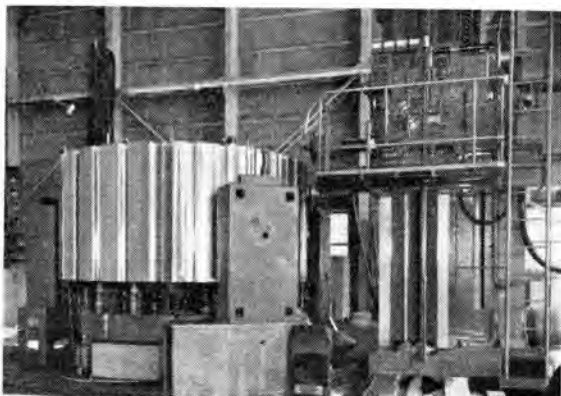
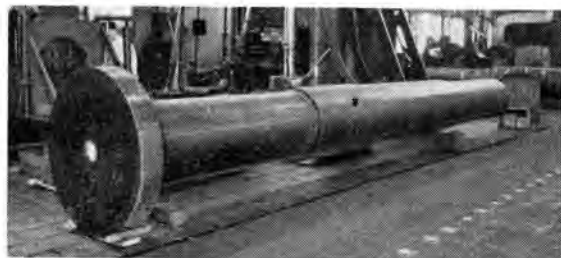


図 3.9 機械加工中のスパイダ・リム
Fig. 3.9 Spider rim under machining.

示す。主軸は鍛鋼製で、下端はリーフボルトで水車軸と接続する。

輻鉄リムは鍛鋼製で、輸送の都合上軸方向に 4 分割とし、締付ボルトで一体にして、輻鉄の 6 本足部に焼ばめする。

輻鉄リムは、回転部分中もっとも苛酷な機械強度を要求される部分で、外周および内周数箇所より試験片を採り、抗張力などの材料試験を行ない、また超音波探傷器を用いて内部の材質の欠陥を検査し万全を期している。

(c) 通風用扇車および制動輪

輻鉄リムの上下面に、鋼材溶接製のラジアルファンを設け、所要冷却空気量を循環させる。また下面には制動輪を設け、制動時に、回転部のもつエネルギーを吸収し、発電機を停止しているが、その苛酷な熱条件に置かれる制動輪の構造として、熱膨張に対して締付ボルトに無理な力が掛らないように、また、遠心力に対してスパイダボスへのはめ合せで耐えるような構造を採用している。

(3) その他

(a) 上ラケット

上ラケットは鋼材溶接製で、発電機・励磁機の回転部および水車側の全推力を支持し、機械的に十分な強度を有するとともに、固定子ツクと一体となって高い剛性をもっている。推力軸受槽を兼ね、内部に推力軸受、上部案内軸受を納め、6 本の足は輸送の都合上全部継足としている。図 3.10 は完成した上ラケットを示す。

(b) 下ラケット

下ラケットは鋼材溶接製で、発電機・励磁機および水車回転部の静荷重を支持すればよく、制動時のトルクも

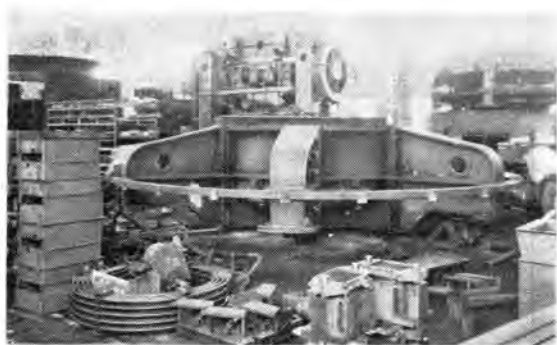


図 3.10 上ブラケット
Fig. 3.10 Upper bracket.

大きくないので上ブラケットに比し簡単な構造である。

下案内軸受槽を兼ね、内部に下案内軸受を納めている。上面には、水車側よりの圧縮空気操作による制動器を具えている。ブレーキシューの制動時における粉末に対して、制動器の回りに防じん装置を設けて、粉末が発電機内部にはいるのを防いでいる。

(c) 推力軸受、上下案内軸受

推力軸受は、当社製キングスベリー形で、水車・発電機の回転部の重量と最大水压を負って安全に運転されるもので、また、上下案内軸受は多数個の区分受金からなるナット式で、各パッドは1個のピボットにより支持されて、自動的に給油調整を行なう。図3.11は推力軸受の外観を示す。

軸受の冷却方式は、油槽内に設けた冷却水管だけで行なういわゆる油自蔵式であるが、油槽内に密閉された油は運転中きわめて複雑な変化をみせる。すなわち、回転のため油槽外壁付近の油面は、回転や温度の上昇により、運転時の油面は、静止時の油面に比し、かなり上昇する。

また油そう内の空気圧力も温度や油蒸気で高くなり、種々の形で油漏れを起こすおそれがある。油そう内壁から主軸を伝わる油漏れに対しては、油そう内壁および受金に特殊の構造を採用し（実用新案 457904）、油そう内の圧力上昇防止のためには空気抜き装置を設け、（実用



図 3.11 推力軸受
Fig. 3.11 Thrust bearing.

新案 430265)、油そうと回転部とのすきまから漏洩する油蒸気を防止するために空気パッキングを採用している。これは上下2段の空気室を設け、上段にファン圧力を給気パイプを通して圧入し、下段から排気パイプを通して、機外に排気する方式で、油蒸気の漏洩はこれにより油そう外に出ることはない。

油そうには油面リレー、冷却水管には流水リレーを設け温度測定素子は外部から簡単に取り換えることができるようになっている。

軸電流防止用絶縁は、それぞれの軸受部で行ない、推力軸受は軸受台盤と油そう底板との間で、また上下案内軸受は軸受支持ワックを二つにわけ中間に絶縁板を挿入して行ない、さらに絶縁板の間に銅板をはさみ、絶縁板の外部および銅板からそれぞれ端子を出し外部に導き、運転中でも簡単に絶縁状態の点検が容易にできる。

(d) 風洞・空気冷却器・除湿器・消火装置

風洞は銅板製の溶接構造で、気密に十分注意が払われ、振動騒音の発しないような強固な構造である。とくに、風洞の内張りに防音剤を使用し、騒音低下にとくに留意している。

空気冷却器6個を丸風洞内部に等距離に配置し、発電機内部からの熱風は固定子ワック外側にとりつけた6個の空気冷却器で発電機の冷却を行ない、1個故障しても十分に定格出力を出すことができる大きな冷却能力をもっている。形式としては表面冷却形で、冷却管はアルブラック管を使用し、その外周には、硬銅線を数個からみ合わせて伝熱要素を構成し、上下の水室は銅板溶接製である。発電機内部の温風は、固定子ワック外周の6個所の出口から空気冷却器を通り、冷風となって上部は上ブラケット足間より、下部は発電機バレル中の通風孔を通り発電機内部にはいり、つねに同一空気を循環している。

電動式除湿器を固定子ワック側面に取付け、発電機が停止すると、機内温度の低下に伴い、湿気が凝結して絶縁低下をきたすことのないようにしている。

発電機の消火装置として、自動炭酸ガス消火装置を設けている。すなわち差動継電器の作動、および、火災検出要素として、各空気冷却器入口につけたサーモスタット、出口につけた感煙要素の作動で、自動的に炭酸ガス消火を行なうもので、手動操作でも炭酸ガスを放出できる。

炭酸ガス容器は2群に分れ、事故の場合、第1群は即時放出用として急速に放出して風道ガス濃度を40%以上に達し、第2群は遅延放出用として、徐々に放出して発電機が停止するまで風洞内ガス濃度を25%以上に保つような十分なガス量をもっている。

(4) 試験成績

工場で仮組立を行ない、無拘束速度試験を含め種々の試験を行ない、好成績の結果を得た。

(a) 特性曲線

無負荷飽和曲線および短絡曲線を図 3.12 に示す。

電圧変動率	定格力率	24.6 %
	力率 1.0	14.5 %

(b) 効率算定

測定の結果から、算定した規約効率は図 3.13 のようになり、定格力率で 97.66 100 % 力率で 97.97 を示した。

(c) 各種時定数

各種時定数は図 3.14 に示す突発短絡試験、スリップ試験の結果から下記のように測定された。

直軸同期リアクタンス	$x_d = 79 \%$
直軸過渡リアクタンス	$x_d' = 36.6 \%$

(不飽和値)

直軸次過渡リアクタンス	$x_d'' = 24.4 \%$
横軸次過渡リアクタンス	$x_q'' = 25.2 \%$
逆相リアクタンス	$x_2 = 24.8 \%$
直軸短絡過渡時定数	$T_{d0}' = 7.5$ 秒
直軸短絡次過渡時定数	$T_d' = 2.8$ 秒
直軸開路過渡時定数	$T_d'' = 0.02$ 秒

(d) 等価温度上昇試験

工場における等価温度上昇試験の結果、定格出力定格力率における推定温度上昇は固定子コイル 51°C 回転子コイル 40°C 推力軸受温度 52°C である。

(e) 無拘束速度試験

水車無拘束速度 480 rpm まで発電機を速度を上げ、1 分間保持した。軸受各部の温度、振動、軸振れなど全試験期間にわたって測定したが、仮組立のきわめて弱い基礎にもかかわらずまったく異常がなく、静かな運転のうちに試験を終了することができた。

(f) 絶縁試験

固定子コイルのダイラスチック絶縁に対して、商用周波数および、衝撃電圧による各種耐圧試験を行ない、またコロナ特性試験を行なった。そしてすぐれた絶縁特性が確認された。

(g) その他の試験

発電機の GD^2 は実測の結果 1,400 t-m² (保証 1,200 t-m²) であった。突発短絡試験結果を図 3.14 に示す。

なお波形歪率 1.6 % で波形は図 3.15 に示す。

(h) 励磁機関係試験

励磁機の電圧上昇曲線は図 3.16 に示し、頂上電圧 48 V 電圧上昇率 734 V/s 公称速応比 4.51 である。

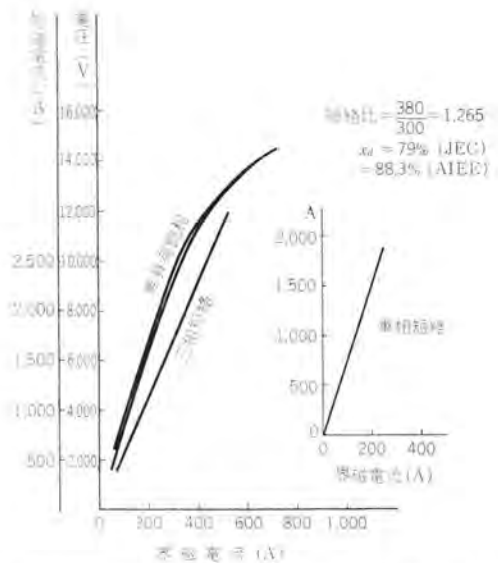


図 3.12 無負荷飽和曲線および三相短絡曲線 32,000kVA ACG
Fig. 3.12 No load saturation and short circuit curves.

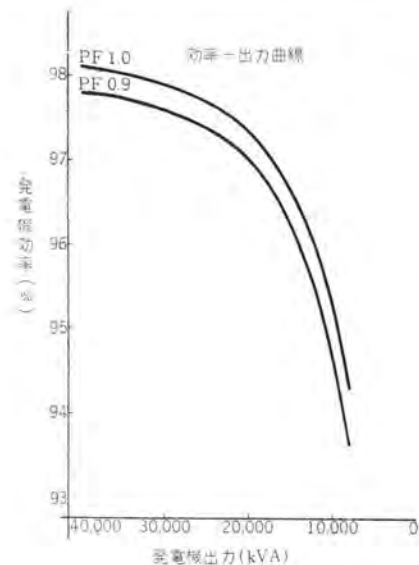


図 3.13 効率-出力曲線
Fig. 3.13 Efficiency curves.

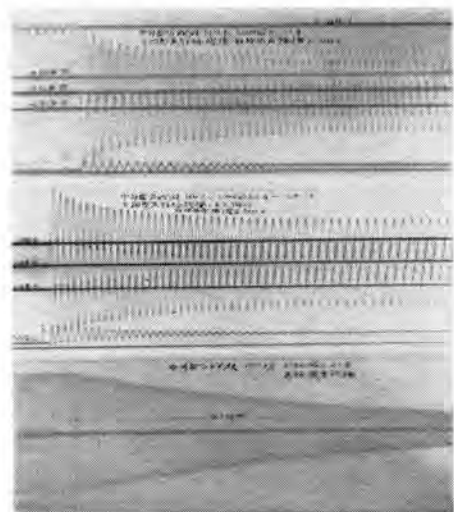


図 3.14 突発短絡電流波形
Fig. 3.14 Oscillogram of three phase sudden short circuit current.

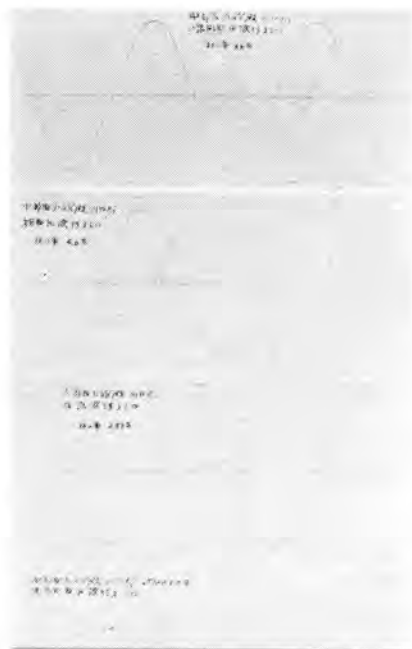


図 3.15 電圧電流波形

Fig. 3.15 Wave form of voltage and current.

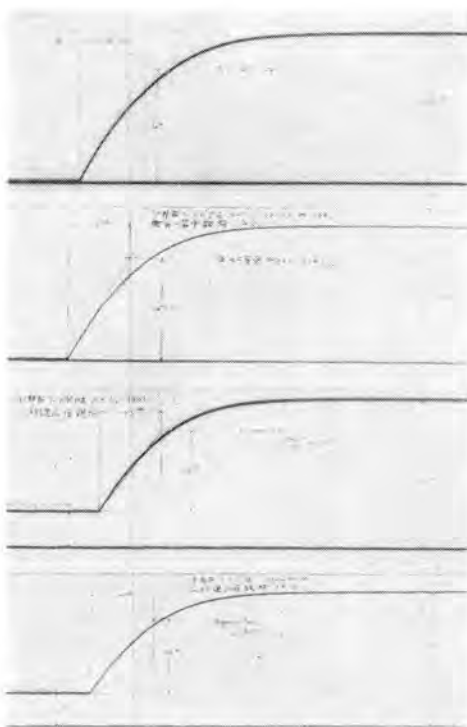


図 3.16 励磁機電圧上昇曲線

Fig. 3.16 Oscillogram of building up rate of the main exciter.

4. 運転制御装置

この発電所の運転制御は一人制御方式であることはいうまでもない。すなわち主弁を開いて水車を起動させ、同期並列用シ断器によって系統との同期並列が行なわれるまでは主配電盤上に設けられた主幹制御開閉器 $\#1$ の操作だけで行なうことができる。

4.1 水車補機

まずもっとも重要な圧油ポンプは水車1台に対して三相誘導電動機によって運転されるものが2組あり、選択開閉器 $\#43$ によりいずれか1台を先行ポンプ 他1台を後続ポンプに選り水車運転中は先行ポンプは連続に運転され 後続ポンプは圧油そうが油圧低下したときまたは先行ポンプが故障して停止したときに運転される。水車停止中は先行ポンプだけが圧油そうの油圧によって運転され 後続ポンプは先行ポンプが故障したときだけに運転される。

つぎに給水系統は2組あり一方は冷却用であって鉄管からストレーナを通して、空気冷却器、発電機用軸受、水車用軸受および集油そうに給水される。水車運転中はつねに鉄管給水が行なわれるがストレーナは鉄管給水が行なわれている間一定時間ごとに動作してストレーナにたまったジカイをかき捨てるようになっている。

今一つの給水系統は封水用であって水車2台に対して共通に一つの清水井戸から給水そうまで給水ポンプによ

ってくみ上げられ封水として使用される。この給水ポンプは電動機運転のものが2組あり給水そう水位によって圧油ポンプの制御とまったく同様に 先行ポンプ および 後続ポンプ が制御されている。

所内排水ポンプは発電所全体に対して共通に電動機運転のものが3台(常用1台、洪水用2台)とジェットポンプ1台とがありいずれも排水そう水位によって制御され、水位の上昇に伴って常用、洪水用A(またはB)、洪水用B(またはA)ジェットの順に順次起動して排水を行なう。

空気圧縮ポンプは制動用と圧油用とに共通に1台設けられ圧縮空気圧力によって制御される。

グリースポンプは電動ポンプ1台と手動ポンプ1台とがあり発電機運転中は電動のものを一定時間ごとに間けつて運転させて給油を行なう。

4.2 调速装置

调速装置は励磁機軸端に取付けられた永久磁石発電機(PMG)に発生する電圧によって制御される電子管式の電気ガバナであって通常の调速装置と同様に、一定の垂下特性をもって系統の周波数変動に応じて発電機の出力を単独に変える単独運転ができるだけでなく、速度調定率を変えることもできるし、2台の発電機の総合速度調定率による連系運転(ジョイントオペレーション)を行なうこともできる。すなわち単独運転中の発電機を連系運転に切かえると、並列運転している2台の水車発電機の負荷を平衡させ、しかも容量が見掛け上2台の発電機の総和に等しい1台の水車発電機のように運転される。したがって系統の周波数が変動すると総合速度調定率によって定まる負荷の半分ずつを2台の発電機によって均等に分担するように働くものである。

さらに上水そう水位によって連系運転と同様に発電所の総合出力を決定する水調運転(水位調整器運転)を行なわせることもできる。これらの運転相互間の切換操作は単独運転と連系運転、単独運転と水調運転の間では比較的簡単に行なうことができるが連系運転と水調運転の間の切換えは直接にはできずいったん必ず単独運転に切換えてからでないとできないようになっている。

4.3 自動電圧調整器 (AVR)

AVR は電圧検出部も出力増幅部もすべて磁気増幅器を使用している。この磁気増幅器の電源は発電機端子に設けられた補助変圧器を通して誘導電動機を駆動し、これに直結されている高周波発電機より 420 c/s 220 V が供給されている。通常運転中は AVR として発電機端子電圧を一定に保つように働くが、発電機電流が定格値を越せば電流限定装置が働き AVR の電圧調整抵抗器を動かして AVR にかかる見掛け上の電圧を変え界磁電流を調整し発電機電流を定格値以内におさえるようにしている。このとき発電機の力率によって界磁電流の調整方向が異なることはいうまでもない。なお AVR 出力の不均衡を検出して励磁機の界磁調整抵抗器を動かしてつねに AVR 出力が平衡を保ち、たとえ AVR が回路から切はなされるようなことがあっても発電機におよぼす影響ができるだけ少なくなるようにしている。

4.4 その他

(1) 主配電盤取付計器

主配電盤の計器類は最小限度にとどめ、できる限り配電盤面のスペースを節約してある。たとえば発電機の電圧計と周波計は同期検定用のものを利用し、しかも2台の発電機に対して1組の計器を共用している。このため電圧計切換スイッチは取手が抜けるようになっており、その取手は2台の発電機に対して共通に1個の取手を使用することによりいずれか一方の発電機電圧および周波数しか読めないようになっている。しかも同期検定用のものを利用してのために同期検定スイッチを使用するときは電圧計切換スイッチによって接続されている回路は切はなされ同期検定を電圧測定に優先させている。

(2) 並列解除

主幹開閉器 #1 を「負荷」位置から「励磁」位置に移せば並列用遮断器が開放される訳であるが、その前に発電機の電力と電流とが一定値以下になるまで低下させた後で初めて遮断器の引はずし条件ができるようになっている。

(3) 故障表示器

故障表示器はラップ式集合故障表示器を使用しているがその表示動作は次のようになっている。すなわち重故障が発生したときは故障発生と同時に集合故障表示器のラップを点灯しベルを鳴らして警報する。警報停止用スイッチを回せばベルだけ停止し、故障が解除された後にラップ消灯用スイッチによってラップを消灯することができる。

軽故障が発生したときは故障発生と同時にラップ点灯しブザーを鳴らして警報する。警報停止用スイッチを回せばブザーだけ停止し故障が回復するまでラップは点灯し

続ける。故障回復すればラップはフリッカするからラップ消灯用スイッチによってラップを消灯させることができる。

さらにラップテスト用スイッチにより故障が発生したのとまったく同じ動作を行なわせることができ、故障表示回路全体のテストを行なうことができるようになっている。

5. 配電盤設備

配電盤室には図 5.1 に示すような壁埋込式の主配電盤と監視机とが設けられており、その隣室に図 5.2 5.3 に示すように補助盤として継電器盤やノーヒューズ遮断器盤が集められている。主配電盤は図 5.4 からわかるように制御机付の閉鎖箱形配電盤となっており、直立盤には指示計器、積算計器の現字部および運転表示器が取付けられ図 5.1 にも示されるように直立面がちょうど壁面と面一になっている。この直立盤の上に同期検定盤、さらにその上には子時計が壁に埋込まれている。

制御机の直立面は前に手で開けられるが、制御机の傾斜面は直立面上に手回し取手を差し込み取手を回転させればギヤ機構によって傾斜面が昇降するようになっている。

監視机にはラップ式集合故障表示器、電気ガバナ用調整抵抗器、共電式電話器、ラジオ、時報用チャイム等が取付けられ、徒来リリウムやガラス等がはめこまれていた机面にはデコラが張りつけられている。

補助盤は閉鎖二重形であるが両側のパネル幅が全体としては等しいが各個には異なるためフレームがいちじろしく複雑化している。

水車補機用キュービクルは各モータごとに単独のキュービクルを設けて各モータの近くに配置してある。各キュービクルは表面には電流計と操作および切換スイッチを設け内部に補助リレー、ノーヒューズ遮断器、電源用補助変圧器、CT、電磁接触器等を収納している。

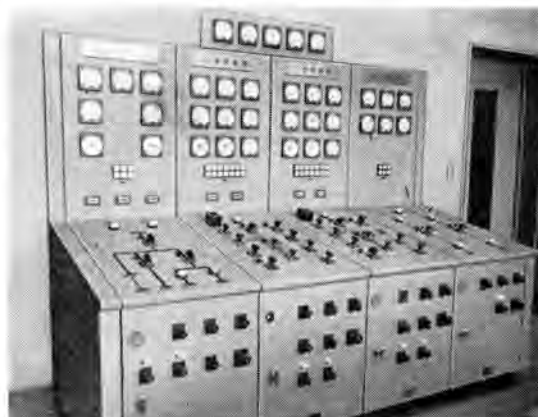


図 5.1 主配電盤
Fig. 5.1 Main control board.



図 5.2 補助盤
Fig. 5.2 Auxiliary panel.



図 5.3 補助盤 (継電器盤)
Fig. 5.3 Auxiliary panel (Relay board).

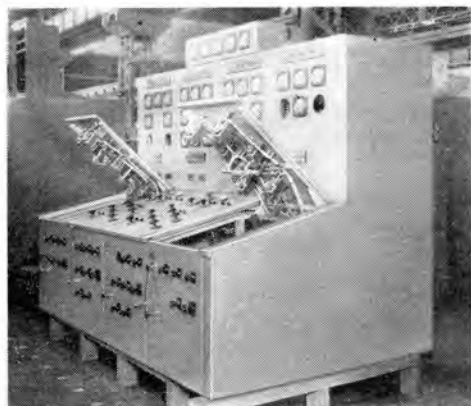


図 5.4 主配電盤
Fig. 5.4 Main control board.

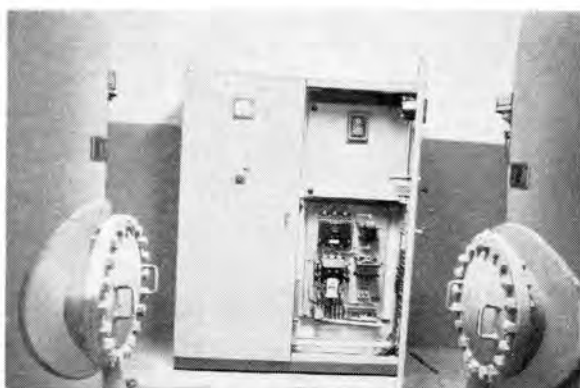


図 5.5 補機モータキュービクル
Fig. 5.5 Cubicle for auxiliary motor.

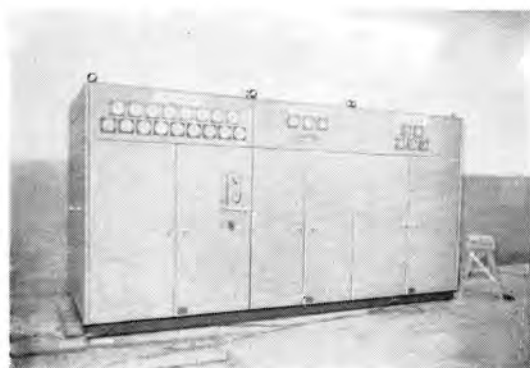


図 5.6 調速機盤
Fig. 5.6 Governor cubicle.

6. む す び

以上、川口発電所の発電機、運転制御装置、配電盤設備についてその概要を記した。この発電所は大井川水系における中部電力独特の設計になる代表的発電所の一つとして今後の活躍が大いに期待されるところである。

終わりにこの発電所用機器の設計、製作に対していろいろご指導とご協力を賜わった中部電力の関係各位に深く感謝の意を表する次第である。

900 kW FA 形 誘 導 電 動 機

長崎製作所 片山 仁 八 郎*・高 原 洋 介**

900 kW Type FA Induction Motor

Nagasaki Works Nihachirō KATAYAMA・Yōsuke TAKAHARA

Recently a new type motor has been built by Mitsubishi for Osaka Gas, being called a type FA induction motor with a specification of 900 kW 3,300 V 60 cycles 4 poles, wound rotor type and dripproof design. A number of motors having the same specification as the one mentioned above have been supplied to this company. A type name, however, has been newly given to this design with all dimensions for mounting kept the same as the preceding ones for the sake of interchangeability. Outstanding features of the motor consist in its enclosure, base and bracket, a mechanism jointing the bracket and the base, and also that connecting the stator and the base being among the rest. It is also worthy of mention that a noise level has been proved less than that of the old production through a test result. The article is ended with the description of the advantages and the characteristics of this type FA motor.

1. ま え が き

最近大形の電動機で厳重な保護方式を要求されることが多くなって来たが、従来の電動機のように固定子部分と外被とが一体に製作された形式のものでは外被構造が複雑化するほど、分解が困難となり、点検も電動機端部だけに制約される。この欠点をなくするためには外被が簡単に取はずしできるような構造が必要となってくる。かかる要求に基づいて製作された新しい構造の電動機を、当社では FA 形電動機と称呼している。

FA 形誘導電動機は最初当社の提携会社であるところの米国ウェスチングハウス社の技術を取り入れて昭和 34 年所内設備用として 防滴形カゴ形 1,100 kW 8 極電動機を試作しこれに基づき構造、価格、工作法等のいろいろの角度から検討を加えて来たが、最近に至り大阪ガスより、点検容易なしかも騒音の低い電動機を要求され、下記仕様の FA 形誘導電動機を製作したのでここに紹介したい。



図 1.1 900 kW FA 形誘導電動機 3,300 V 60 c/s 4 P 防滴形巻線形

Fig. 1.1 900 kW Type FA induction motor.

大阪ガスには従来からこれとまったく同一仕様の閉鎖防滴形 (MSB 形) 電動機数台を納入しており、今回はとくに従来のものと互換性をもたせるため取付寸法を既納品に合わせている。この電動機のおもな仕様は次のとおりである。

出力	900 kW
電源	3,300 V 60 c/s
極数	4 極
全負荷回転数	1,775 rpm
形式	防滴形巻線形
定格	連続
絶縁	B 種ダイオラスチック絶縁
用途	プロワ
ワッ番	4-39-15

以下、この電動機につき、構造、試験結果、特長などを述べてみたい。

2. 構 造

FA 形電動機は図 2.1 に示すように各部品に分解することが容易である。FA 形電動機の構造部分は大別して固定子部分、回転子部分、ベース部分、外被部分の四つから成りさらにこれらの部品は細かく分割することができる。これらの各部分の名称を図 2.2 に示す。

つぎにこれらの構成要素のおおのについて、またその結合機構について述べる。

2.1 外 被

外被は図 2.1 に示すように上部カバー、端カバー、側面パネル、端パネルの四つの部品から成立っていて、これらは互いにボルト締めにより成形されているので、簡単に取

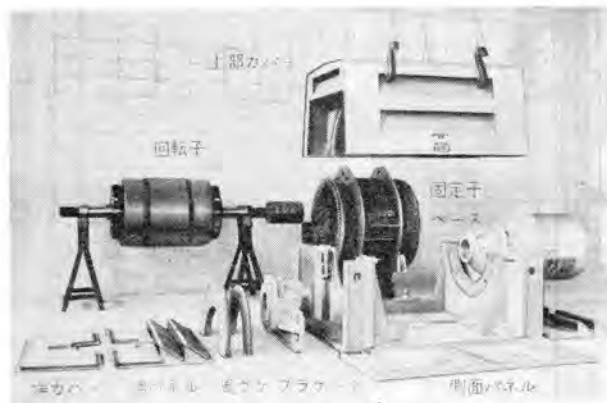
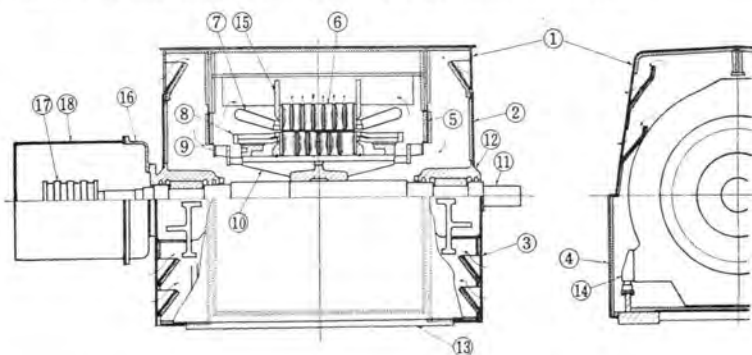


図 2.1 900 kW FA 形誘導電動機の部品

Fig. 2.1 Component parts of 900 kW FA type induction motor.



(説明文)

品番	名 称	品番	名 称
1	上部カバー	10	スパイダ
2	端カバー	11	軸
3	端パネル	12	ブラケット
4	側面パネル	13	ベース
5	風ウケ	14	ロケータ
6	鉄 心	15	フレイムリング
7	固定子コイル	16	アダプタ
8	回転子コイル	17	集電環
9	ファン	18	集電環カバー

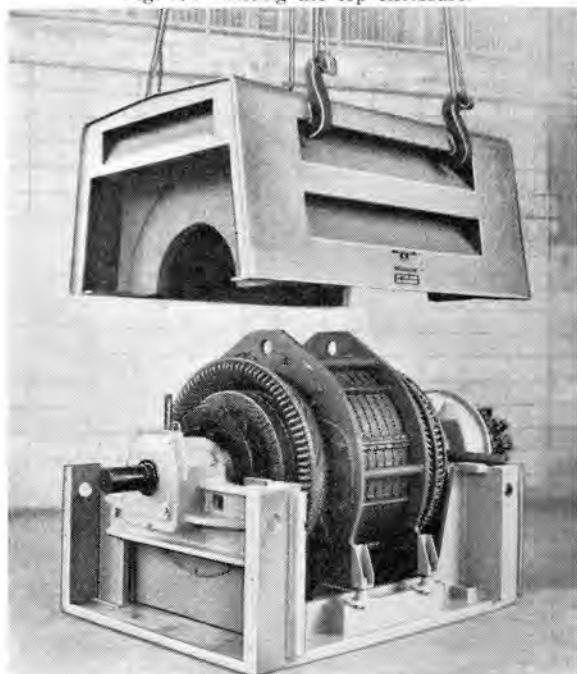
図 2.2 900 kW FA形 誘導電動機の内部構造と部品名称

Fig. 2.2 Interior construction and nomenclature of the component parts of 900 kW FA type induction motor.

りはずすことができる。

側面パネル をはずすと電動機の 取付けボルト、固定子取付部、リード部分 を点検することができ、端カバー をはずすと軸受の点検が可能となる。上部カバー は ベース の四すみに ボルト締め により取付けてあるので、端カバー をとりはずしたのち 上部カバー の 取付けボルト を抜きとり、

図 2.3 上部カバー のつり上げ
Fig. 2.3 Lifting the top enclosure.



上部カバー をつり上げると 図 2.3 に示したように電動機本体が完全に露出する。

この電動機ではとくに騒音低下が要求されたので外被の内面全体にすきまなく吸音材を貼付し騒音防止を考慮している。

2.2 ベース

ベース は溶接構造であるが、最少の材料を使用し機械加工面を極力減少させ、しかも固定子、回転子の正確な支持を行なっている。

ベース の主要部分は 2 枚の足板とその四すみに立てられた ブラケット支持板 とである。ブラケット支持板 の腕の先端部には ブラケット取付用の穴が設けられている、またこの支持板には適当な補強板を溶接し、また両足板の間には風受け取付板、底板を溶接して全体を機械的にかんじょうなものとしている。

図 2.4 は ベース の外観を示す。

2.3 ブラケットとその取付機構

ブラケット は鋳鉄で製作されており、その形状は図 2.5 に示すとおりである。ハウジング の両側に延びた腕は 3 本の リブで補強され回転子をがんじょうに支持する。

ブラケット の構造において特筆すべき点はベース との取付部分であってこの部分の断面図を図 2.6 に示す。すなわち、ブラケット の両腕の先端部にはそれぞれ円筒形の取付座を設けこれが前記のベース の ブラケット支持板 にあけられた穴に嵌合し、ブラケット の位置をきめるとともに回転子の重量と ブラケット

の先端部にはそれぞれ円筒形の取付座を設けこれが前記のベース の ブラケット支持板 にあけられた穴に嵌合し、ブラケット の位置をきめるとともに回転子の重量と ブラケット

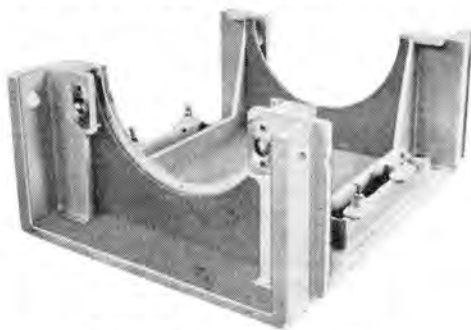


図 2.4 ベース Fig. 2.4 Base.

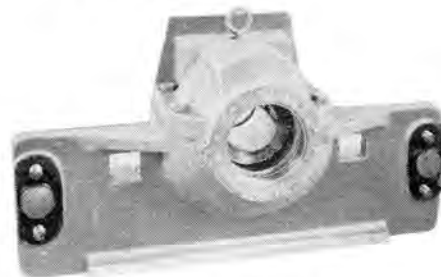


図 2.5 ブラケット Fig. 2.5 Bracket.

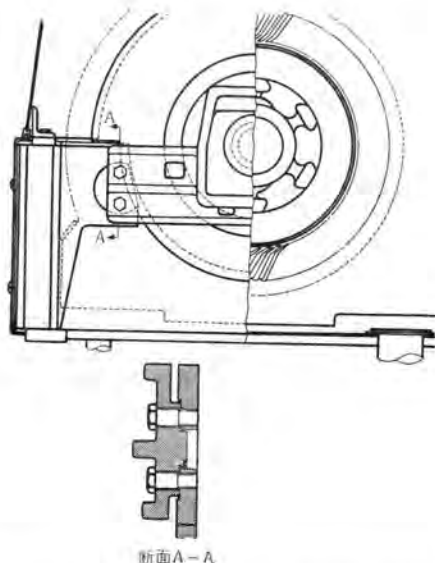


図 2.6 ブラケットとベースとの取付部断面図
Fig. 2.6 Connecting part of bracket and base.

の自重とをささえる。さらに円筒形座の上下の2本のボルトでベースに強く固定される。

軸受はスベリ軸受でオイルリングによる自己給油方式で軸受およびオイルリングは二つ割り構造であり点検、取換えを簡単に行なうことができる。

2.4 固定子とその取付機構

固定子鉄心には高級ケイ素鋼板を使用し、これより打抜いた抜板を2枚のフレームリングの間に積層し数本の通しボルトでしめつけ、さらにフレームリング間にガス管を溶接して全体をがんじょうなものにしている。

構造のうち特筆すべき部分は固定子とベースとの結合部分である。この部分には、固定子重量と回転力の反力が作用するのでこれに十分耐える機械的強度を有する必要がある。この固定子取付部品をロケータと称しこの部分の断面図を図2.8に示す。

ロケータは鋳鋼製の下部取付座、鋼板溶接製の上部取付座、鍛鋼製の球面座、球面座金とボルトの五つの部品から成っている。下部取付座はベースの固定子取付板に、

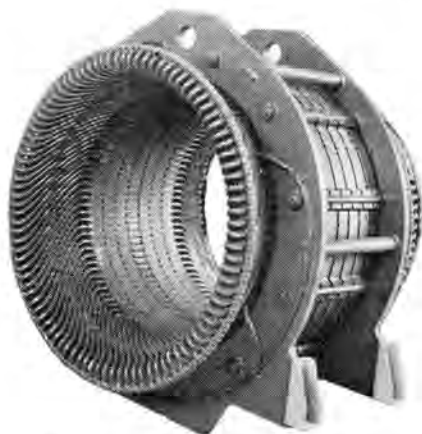


図 2.7 固定子 Fig. 2.7 Stator

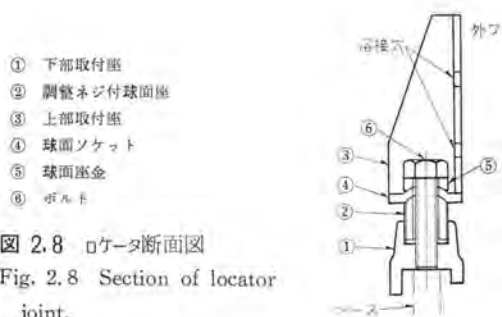


図 2.8 ロケータ断面図
Fig. 2.8 Section of locator joint.

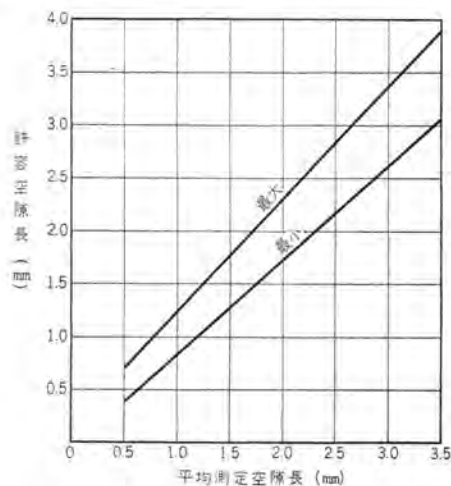


図 2.9 エアギャップ長の許容値
Fig. 2.9 Allowable air gap length.

上部取付座はフレームリングの下部側面に溶接される。上部取付座の底面には凹球面のソケットを有し、これを凸球面座に乗せてボルトで締付ける。このように上部ロケータと下部ロケータとは球面で接触しているの、最初設定された固定子位置は永久に保たれ、固定子を取はずしふたたび組立てる場合にも適正位置に自動的に調整される。なお球面座外側面にネジをきり、溶接後にも微細なエアギャップ調整が行なえるようにしている。

エアギャップ長の許容値は図2.9に示すとおりである。すなわちエアギャップ長は図の上下2本の直線の範囲内にあるように調整されなければならない。

2.5 通風方式

本機は防滴形自己通風方式で、回転子コイルの端部に設けられた2個の冷却ファンによって通風冷却が行なわれる。(図2.2参照)冷却風は上部カバーの端面、および端パネルに設けられた吸気口より電動機内部にはいりファンを通った風は固定子コイル端部を冷却しコア背面に至る。一部の風はタクトピースのファン作用によりコア内部を冷却しコア背面に至る。これらは合流して上部カバーの側面に設けられた排気口より排出される。

一般にFA形電動機では、外被とベースの構造により、全閉外扇形、屋外形、全閉内冷形等いろいろの通風方式が得られる。

2.6 その他

本機は据付けの関係上、とくに端子箱は従来のように外被より突出した構造としているが、一般にFA形電動機では、側面パネルの内側に収め、リードは基礎内よりベース底板に開けられた穴を通して電動機内に導くことを標準としている。

また、本機は高速大容量機であるため回転子コイル、ツナギ線、集電環の構造にはとくに考慮を払っている。

3. 試験結果

この電動機の特性曲線は図3.1のとおりで、また工場試験より甲種円線図法によって求められた特性値は下記のとおりである。

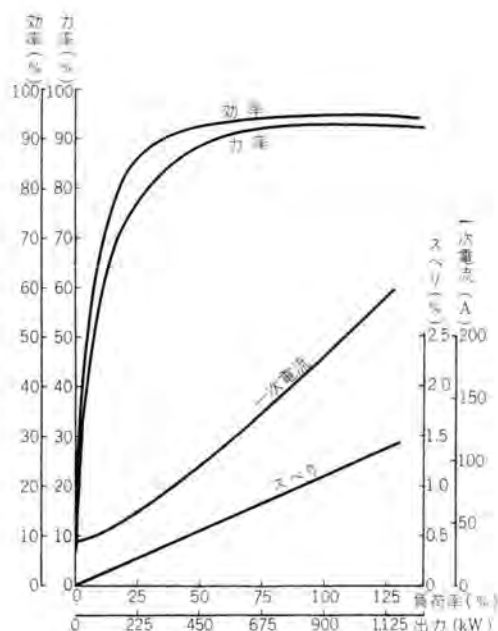


図 3.1 900 kW FA 形 誘導電動機特性曲線

Fig. 3.1 Characteristic curve of 900 kW FA type induction motor.

効率 93.3 % (100 % 負荷)
 力率 93.1 % (100 % 負荷)
 一次電流 181 A (100 % 負荷)
 最大トルク 244 %
 最大二次電圧 935 V

また電動機の軸中心高さで電動機の両側面および両軸端からの距離がそれぞれ1mの位置で測定された騒音値(ホツ)は図3.2に示すとおりである。なお比較のためこの900 kW 電動機とまったく仕様の同一な従来の閉鎖防滴形電動機 (MSB 形) において測定された騒音値を併記してみる。図から明らかなようにFA形電動機のほうが総体的に騒音が低下していることが認められる。

JEM 1020 による等価温度試験結果は下記のとおりで

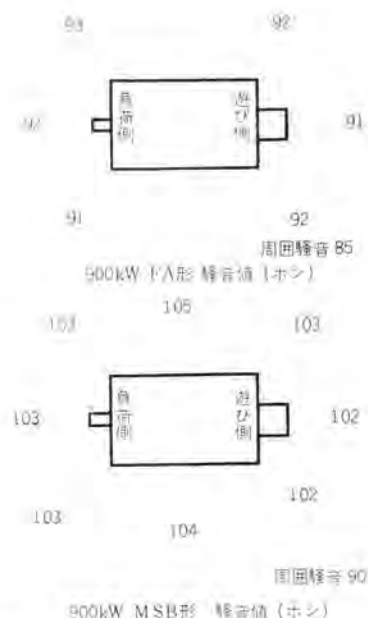


図 3.2 900 kW FA 形 誘導電動機の騒音レベル

Fig. 3.2 Noise levels of 900 kW FA type induction motor.

ある。

固定子コイル	抵抗法	49°C
固定子鉄心		43°C
外クワ		33°C
回転子コイル	抵抗法	40°C
軸受 負荷側		20°C
遊び側		22°C
冷却風		30°C

この温度上昇値は従来の MSB 形に比して若干低目となっている。

4. FA 形電動機の特長

上述の構造より明らかなようにFA形電動機では外被と固定子部が簡単に分離できるということから、つぎのような利点が生じてくる。

4.1 点検の容易化

従来の構造の電動機では外被は固定子通電部と一体に製作されているので点検はコイルエンド部、コア端部 だけに制約される。

FA 形電動機では 上部カバー は簡単にとりはずすことができ内部のすみずみまで点検、清掃することができる。また点検のための分解、組立作業に要する時間は従来の電動機に比していちじるしく短縮される。

4.2 組立の正確化

従来の 大形ラケット形電動機 では 外クワ端面にインローを設けこの部分でラケット支持を行なうので、回転子を正しく配置するためには精密な心出しと機械加工を必要とする。重量大なる 外クワ端面の機械加工には相

当な困難を伴なうもので均一なエアギャップをうることがむずかしい。FA 形電動機ではブラケットならびに固定子の取付けは前述の特殊機構によっているのでエアギャップの調整が容易である。

4.3 部品の融通性

各部品が分離できるという点より部品の融通性が増大する。従来の電動機では固定子部分は外被と一体となっているので鉄心部、巻線部は外被形式に合わせて製作する必要があった。FA 形電動機では固定子部分は外被形式とは無関係に共通であって一つの標準的な固定子構造が種々の外被形式に適用される。このため、修理、形式変更による部品の変更をすみやかに、しかも最小限の費用で行なうことができる。

4.4 製作期間の短縮

従来の電動機の製作工程においては巻線作業およびコア積作業は外ワクの溶接、機械加工をまってこれを行なう必要があった。FA 形電動機では外被およびベースの溶接作業は巻線作業、コア積作業と並行に進めることができる。さらに、機械加工の個所が従来よりいちじるしく少なく、また組立が容易となったため、機械加工、コア積、巻線組立等の作業時間が大幅に短縮される。また、共通部品が多いため治具工具の整備が容易となり作業が迅速化する。

4.5 騒音の低下

前述の試験結果から明らかであるように FA 形電動機は従来の電動機より騒音を低下させることができる。

FA 形電動機では外被と固定子部分との機械的連繋はロータ部だけであって外被への騒音の伝播が少ない。また 900kW 電動機のように外被内面にすきまなく消音材をはりつけることも可能であり、さらに外被の内側に消音装置を取付けることも容易である。

4.6 品質の向上

共通部品が多く、治具工具の整備が容易という点から正確な部品の製作が可能となりさらに部品の品質管理も容易となる。

5. む す び

近年国内電機メカだけでなく諸外国の電機メカでもこのように外被の取はずしを簡単に行なえるような電動機がいろいろと製作されている模様である。

当社では、この 900 kW FA 電動機を基にし数 100 kW より数 1,000 kW の中形、大形電動機を対象として標準化を進めつつあるので、近い将来には在来のブラケット形鉄板フレームの MKB、MSB 形（閉鎖防滴形）、FT 形（冷却管付全閉外扇形）WB 形（屋外形）、をすべて FA 形系列電動機に切換えうるものとする。

しかし、標準化を合理的に行なうためにはいろいろと残された問題も多く、今後改良すべき点も多々あるものと考えられる。需要家各位のご批判、ご指導をいただければさらによりよい製品の製作に努力したいと考える次第である。

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	寄稿先	題名	執筆者	所属場所
35-10-4	マシナリー	工作機械用変速モートルとしての ポールエンジンモートルの構造と性能	安井照幸	名古屋
"-10-8	高分子学会	架橋高分子の ガラス移転温度	柴山恭一	研究所
"	電気学会	可逆圧延設備への水銀整流器の適用	加藤又彦	伊丹
"	"	ブラートミル駆動用水銀整流器の電氣的特性	加藤又彦	伊丹
"-10-10	社会教室	新しいモートル (SP-R 形鋼板フレーム製新形単相モートル	堀谷定之	名古屋
"-10-11	電気書院	半導体とモレクトロニクスのはなし	大久保利美	研究所
"-10-20	エレクトロニクス・ダイジェスト	カラー TV 用受像管の問題点	鷲尾信雄	研究所
"-10-21	制御工学	自動旋盤数値制御装置	津村 隆・小島 一男	無線機
"-10-25	電気公論社	並列リアクトルの適用について	馬場準一	研究所
"	現場技術	タービン発電機の温度上昇と監視	今井 光	長崎

MX-1T 形 搬 送 電 話 端 局 装 置

無線機製作所 北垣成一*・室田 慎**・藤原謙一**

Type MX-1T Carrier Telephone Terminal Equipment

Electronics Works Seiichi KITAGAKI・Shin MUROTA・Kenichi FUJIWARA

The writers describe herein transistorized terminal equipment fit for the composition of a relatively small capacity microwave multiplex communication circuit less than thirty channels. To this equipment is adopted a double side band transmission system having a carrier frequency arranged with thirty channels at an interval of 10 kc between 305 and 595 kc so as to avoid second distortion. Both transmitter circuit and receiver circuit are made of direct modulation, direct demodulation system without having frequency translation, being coupled to a line direct respectively through a band pass filter. In consequence, there is no common circuit to each channel and composition of a small capacity circuit or a circuit having a number of branches are practicable with a great economy. The signaling system, being of a level difference method of carrier wave, is provided with a circuit to compensate the lowering the level while call signals or busy tones are being transmitted. When used for a toll dial system, it decreases the loading of radio equipment because the level of carrier wave while not in operation is about 20 db lower. In transistorizing, the assembly is separated to two sections: one changes with the carrier wave frequency and the other independent of it. Units composing each channel is given interchangeability.

1. ま え が き

当社 マイクロ波 多重搬送電話端局装置の一標準形式たる MX-1 形端局装置は、多重通信方式としてもっとも単純な両側帯波振幅変調 (DSB) を使用しているため、各通話路ごとに独立に回路を構成でき、30 Ch 以下の比較的小容量回線あるいは分岐の多い回線の構成に適したもっとも経済的な方法である。

今回、この装置の基本設計を踏襲してその本質的特長を生かしながら、過去数年間の実用結果を参考にしているいくつかの改良を加えるとともに、さらに、全トランジスタ化による装置の小形化を実施した MX-1T 形端局装置の開発を行なったので以下にその大要を紹介する。

2. 改 良 点

MX-1 形は各通話路を構成するために必要な回路を一つの盤にまとめ、一通話路に対して一つの盤が対応していた。MX-1T 形の開発にあたってはトランジスタ化の実装形式をも考慮して、構成回路を搬送波の周波数によって変化する部分と周波数に無関係な共通部分とに画然と分離し、それぞれをさらに数ユニットに分割するようにした。これによって、ユニットに互換性ができるとともに通話路各部の特性をユニットごとに切離して点検することができる等保守調整が一段と容易になっている。その他回路上からもいくつかの改良を加えている。以下にそ

の主要な改良点について述べる。

(1) MX-1 形の受信回路は入力回路前段の空心コイルを用いた多重同調形狭帯域ろ波器のほか増幅器の間にも同様の帯域ろ波器を挿入していたが、MX-1T 形においては前述の方針に従って、これをツボ形コアによる C 結合多重同調形狭帯域ろ波器と受信増幅器に分離し、受信増幅器は使用搬送波の周波数帯域 300~600 kc にわたって平坦な特性をもった負帰還増幅器として各通話路とも同じ特性のものとした。

(2) MX-1 形においては搬送波の入力レベルの調整は前段帯域ろ波器の入力段に挿入した可変抵抗器によって行なっていたが、この方法は各通話路の入力インピーダンスに不同を生ずる欠点があったので、MX-1T 形においては受信増幅器の入力段に設けた可変抵抗減衰器によって行なうように改めた。

(3) 送信帯域ろ波器のシ+断域の減衰量を大きくして過変調あるいはダイヤル信号の送出による隣接通話路への漏話および線路側からの回り込みにもとづく準漏話を軽減している。

(4) MX-1 形の信号伝送方式は搬送波を約 1 kc 偏移させる FS 方式である。この方式はレベル変動、雑音の影響を受けにくいという利点があるが、これに使用する FS 発振回路、周波数弁別回路の周波数安定度に対する要求がかなり厳格であったので、MX-1T 形においては搬送波のレベル差断統方式を採用することにした。こ

の信号方式を トールダイヤル回線 に適用した場合、無通話時の搬送波のレベルは低くなっているため無線機の負荷が軽くなり準漏話の軽減があわせて期待できる。

(5) 変調回路として リング変調器 に搬送波を重ねる方式を用い変調器の特性を改善している。

3. 方式

つぎに MX-1 T 形端局装置の方式上の特長について述べる。

(1) 伝送方式

伝送方式は前述のように両側帯波伝送方式であるが、送受信回路とも周波数変換を行わず直接変調、直接復調方式である。

(2) 周波数配置

伝送周波数は図 3.1 に示すように 305~595 kc の帯域に 10 kc 間隔に配置して 30 Ch を構成し、二次ヒズミによる準漏話の発生をさけるようにしている。

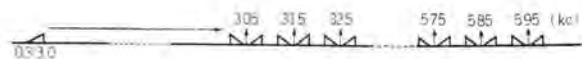


図 3.1 周波数配置図
Fig. 3.1 Frequency allocation.

(3) 回路構成

この装置の回路構成は図 3.2 に示すようである。各通話路はまったく独立な回路から構成されていて、各通話路に共通な部分がなく、それぞれ帯域ろ波器によって直接線路に結合されている。したがって、回路の構成あるいは増設にあたっては単に必要な通話路数の装置を積み重ねるだけでよく小容量の回線構成を経済的に実施することができる。

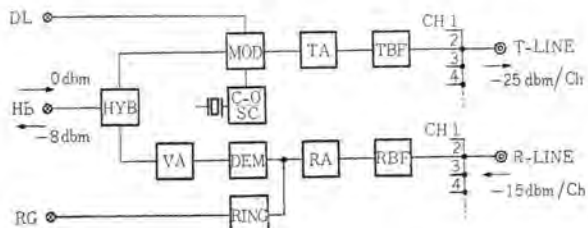


図 3.2 回路構成図
Fig. 3.2 Block diagram.

この端局装置を当社 ME-1 形のような ヘテロダイン 中継無線機と組合せて使用する場合に、中継局において打合せ回線以外にさらに音声回線の分岐、挿入を必要とする場合は図 3.3 に示すように単に必要な通話路数の端局装置通話路ユニットを付加するだけで簡単に分岐を行なうことができ、また、三方向にマイクロ波回線を分岐する場合も、図 3.4 に示すように特別な中継装置を必要とせず機器の構成がきわめて簡単である。

MX-1 T 形搬送電話端局装置・北垣・室田・藤原

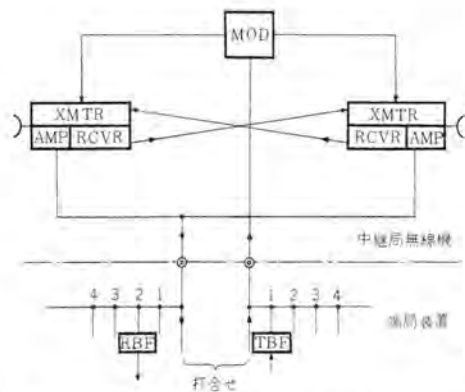


図 3.3 ヘテロダイン中継局における音声回線の分岐挿入
Fig. 3.3 Drop & insertion of voice channels at heterodyne repeater station.

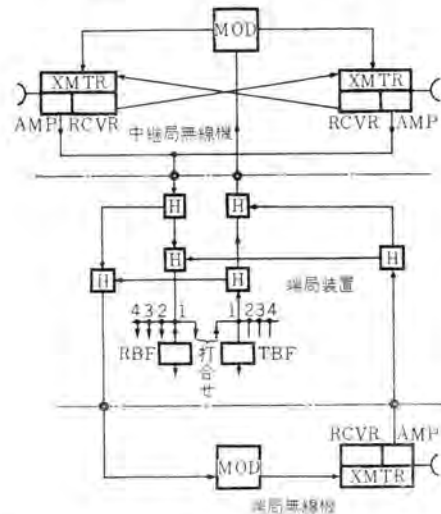


図 3.4 三方向中継局における音声回線の分岐挿入
Fig. 3.4 Drop & insertion of voice channels at 3 direction repeater station.

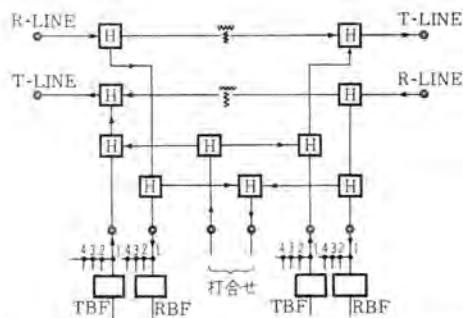


図 3.5 ビデオ中継局における音声回線の分岐挿入
Fig. 3.5 Drop & insertion of voice channels at video repeater station.

図 3.5 は ビデオ中継局 において音声回線の分岐、挿入を行なう場合の構成を示したものである。

4. 主要回路

4.1 受信音声増幅器

受信音声増幅器は高域補償の等価特性をもったエミッタ接地増幅器である。高域補償の目的は送受信帯域ろ波器の高域における減衰を等化するため、エミッタ回路に

LC の直列同調回路を挿入し、負帰還による利得の制御と入力インピーダンスの変化による整合損失を利用している。

図 4.1, 4.2 はこの回路の原理図ならびに伝達特性の実験値を示したもので LC の直列回路に直列に挿入した抵抗の値を変化させることによってその等価特性を任意に調整することができる。

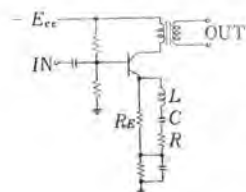


図 4.1 受信音声増幅回路 (VA)

Fig. 4.1 Receiving voice amplifier circuit.

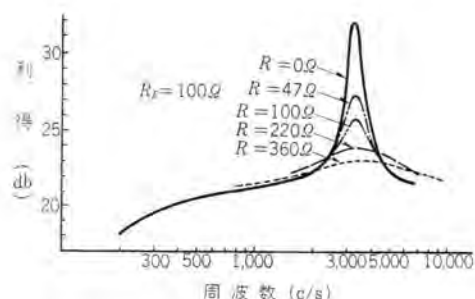


図 4.2 等化周波数特性

Fig. 4.2 Equalizing frequency characteristics.

4.2 変調回路

変調回路は前述のとおり リング変調器を使用し、これによって得られた両側帯波成分に搬送波成分を重ねて振幅変調波を得ている。

この重ね搬送波レベルを交換機よりのダイヤル信号によって制御することにより搬送波レベル差断続信号が送出される。トルダイヤル方式における呼び出し音、話中音の伝送を考慮して搬送波のレベル差は約 20 db としている。このように無通話時の搬送波のレベルは低くなっているため、無線機の負荷が軽くなり準漏話を少なくすることができることは先に述べたとおりである。

また、リング変調器を利用することによってヒズミの少ない変調特性が得られ、不要側帯波による隣接通路への漏話を軽減しうるので変調度を十分大きくとり S/N を上げることができる。

4.3 信号受信回路

搬送波のレベル差断続信号を検波して有極継電器を駆動する回路である。継電器の駆動回路は入力波形をスライス整形する跳躍回路を採用した。これによってその跳躍レベル以下の雑音に対しては応答せず、かつ、レベル変動に対して安定な動作を行なうことができる。図 4.3 はレベル変動および電源変動に対するダイヤル伝送ヒズミの測定値である。

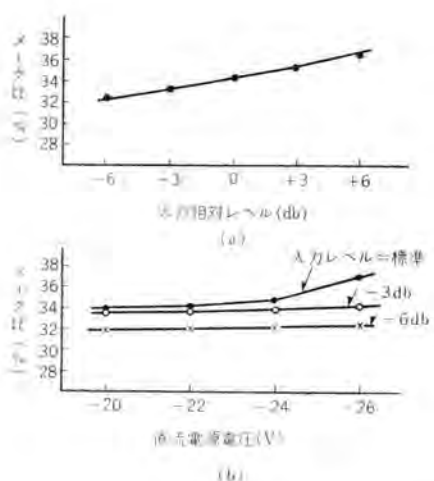


図 4.3 受信信号回路特性

Fig. 4.3 Characteristics of receiving ringer.

なお、トルダイヤル方式の場合、相手端よりの呼び出し音、話中音の伝送は無通話時の低レベルの搬送波で行なわれるため信号音の伝送レベルは低くなっている。このレベルを補償するため受信有極継電器に直列に制御用継電器を設け、着信搬送波のレベルを検出して無通話時の低いレベルの場合には、受信音声増幅器のエミッタ回路の等化用 LC 直列回路を短絡して増幅器の利得を上げることによってレベル低下を補正している。

通話時は両端の搬送波は正規のレベルに上昇しているためこの制御回路は開放され受信音声増幅器は等化特性をもった増幅器としての動作を行なう。

4.4 受信搬送波増幅器

使用する搬送波の周波数帯域 300~600 kc にわたって平坦な特性を与えるためエミッタ接地の三段負帰還増幅器とした。帰還形式は入出力インピーダンスが帰還回路および μ 回路に無関係に決定できるハイブリッド帰還⁽¹⁾方式を採用し、 $\mu\beta$ 回路の補正はトランジスタの過剰位相推移⁽²⁾をも考慮してエミッタ回路および入力ベース回路の局部帰還によって行なった。図 4.4 はこの増幅器の利得およびインピーダンス特性である。

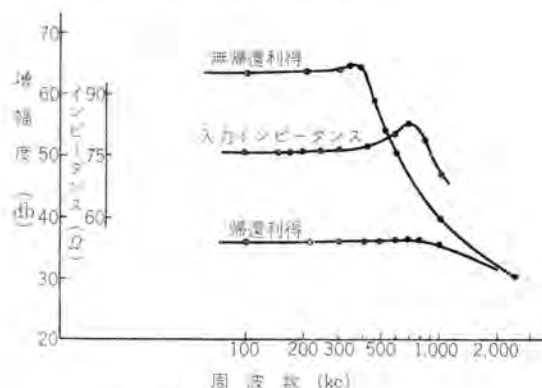


図 4.4 受信増幅器 (RA) 特性

Fig. 4.4 Characteristics of receiving amplifier.

4.5 帯域ろ波器

送受信帯域ろ波器はいずれもツボ形コアを用いたC結合狭帯域集中形ろ波器⁽³⁾である。その減衰およびインピーダンスの周波数特性の一例を示したのが図4.5である。

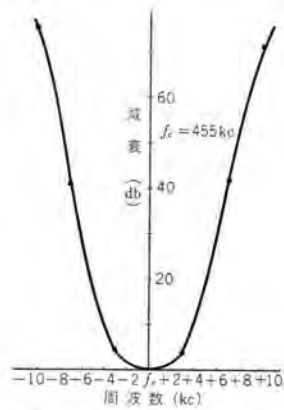


図 4.5 受信帯域ろ波器 (RBF) 減衰周波数特性

Fig. 4.5 Frequency characteristics of receiving band-pass filter.

また、線路側のインピーダンスは各通話路伝送周波数帯域外の周波数に対しては十分高い値をもっているため、線路側の入出力端子は他の通話路に影響を与えることなく線路に直接並列に接続することができる。

5. 構造

この装置の構造は図5.1に示すとおりで高さ1,500mm, 幅520mm, 奥行225mmの自立形鉄架に30Chを実装することができる。

5.1 架構造

この装置に使用される鉄架は薄鋼板製の箱体構造で片面実装としている。架には標準フレームおよびジャック盤を150mm間隔で実装し、上部に試験電話器盤、架上端子板、警報ベル、ランプを、下部に電源接続端子および電源盤を取付ける構造になっている。

この装置は通話路数の多少に応じて必要なジャックを備えるため、各フレームごとに高さ25mmの細長いジャック盤を取付け4Ch分のジャックを実装するようになっている。

5.2 フレーム

架に高さ125mmのフレームをたな状に着装し各パネル

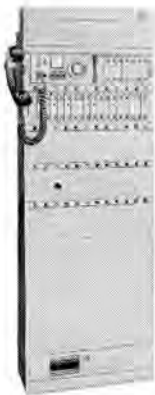


図 5.1 MX-1 T 形端末局装置
Fig. 5.1 Type MX-1 T terminal equipment.

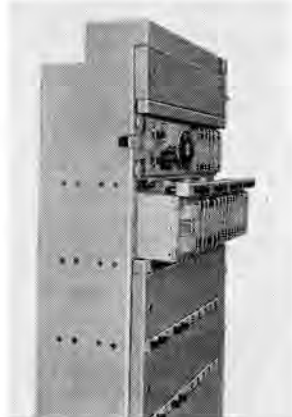


図 5.2 フレーム構造
Fig. 5.2 Construction of frame.

およびシールド板の挿入ガイドならびに後部に取付けられたプラグイン端子により端子接続を行なう。また、フレームの上部には架配線の中継端子を設け、図5.2に示すようにフレームを前方に引出して架配線の点検、追加が架前面から実施できる構造になっている。

フレームのガイドレールは幅20mmの単位パネルが18枚挿入でき、4Chを実装する。

5.3 パネル

パネルは図5.3に示すようにプリント基板に所要の部品を取付け、前面には保守調整に必要な調整器、点検端子を実装した前面板を設け、後部は印刷配線プラグとなっている。

前面板の寸法は高さ110mm, 幅20mmで挿入引出し用の取手がとりつけてあり、また、パネルとパネルの間にはシールド板を挿入するようになっている。

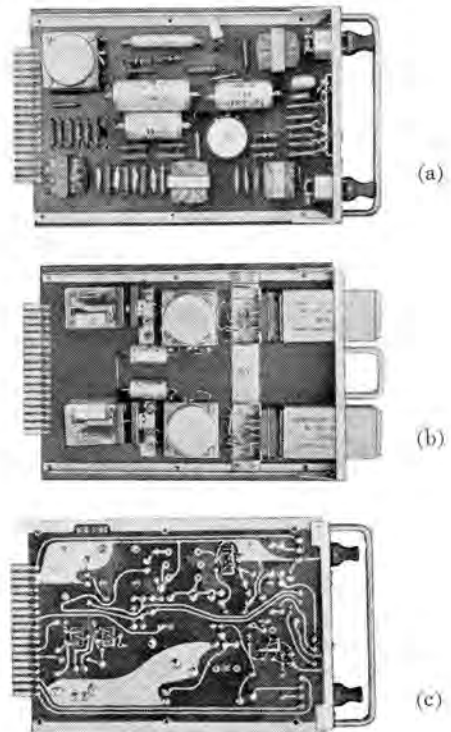


図 5.3 パネル
Fig. 5.3 Panel.

6. 電気的性能

この装置の主要な電気的性能はつぎのとおりである。

- (1) 伝送方式
両側帯波伝送方式 (DSB 方式)
- (2) 通話方式
同時送受話方式
- (3) 信号方式
搬送波レベル差断続による トールダイヤル あるいは 16c/s リングダウン 方式
- (4) 搬送周波数

305~595 kc 10 kc 間隔

水晶制御方式

周波数精度 0.05 %以下

(5) 通話路容量

最大 30 Ch

(6) 標準変調度

標準入力レベルに対して 60 %

(7) 標準レベルおよびインピーダンス

音声二線式回線 送信側 0 dbm, 600 Ω 平衡

受信側 -8 dbm, 600 Ω 平衡

音声四線式回線 送信側 -8 dbm, 600 Ω 平衡

受信側 0 dbm, 600 Ω 平衡

無線装置側 送信側 -25 dbm, 75 Ω 不平衡

受信側 -15 dbm, 75 Ω 不平衡

(8) 音声通話帯域

300~3,000 c/s, 偏差 3 db 以下

(9) 過負荷特性

標準レベルよりのレベル上昇 3.5 db に対して残留損失の増加は 0.3 db 以下

(10) 装置総合雑音

CCITT 勧告の評価特性を有する雑音測定器で測定した場合、送受信端局対向の各通話路の総合雑音は音声受信相対レベル 0 db 点において -60 dbm 以下

(11) 了解性漏話

任意通話路間で了解性漏話減衰量は 60 db 以上

(12) 通話路歪率

標準レベル 800 c/s で ヒズミ 減衰量 30 db 以上

(13) 鳴音安定度

送受信端局対向で両端を二線式回路とし、それぞれ 400 Ω の純抵抗で終端した場合の鳴音安定度は 12 db 以上

(14) 符号伝送歪

スピード 10, メーク比 33 %においてレベル変動 $\pm$

3.5 db に対して符号伝送ヒズミは $\pm$ 5 %以下

(15) 使用トランジスタ

低周波増幅用 2 SB 136

高周波増幅用 2 SA 142

(16) 電源

この装置を動作させるために必要な電源は AC 100 V (または AC 200 V) 単相 50 c/s (または 60 c/s) であり、これを DC 24 V に変換して各パネルに供給する。

(17) 周囲温度

この装置は周囲温度 20°C $\pm$ 20°C において正常な動作を行なう。

7. む す び

この装置は 30 通話路以下の比較的小容量マイクロ波多重通信回線用端局装置としてはもっとも簡単な変調形式をとっており、とくに全通話路共通回路を有しないことは通話路障害を局限することによって通話路当たり障害率の低減に有利である。

近時マイクロ波多重回線の利用がローカル回線にまで進む傾向とともに、装置の小形化と経済性がますます重要な問題となりつつあるとき、この装置がその特長を発揮して施設者各位のお役に立つことができれば幸いである。

参 考 文 献

- (1) 太田実: トランジスタ搬送中継器の設計, 通研実用化報告, 7, No. 6.
- (2) F. H. Blecher: Design principles for single loop transistor feed back amplifier, I.R.E. Trans. CT4, No. 1.
- (3) 北垣成一: 狭帯域結合多重同調形帯域ろ波器の設計理論, 電気通信学会回路網理論研究専門委員会資料, 1956 年 6 月 11 日.

DM-1 形 速度差測定装置 (ドローメータ)

無線機製作所 竜田直紀*・松岡宣雄*

Type DM-1 Relative-Speed Measuring Equipment (Draw Meter)

Electronics Works Naonori TATSUTA・Nobuo MATSUOKA

When a number of rotating bodies having a relation one another used for industrial machines operating at a high speed, the quality of the products can only be maintained constant under a condition where all the rotating apparatus are controlled with exactness and stability and also the relation among them is kept right. The type DM-1 relative-speed measuring equipment is the one which has been developed to accomplish the foregoing condition. It has a very high accuracy ($\pm 0.01\%$) and a wide-range of measurement ($\pm 10\%$), being able to measure an absolute speed of a single rotating body with a high accuracy as well as its relative speed. It has also a function of not only recording the measured results but giving an alarm when the relative speed exceeds the pre-set range. This article gives an explanation on the principle of measurement, function, principal circuit and the measurement of draw speeds, stating further the measurement of extension as an application of this method.

1. ま え が き

相互にある関係をもった多数の回転体をつらねて、高速で動作する各種の産業機械において、製品の品質を一定に保つためには、少なくとも各回転体の回転速度が正確かつ安定に制御され、また各回転体相互間の関係も正しく規定の状態に維持されていなければならない。

本文では、このような機械に含まれる回転体相互間の速度差および回転速度を精密に計測することのできる速度差測定装置についてのべる。

この装置は元来抄紙機のドロー測定のために開発されたものであるが、その応用は抄紙機に限ることなく、製紙、パルプ、製鉄、ゴム、ビニールシート、電線など各種の圧延工程の監視、計測にもひろく利用できるものである。

製紙に対する適用を考えると、抄紙機においては、各ロールの速度の安定であることはもちろん重要であるが、さらにとなりあうロール相互間の速度差（いわゆるドロー）が適正でなければならない。この場合のドロー（紙の引張り具合）はロールの周辺速度、紙の伸びなど、各種の条件によって左右されるが、この装置では各ロールの回転速度の差としてドローを指示記録させることができる。

回転速度の差を測定するには、まず各回転体にとりつけた検出器によって、回転数に比例した周波数の信号に変換する。そして二つの回転体の速度差はこの変換された周波数の差として計測する。すなわちこの周波数を適当に変換合成して、片方の入力周波数の $1/n$ の周波数をベースにして、これに両周波数の差を加えた周波数を

得、これを直流に変換するとともに、他方ベース周波数もそれに対応した直流に変換して、両者を互いに逆極性としてアナログ加算回路に与えれば、出力には入力周波数の差に比例した直流電流（または電圧）が得られ、これをあらかじめ較正された計器により指示記録させる。

このような新しい計測方式を採用したこの装置では次のような特長がある。

- きわめて精度の高い（ $\pm 0.1 \text{ rpm} \cdots 1,000 \text{ rpm}$ に対して $\pm 0.01\%$ ）測定が容易にできる。
- 十分ひろい範囲（ $\pm 50 \text{ rpm} \cdots 1,000 \text{ rpm}$ に対して $\pm 5\%$ 、 500 rpm に対して $\pm 10\%$ ）の測定ができる。
- 高度の安定性を有し、長期間の連続使用に際しても精度低下のおそれもなく、高精度の計測器であるにもかかわらず、ほとんど無調整で利用できる。
- この装置は本来速度差を計測するものであるが、単一回転体の絶対速度の計測も同様の高精度で行なうことができる。

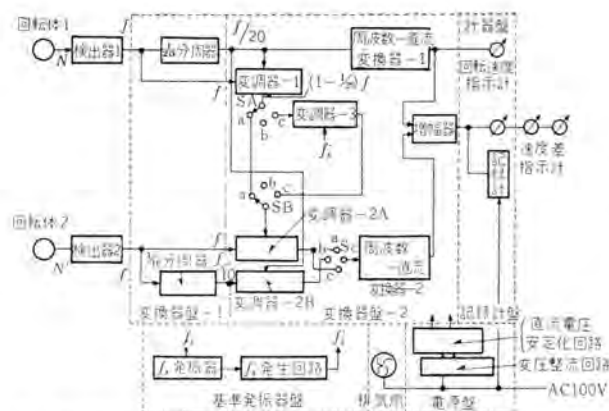
以下本文において、先に東北パルプ石巻工場に納入された装置を例にとり、この装置の動作原理、構成、主要回路、総合性能、およびこの装置による抄紙機のドロー測定例などについて述べ、最後にこの方式を拡張した一例として新しい圧下率測定方式についても説明する。

2. 動作原理⁽¹⁾

この装置の原理図を図2.1に示し、この図に従ってこの装置の動作原理を説明する。

速度差を測定しようとする回転体をそれぞれ回転体1、

* 電子機器技術部



注 SA, SB, SC は同軸となっている測定範囲切換スイッチ a の位置は ± 5 c/s, b の位置は ± 50 c/s (粗), C の位置は ± 50 c/s (精)

図 2.1 速度差測定の原理図

Fig. 2.1 Principle of relative-speed measurement between two rolls.

回転体 2 とし、その回転速度をそれぞれ N, N' (rpm) とする。ただし $N' = N + \Delta N$ とする。ここに ΔN が速度差を表す。まずこの回転速度は検出器によって、おのおの速度に比例した周波数 f, f' に変換される。この検出器は回転体の軸にとりつけられた歯数 60 の歯付円板からなる誘導子と、その周辺に固定された永久磁石にコイルをまいたピックアップコイルとからなり回転速度 (rpm) に等しい周波数 (c/s) を発生する。すなわち $N = 1,000$ rpm のとき検出器出力は $f = 1,000$ c/s となる。

この検出器出力周波数はこの装置に導入され、変換器盤-1 において入力周波数 f は $1/20$ 分周器に、 f' は $1/10$ 分周器にそれぞれ与えられて、その出力からそれぞれ $f/20$ および $f'/10$ なる周波数を得る。これらの周波数は f, f' とともに変換器盤-2 に加えられる。

変換器盤-2 には測定範囲切換スイッチ (図 2.1 の S_A, S_B, S_C) があり、変換器盤-1 から受けた信号 $f, f', f/20, f'/10$ と基準発振器盤より与えられる比較周波数 f_s' (10, 20, 30, 40, 50 c/s) とを受けて次のような計測を行なう。すなわち

(1) 測定範囲切換スイッチを「 ± 5 rpm」(図 2.1 の S_A, S_B, S_C の a の位置) にセットした場合

この場合には ± 5 rpm までの速度差が ± 0.1 rpm の精度で測定できる。変換器盤-1 からの f および $f/20$ は変調器-1 に与えられる。変調器-1 は単側帯波変調回路を用いて両周波数の差の周波数すなわち $(1 - 1/20)f$ を発生する。この周波数は変換器盤-1 から与えられる周波数 f' とともに変調器-2A に与えられここでも両周波数の差、すなわち

$$f' - \left(1 - \frac{1}{20}\right)f = (f' - f) + \frac{f}{20} = \Delta f + \frac{f}{20} \quad (2.1)$$

ただし $f' = f + \Delta f$

が得られる。変調器-2A の出力は周波数-直流変換器-2

に与えられて、その周波数に比例した直流電圧に変換される。また一方 $f/20$ なる周波数は周波数-直流変換器-1 に与えられて、同様に直流に変換される。二つの直流変換器出力は互いに逆極性となるように増幅器 (アナログ加算器) に与えられて、その結果 $f/20$ に相当する直流電圧は打ち消されて、増幅器出力には Δf に相当する直流電流 (または電圧) が得られる。

この装置では増幅器出力が ± 4 mA のとき、指示計がフルスケール ± 5 rpm を指示するようになっており、この電流を 10Ω の抵抗に流したときに得られる ± 40 mV で、記録計がフルスケール ± 5 rpm を指示する。

(2) 測定範囲切換スイッチを「 ± 50 rpm (粗)」(図 2.1 の S_A, S_B, S_C の b の位置) にセットした場合

この場合には ± 50 rpm までの速度差を ± 1 rpm の精度で測定できる。すなわちこの場合には変換器盤-1 から与えられる $f/20$ および $f'/10$ なる信号は変調器-2B に与えられ、その出力には両周波数の差すなわち

$$\frac{f'}{10} - \frac{f}{20} = \frac{\Delta f}{10} + \frac{f}{10} - \frac{f}{20} = \frac{\Delta f}{10} + \frac{f}{20} \quad (2.2)$$

が得られる。この値を (1) の場合に比較すれば、 Δf が $\frac{1}{10}$ に縮小されたことになる。変調器-2B の出力は周波数-直流変換器-2 に与えられ、以下 (1) の場合とまったく同様の過程を経て、増幅器出力には $\Delta f/10$ に相当する直流電流 (または電圧) が得られる。この場合の指示は、 $\Delta f/10$ となるので、(1) の場合に比べて測定範囲は 10 倍に拡大されたことになる。

(3) 測定範囲切換スイッチを「 ± 50 rpm (精)」(図 2.1 の S_A, S_B, S_C の c の位置) にセットした場合

この場合には ± 50 rpm までの速度差を ± 0.1 rpm の精度で測定できる。すなわちこの場合には変調器-1 の出力 $(1 - 1/20)f$ は基準発振器盤から与えられる比較周波数 (10, 20, 30, 40, 50 c/s) とともに変調器-3 に加えられる。このとき、 f_s' としては $|\Delta f - f_s'|$ が 5 c/s より小さくなる周波数を基準発振器盤の選択スイッチで選定する。そして変調器-3 の出力として $(1 - 1/20)f + f_s'$ の周波数を得る。なお、変調器-3 は特殊な変調回路を採用し f_s' の位相を反転することによって、その出力を $(1 - 1/20)f - f_s'$ とすることもできる。

変調器-3 の出力は f' とともに変調器-2A に与えられて、その出力として両周波数の差すなわち

$$f' - \left[\left(1 - \frac{1}{20}\right)f + f_s'\right] = (f' - f - f_s') + \frac{f}{20} = (\Delta f - f_s') + \frac{f}{20} \quad (2.3)$$

が得られ、以下 (1) の場合と同様にして、増幅器出力には $(\Delta f - f_s')$ に相当した直流電流 (または電圧) が得られる。ここに $|\Delta f - f_s'|$ は 5 c/s より小さいので指示計、

記録計は振り切れることなく指示され、速度差は比較周波数 f_s' の値と指示計または記録計に指示された値の代数和として読みとることができる。

基準発振器には絶対速度の測定に必要な、きわめて安定度の高い正確な基準周波数 f_s を発生する f_s 発振器（水晶発振器）があり、変換器盤-1の入力端子（図2.1の f 側）にこの周波数を与え、回転体の検出周波数を f' 側に与えて、前記の(1), (2), (3)項に述べた方法で測定すれば、前述の測定の原理に従って、回転体の絶対速度は f_s, f_s' および指示計または記録計の指示の代数和として高精度で測定することができる。

また f_s 発振器の出力は f_s' 発生回路に与えられて、適当に通降され比較周波数 f_s' (10, 20, 30, 40, 50 c/s) を得る。 f_s' は前記のように変調器-3に与えられ測定範囲の拡大に重要な役割を果たす。

電源盤は前記各盤に所要の電源を供給するもので、直流電圧は安定化回路で十分安定化されてから供給される。

3. 構成および構造

この装置は図3.1に示すように高さ2,480 mm、幅550 mm、奥行600 mmの自立形キャビネットに、変換器盤-1、変換器盤-2、基準発振器盤、電源盤、計器盤、記録計盤を収容し、キャビネット内部上方には排気扇を備えている。

変換器盤-1、変換器盤-2、および基準発振器盤は引出し可能な構造になっており、各盤は表3.1に示すようなプラグイン式の内部回路より構成されている。

速度差指示計は図3.2に示すような当社の KX-24 形広角度計器が用いられる。

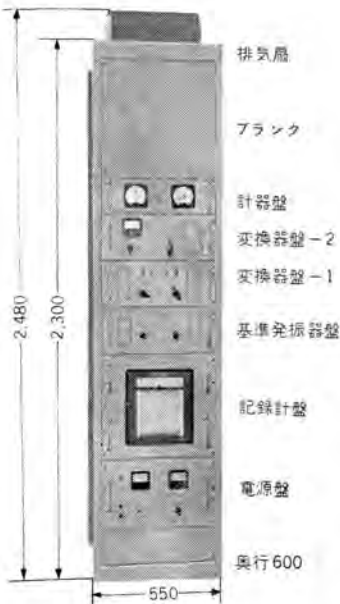


図 3.1 DM-1 形速度差測定装置
Fig. 3.1 Front view of equipment (Type DM-1).



図 3.2 速度差指示計
Fig. 3.2 Relative-speed indicator.

表 3.1 速度差測定装置の構成

盤 名	数 量	備 考
変換器盤-1	1	(実装ユニット) $\frac{1}{20}$ 分周器、 $\frac{1}{10}$ 分周器、50 c/s 周波器 100 c/s 周波器、1,000 c/s 周波器 出力増幅器
変換器盤-2	1	(実装ユニット) 変調器 1, 2A, 2B, 3 各 1 個 周波数直流変換器 2 個、増幅器
基準発振器盤	1	(実装ユニット) 500, 600, 700, 800, 900, 1,000 c/s 発振器各 1 個、 $\frac{1}{10}$ 分周器、可変分周器、10, 20, 30, 40, 50 c/s 周波器各 1 個 90 度分波器、出力増幅器
電 源 盤	1	
計 器 盤	1	速度差および回転速度指示計付
記 録 計 盤	1	150 mm 電子管式記録計付
速度差指示計	2	
定電圧装置	1	

4. 主要回路の説明

この装置による速度差および絶対速度の測定の概要を「動作原理」の章で述べた、本章ではこの測定において主役的な役割を果たす各種の変調器、周波数-直流変換器、および増幅器について説明する。

4.1 変 調 器-1

この変調器は移相方式による単側帯波変調器⁽²⁾で変換器盤-1より与えられる f および $f/20$ なる周波数から $(1-1/20)f$ なる周波数を得るものである。

この変調器に加えられる信号は f が 500~1,000 c/s、 $f/20$ が 25~50 c/s にわたって変化し、その上、平衡変調器によって得られる両側帯波信号が $(1+1/20)f$ と $(1-1/20)f$ というように非常に接近しているため、これより $(1-1/20)f$ なる下部測帯波に相当する信号だけをとり出すために、ろ波器を用いることはできない。

そのためろ波器を使用しない、移相方式による単側帯波変調回路を採用している。図4.1にはこの方式の単側帯波変調回路の原理を示す。図のように二組の平衡変調器に加わる搬送波および変調信号が90度の位相差を有するときは、各平衡変調器より得られる両側帯波信号は次のようにあらわされる。

(1) 平衡変調器 No. 1 において

$$\left. \begin{aligned} \text{搬 送 波} : e_c &= E_c \cdot \sin \omega_c t \\ \text{変調信号} : e_m &= E_m \cdot \sin pt \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (4.1)$$

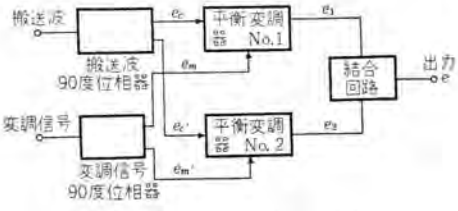


図 4.1 移相方式による単側帯波変調回路
Fig. 4.1 Single side band modulator employing phase shift method.

とすれば、その出力は

$$\begin{aligned} e_1 &= K_1 e_c e_m \\ &= K_1 E_c E_m \sin \omega_c t \sin pt \\ &= \frac{K_1}{2} E_c E_m \{ \cos(\omega_c - p)t - \cos(\omega_c + p)t \} \dots (4.2) \end{aligned}$$

ここに e_1 は平衡変調器 No. 1 の出力である。また K_1 は平衡変調器 No. 1 に関する比例定数である。

(2) 平衡変調器 No. 2 において

$$\left. \begin{aligned} \text{搬送波} : e_c' &= E_c' \sin\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) \\ \text{変調信号} : e_m' &= E_m' \sin\left(pt + \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \right\} \dots (4.3)$$

とすれば、その出力は

$$\begin{aligned} e_2 &= K_2 e_c' e_m' \\ &= K_2 E_c' E_m' \sin\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(pt + \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{K_2}{2} E_c' E_m' \{ \cos(\omega_c - p)t + \cos(\omega_c + p)t \} \dots (4.4) \end{aligned}$$

(3) またも平衡変調器 No. 2 において変調信号の位相を反転すれば

$$\left. \begin{aligned} \text{搬送波} : e_c' &= E_c' \sin\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) \\ \text{変調信号} : e_m'' &= E_m' \sin\left(pt - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \right\} \dots (4.5)$$

となり、その出力は

$$\begin{aligned} e_2' &= K_2 e_c' e_m'' \\ &= K_2 E_c' E_m' \sin\left(\omega_c t + \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(pt - \frac{\pi}{2}\right) \\ &= \frac{K_2}{2} E_c' E_m' \{ -\cos(\omega_c - p)t - \cos(\omega_c + p)t \} \dots (4.6) \end{aligned}$$

ここに e_2 または e_2' は平衡変調器 No. 2 の出力である。また K_2 は平衡変調器 No. 2 に関する比例定数である。

いま両平衡変調器の出力の大きさがひとしいとすれば

$$K_1 E_c E_m = K_2 E_c' E_m' = K E_c E_m \dots (4.7)$$

となる。

式 (4.7) の条件のもとで結合回路によって e_1 と e_2 とを合成すれば結合回路の出力として

$$\begin{aligned} e &= e_1 + e_2 \\ &= K E_c E_m \cos(\omega_c - p)t \dots (4.8) \end{aligned}$$

なる単側帯波信号が得られる。

また e_1 と e_2' を合成すれば結合回路の出力として

$$\begin{aligned} e' &= e_1 + e_2' \\ &= K E_c E_m \cos(\omega_c + p)t \dots (4.9) \end{aligned}$$

なる単側帯波信号が得られる。

式 (4.8) と式 (4.9) とを比較すれば、変調信号を一方の変調器に加える際に、他方に比して 90 度おくれたものを与えるか、90 度すすめたものを与えるかによって結合回路の出力周波数は $(\omega_c - p)/2\pi$ となったり、

$(\omega_c + p)/2\pi$ となったりすることがわかる。

変調器-1 においては式 (4.1) と式 (4.3) のような関係を有する変調信号を用いて、式 (4.8) のように $(\omega_c - p)/2\pi$ なる周波数に相当した出力を得るように構成されている。

すなわち、変調器-1 においては、搬送波として周波数 f を、変調信号として $f/20$ を用い、これらを移相器によって式 (4.1) と式 (4.3) のような関係を有する二つの信号に分けた後適当に増幅し、二組の平衡変調器に与え、さらにこれら変調器の出力を合成して $(1 - 1/20)f$ なる単側帯波信号を得る。

この変調器に用いる移相器は使用周波数範囲で、出力信号の位相差を正しく 90 度に保たなければならないため図 4.2 に示すような Tschebyscheff 特性を有する広帯域 90 度位相差 RC 回路網⁽³⁾を使用している。

変調器-1 の動作を波形により示せば図 4.3 のようである。すなわち同図において (a) は変調器-1 に与えられる入力 f (搬送波) および入力 $f/20$ (変調信号) を示

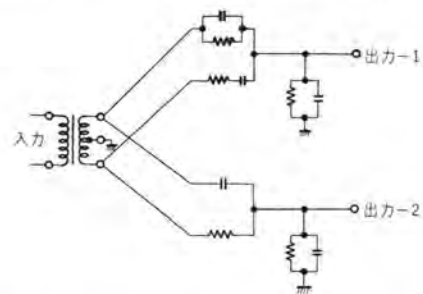
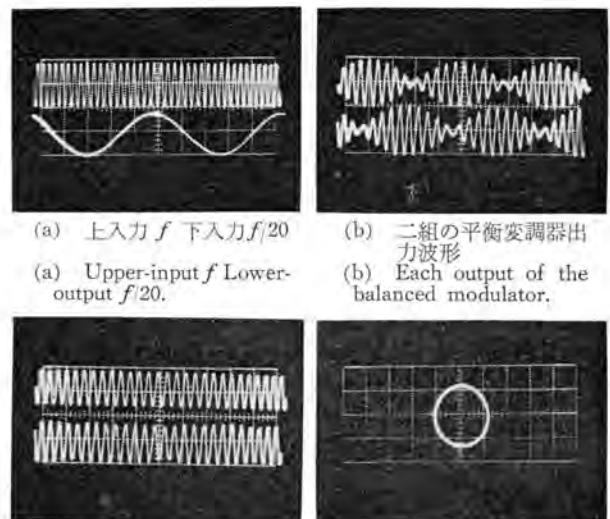


図 4.2 広帯域 90 度位相差 RC 回路網
Fig. 4.2 RC wide-band 90-degree phase difference network.



(a) 上入力 f 下入力 $f/20$
(a) Upper-input f Lower-output $f/20$.
(b) 二組の平衡変調器出力波形
(b) Each output of the balanced modulator.
(c) 上入力 f 下変調器-1 出力
(c) Upper-input f Lower output.
(d) 広帯域 90 度位相差回路網出力のリサージュ図形
(d) Lissajou pattern by two output of the wide band 90° phase difference network.

図 4.3 変調器-1 の各部波形
Fig. 4.3 Wave forms of the modulator-No.1.

す。同図 (b) は二組の平衡変調器の出力波形であり、同図 (c) の上部は入力 f (搬送波) を示し、下部は (b) に示された二組の平衡変調器出力を合成して得られた $(1-1/20)f$ である。また同図 (d) は広帯域 90 度位相差回路網の二つの出力の位相差を示す リサージュ図形であり、図のようにほとんど完全な 90 度の位相差が確保されている。なおこの図では f は 600 c/s である。

4.2 変調器-2A

この変調器はろ波器を用いた単側帯波変調器である。 f' および $(1-1/20)f$ なる周波数を平衡変調器に加えて得られる $(2-1/20)f + \Delta f$ および $f/20 + \Delta f$ なる両側帯波信号よりろ波器によって $f/20 + \Delta f$ だけをとり出す。この場合二つの周波数は非常にかけはなれているので簡単な CR ろ波回路網で容易に一方だけをとり出すことができる。

4.3 変調器-2B

変調器-2A と同様ろ波器を用いた単側帯波変調器である。 $f'/10$ と $f/20$ なる周波数を加えて、出力として $(f/20 + \Delta f/10)$ なる単側帯波だけをとり出す。変調器-2B の入出力波形は図 4.4 に示すようである。同図において (a) は変調器-2B に対する両入力、(b) の上部は入力 $f'/10$ 下部はこの変調器の出力 $(f/20 + \Delta f/10)$ を示す。なおこの図において f および f' はともに 1,000 c/s である。

4.4 変調器-3

この変調器も先にのべた変調器-1 と同様、移相方式による単側帯波変調器である。この変調器では変調器-1 の出力 $(1-1/20)f$ を搬送波として、広帯域 90 度位相差回路網を経て、二組の平衡変調器に与え、一方変調信号としては基準発振器盤より、速度差すなわち f と f' との周波数差 Δf に応じて $|\Delta f - f_s'|$ が 5 c/s 以下となるような 90 度の位相差をもつ 10, 20, 30, 40 および 50 c/s の比較周波数 f_s' を与え、出力側に $(1-1/20)f + f_s'$ なる単側帯波信号を得る。なお f_s' は式 (4.3) ま

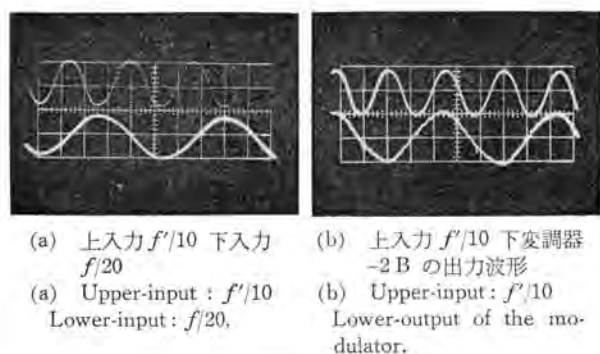


図 4.4 変調器-2B の波形

Fig. 4.4 Wave forms of the modulator-No. 2B.

たは式 (4.5) の関係を満足するよう、位相を反転して与えることができるようになっていて、式 (4.8) のような出力も、式 (4.9) のような出力も得られる。すなわち、この変調器の出力は $(1-1/20)f + f_s'$ とすることも $(1-1/20)f - f_s'$ とすることもできるようになっている。

4.5 周波数-直流変換器

変換器盤-1 の出力 $f/20$ と変調器の出力 $f/20 + \Delta f$ または $f/20 + \Delta f/10$ なる周波数をそれに比例した直流に変換する。周波数-直流変換器の主要部の回路を図 4.5 に示す。本器への入力は図 4.6 (a) の上部に示すように正弦波で加えられ、これをシュミット回路にて図 4.6 (a) の下部に示すように矩形波に変換し増幅後、図 4.5 に示すように飽和トランスに与えられ、飽和トランス二次側にはパルス幅と振幅が均一で、入力周波数に比例した数の正負のパルス列が得られる。このパルスを整流回路に加えれば図 4.6 (b) の下部に示すような直流パルス列が得られる。この直流パルス列をろ波すればパルスの数に比例した直流電圧が得られる。この変換器では使用周波数範囲における出力の直線性が非常に重要であり、また出力の直流にリップルが残っていると、つぎの直流増幅器で、二組の変換器の出力を合成した場合に両者のリップルのビートが現われ、たえず指示が変動して高精度の計測ができなくなる。このため本器の平滑回路には、直線性をそこなわず、またリップルを十分抑圧するように特殊な平滑回路を使用している。周波数-直流変換器の特性

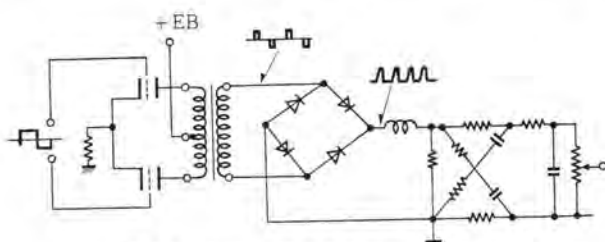


図 4.5 周波数-直流変換器主要部回路
Fig. 4.5 Principal circuit of frequency-to-DC converter (F-DC converter).

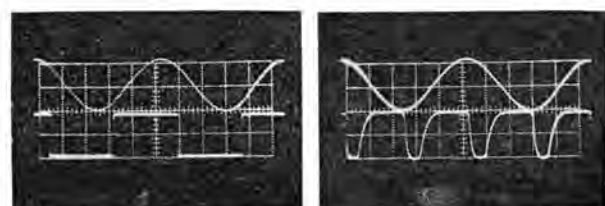


図 4.6 周波数-直流変換器各部波形

Fig. 4.6 Wave forms of the F-DC converter.

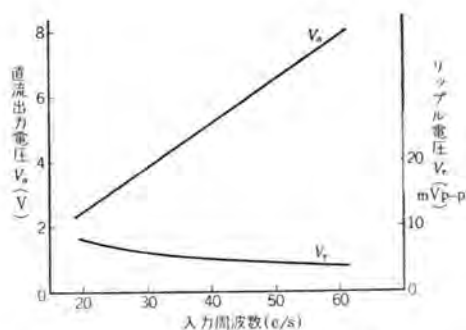


図 4.7 周波数-直流変換器特性
Fig. 4.7 Characteristics of F-DC converter.

を示せば図4.7のようである。

4.6 増幅器

周波数-直流変換器から与えられる $f/20 \pm \Delta f$ (または $f/20 + \Delta f/10$) に比例した電圧と $f/20$ に比例した電圧との差、すなわち、 $\pm \Delta f$ (または $\pm \Delta f/10$) に比例した電圧を得る回路で、チョッパによってドリフトを補償した演算増幅器を加算器接続として用い、周波数-直流変換器からの二つの電圧はたがいに逆極性となるよう接続することによって減算を行なわせている。この増幅器の出力によって記録計と指示計を動作させ、速度差を指示記録させる。周波数差 ± 5 c/s すなわち速度差 ± 5 rpm に対して、増幅器の出力は ± 4 mA である。この増幅器の入出力特性を図示すれば図4.8のようである。また増幅器出力回路には定電圧ダイオードが挿入されていて、過大な出力電流による計器の損傷を保護している。指示計には 4.5 mA 以上の電流が流れることはない。

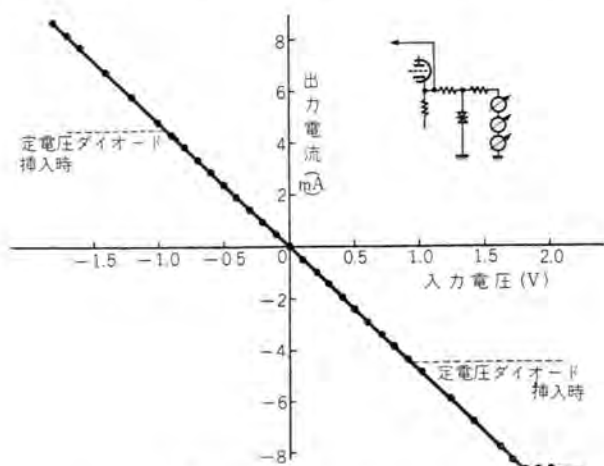


図 4.8 増幅器入出力特性
Fig. 4.8 Amplifier input-output characteristic.

5. 性能

5.1 測定精度と測定範囲

二つの回転体の速度差は絶対値 rpm で直読できる。回転体の回転速度が 500~1,000 rpm において次の3種の切換えができる。

- 精度 ± 0.1 rpm にて 測定範囲 ± 5 rpm
- 精度 ± 0.1 rpm にて 測定範囲 ± 50 rpm
- 精度 ± 1 rpm にて 測定範囲 ± 50 rpm

5.2 速度差の測定が可能な回転速度範囲

500~1,000 rpm

5.3 絶対速度測定範囲および精度

単一回転体の速度を 500~1,000 rpm の範囲にて、 ± 0.1 rpm の精度で測定できる。ただし指示は 10 rpm 以下の基準速度に対する偏差として指示される。

5.4 指示および記録

速度差は広角度指示計および 150 mm 幅の電子管式記録計により指示記録される。この記録計ではチャートの送り速度を 30, 60, 120, 600, 1,200, 1,800, 3,600, 7,200 mm/h にセットすることができる。

なおこのほかに速度差の測定を行なっている回転体の絶対速度を 1% 程度の精度で指示する計器がとりつけてある。

5.5 警報

速度差があらかじめ設定された範囲をはずれた場合に、その上限、下限を判別して警報を発し得ようになっている。ただし警報器はこの装置に付属していない。

5.6 電源

AC 200 V, 50 c/s または 60 c/s, 単相約 400 VA, 電源電圧変動 $\pm 5\%$ 以内では AVR は不要である。これ以上の電圧変動のある場合には AVR を付属し、 $-20\% \sim +10\%$ 程度の電圧変動に対しても上記の性能を維持することができる。

なお電源周波数の変動は $+2\% \sim -8\%$ 程度まで許容しうる。

6. この装置による抄紙機の測定例

この装置をセクショナルドライブ方式の抄紙機の各部ローの測定、および絶対回転数の測定に使用した場合の測定例について示そう。ただしここに示すデータは、東北パルプ石巻工場に納入したセクショナルドライブ抄紙機の現地調整中のデータであり、必ずしも抄紙機の最良状態におけるデータではない。

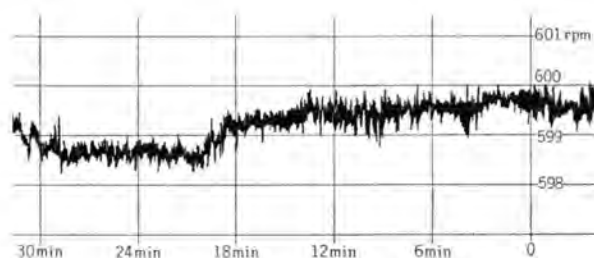


図 6.1 フォワード、ロールの絶対速度
Fig. 6.1 Absolute speed of the forward-roll.

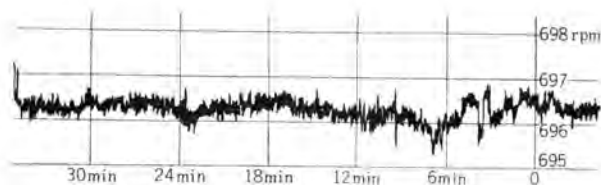


図 6.2 No. 2 ドライヤの絶対速度測定
Fig. 6.2 Absolute speed of the dryer No. 2.

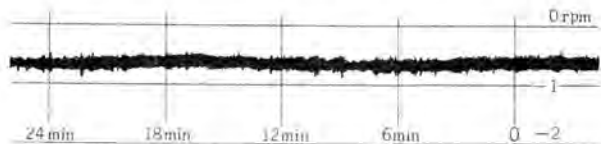


図 6.3 No. 2 ドライヤを基準として No. 1 ドライヤのドロー測定
Fig. 6.3 Relative-speed (draw-speed) of the dryer No. 2 to the dryer No. 1.

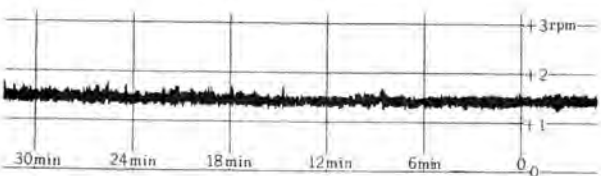


図 6.4 No. 2 ドライヤを基準として No. 3 ドライヤのドロー測定
Fig. 6.4 Relative-speed (draw speed) of the dryer No. 3 to the dryer No. 2.

図 6.1 はこの装置を絶対回転数の測定に用いた場合の記録結果の一例で、フォワードロールの絶対回転数に関するものである。

図 6.2 は同様に No. 2 ドライヤの絶対速度を記録したものである。

さらに図 6.3 はこの装置によるドロー測定に用いた場合の一例で、No. 2 ドライヤを基準として No. 1 ドライヤのドローを記録したものである。

また図 6.4 は同様に No. 2 ドライヤを基準にして No. 3 ドライヤのドローを記録したものである。

7. この方式の他の応用例

先に動作原理にのべたこの装置の計測方式は、単に速度差の測定だけでなくいろいろな面に応用することができる。ここではその一例として圧延工程における圧下率の測定に応用することを考えてみる。

7.1 圧下率測定の原理

圧延工程において圧延前の板厚を h_1 、圧延後の板厚を h_2 とするとき、圧下率は次のように表わされるものとする。

$$\text{圧下率} = \frac{h_1 - h_2}{h_1} \times 100 \% \quad (7.1)$$

いま圧延により横幅方向ののびがまったくなく、圧延のための板厚の減少はすべて送り方向ののびにおきかえられるものとする、圧延前の送り速度を v_1 、圧延後の

送り速度を v_2 としたとき、つぎの関係がなりたつ。

$$\frac{h_1}{h_2} = \frac{v_2}{v_1} \quad (7.2)$$

したがって h_1, h_2 を計測するかわりに、 v_1, v_2 を測定しても次のように圧下率をもとめることができる。

$$\text{圧下率} = \frac{v_2 - v_1}{v_2} \times 100 \% \quad (7.3)$$

v_1, v_2 を計測するために半径がそれぞれ R_1, R_2 なるロールを圧延前と圧延後の板に接して回転させれば、スベリのまったくない状態では各ロールの回転数 N_1, N_2 は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} N_1 &= \frac{v_1}{2\pi R_1} \times 60 \\ N_2 &= \frac{v_2}{2\pi R_2} \times 60 \end{aligned} \right\} \quad (7.4)$$

ただしここで v_1, v_2 は m/sec で、 R_1, R_2 は m で、また N_1, N_2 は rpm であらわすものとする。

式 (7.4) より

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{R_2}{R_1} \frac{N_2}{N_1} \quad (7.5)$$

式 (7.5) の関係を式 (7.3) に代入すれば

$$\text{圧下率} = \left(1 - \frac{R_1}{R_2} \frac{N_1}{N_2} \right) \times 100 \% \quad (7.6)$$

式 (7.6) で $R_1 = R_2$ とすれば圧下率は

$$\begin{aligned} \text{圧下率} &= \left(1 - \frac{N_1}{N_2} \right) \times 100 \% \\ &= \frac{N_2 - N_1}{N_2} \times 100 \% \quad (7.7) \end{aligned}$$

となり、2 個のロールの回転数から圧下率が求められることになる。

7.2 圧下率計の構成

前節にのべた原理にもとづき、測定範囲 0~5 %、精度 0.1 % 程度の圧下率計を考えてみる。

速度差測定装置に用いられた方式を活用して、圧下率の計測のできる回路⁽⁴⁾を考えると図 7.1 に示すような方式が得られる。

すなわち図 7.1 において、圧延前のロールの回転数を

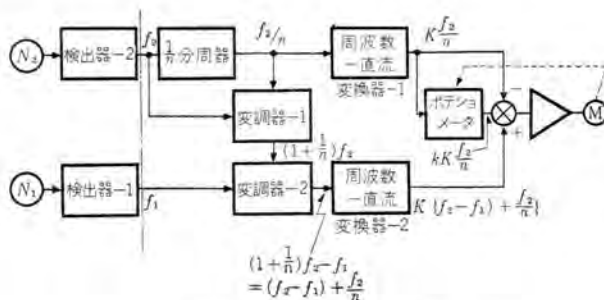


図 7.1 圧下率計測の原理図
Fig. 7.1 Principle of extension meter.

N_1 , 圧延後の ロール の回転数を N_2 とし, この回転数はそれぞれの検出器によって周波数に変換される. その周波数をそれぞれ f_1, f_2 とする. f_2 は $1/n$ 分周器によって分周されて f_2/n なる周波数になり, f_2 とともに変調器-1に加えられる. 変調器-1では両入力周波数の和すなわち $(1+1/n)f_2$ が得られ, これが f_1 とともに変調器-2に与えられる. 変調器-2では両入力周波数の差がとられて出力として $(f_2-f_1)+f_2/n$ が得られる. 他方 $1/n$ 分周器の出力は周波数-直流変換器-1に与えられて, Kf_2/n (K は変換定数) なる直流電圧に変換される. また変調器-2の出力は周波数-直流変換器-2に与えられて $K\{(f_2-f_1)+f_2/n\}$ なる直流電圧に変換される. 周波数-直流変換器-1の出力 Kf_2/n はそのまま, およびポテンシオメータを経て k 倍 ($k < 1$) されて, また周波数-直流変換器-2の出力はこれらと逆極性にしてサーボ増幅器にそれぞれ加えられる. ポテンシオメータは増幅器出力のサーボモータ M に機械的に連結され, サーボ増幅器の入力が0になるよう, ポテンシオメータの可動片を回転させる.

いまこのサーボ機構が平衡状態に達しているとする, つぎの関係式がなりたつ.

$$\begin{aligned} K\left\{(f_2-f_1)+\frac{f_2}{n}\right\}-K\frac{f_2}{n}-kK\frac{f_2}{n} &= 0 \\ \therefore (f_2-f_1)-k\frac{f_2}{n} &= 0 \\ \therefore k &= n\frac{f_2-f_1}{f_2} \dots\dots\dots (7.8) \end{aligned}$$

検出器-1, および2において $N_1 \rightarrow f_1, N_2 \rightarrow f_2$ なる変換がおこなわれたことから, 式(7.8)を N_1, N_2 を用いて表わすことができ,

$$k = n\frac{N_2-N_1}{N_2} \dots\dots\dots (7.9)$$

となる, 式(7.9)と式(7.7)とを比較すれば圧下率を n 倍したものがポテンシオメータの回転角度として得られたこ

とがわかる.

ポテンシオメータには回転角度に対して直線的に抵抗値の変化するものを使用すればよく, このポテンシオメータを含めて, 周波数-直流変換器の出力以降は電子管式指示記録計としてまとめればよい.

また $n=20$ に選定すれば, 圧下率の0~5%はちょうどポテンシオメータのフルスパンに相当することになる.

8. む す び

以上新しく開発された DM-1 形速度差測定装置について述べ, さらにこの計測方式を拡張した一例として圧下率計測方式についても述べた.

この装置に採用された新しい計測方式は本文冒頭にも述べたように, ひろく各種の工業に利用されうものであるが, 著者らの工業界に対する知識はごく限られた範囲のものであり, 実際の応用面については多くを述べる事ができなかった. 今後各界の関係者各位にご批判, ご教示をいただき, さらにこの装置の改良をはかるとともにひろく各分野に活用されることを期待している.

なおこの装置はアナログの手法を用いた計測方式を採用しているが, 利用面によってはデジタル方式のほうが有利な場合もあり, 別途デジタル方式についても検討中であることを付言して擲筆する.

参 考 文 献

- (1) 特許出願中
- (2) D. E. Norgaard: The Phase-Shift Method of Single-Sideband Signal Generation, Proc. IRE, 44, No. 12, p. 1718.
- (3) D. K. Weaver: Design of RC Wide-Band 90-Degree Phase Difference Network, Proc. IRE, 42, No. 4, p. 671.
- (4) 特許出願中

イグナイトロン整流器の速応制御とそのモデル

伊丹製作所 細 野 勇*

Fast-Response Control of Ignitron Rectifiers and Its Model Application

Itami Works Isamu HOSONO

Because of their fast response, ignitron rectifiers have been extensively adapted to a number of control systems including the static Ward Leonard system. By the use of a fast response phase control circuit, their character has been fully displayed in the foregoing applications. Particularly, a phase control circuit having a response of one half cycle is an outcome of the use of Ramey type magnetic amplifier. It is capable of giving any desired control characteristics full of fast response to rectifiers, with its measured results in very good accord with the calculation. Its control performance is unparalled in accuracy and response.

1. ま え が き

イグナイトロン整流器を用いた自動制御系の制御性能に対する要求が高度になるにつれて、制御系の各機器に対する要求が厳格になり、速応性に富み、かつ制御性のすぐれた制御回路が切望されるようになった。とりわけ、イグナイトロン整流器は商用周波数で数分の1サイクルの Sampling 期間の Sampling-holding 系であると考えられ、その応答速度がきわめて速いため、その制御に用いられる機器もこれにマッチするよう、他のいかなる工業用の制御系にも増して速応性が要求される。

当社では、このような要求のすべてを満足するものとして、電圧リセット形磁気増幅器の原理を利用した位相制御回路と、演算増幅器形の増幅回路を組合せて使用し、これによって速応性に富みかつ制御精度のすばらしく良好な制御を行なうことを可能にさせた。この制御装置はすでに用いられ、定電圧制御においては0.05秒以下の回復時間を可能にさせ、また定速度制御においては0.1秒以下の回復時間と0.03%以下の速度偏差で制御することに成功している。

2. 速応性位相制御回路

2.1 速応性位相制御回路の原理

整流器の位相制御には、電圧リセット形磁気増幅器の原理を利用した半サイクル（商用周波数ベース）応答の速応性格子位相制御回路が用いられており、その入力の大さきによってイグナイトロン整流器の格子のピックアップする位相を制御し、イグナイトロン整流器の出力を制御する。

回路は図2.1に示すとおり、電圧リセット形磁気増幅器

Mを主体として、そのリセット回路に真空管T、リセット回路電源および調整抵抗を有し、負荷回路には抵抗R、セレン整流器Sおよび負荷回路電源を有する回路であり、この抵抗Rの両端より格子抵抗 R_g およびバイアス電源を経てイグナイトロン整流器 I_g の陰極、格子間に接続され

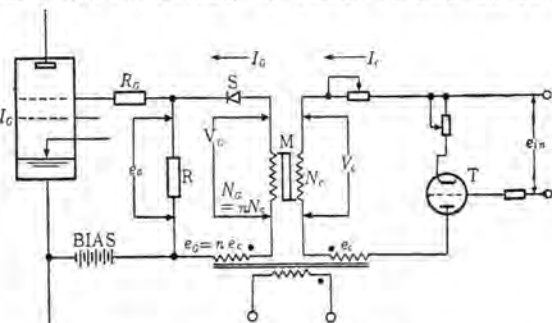


図 2.1 速応性位相制御回路結線図
Fig. 2.1 Connection diagram of fast response phase control.

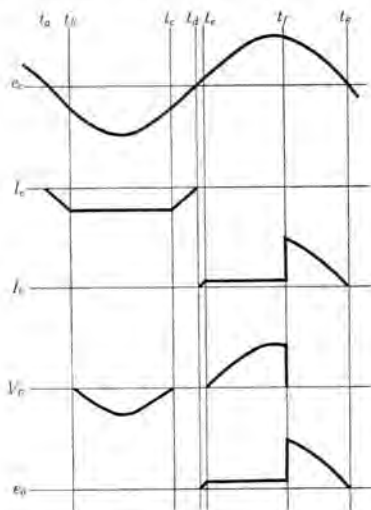


図 2.2 位相制御系各部の電圧電流波形
Fig. 2.2 Voltage and current waveforms of various sections of phase control system.

ている。

イグナイトロ整流器の格子には、図2.2(e)に示すような急峻な立ち上がりをもつ断波電圧 e_0 が バイアス電圧に重畳されて印加されるのであるが、真空管 T の格子電圧を変化して 電圧リセット形磁気増幅器 M の リセット量を加減することにより、この電圧 e_0 の立ち上がり点の位相を任意に制御することができ、これによって イグナイトロ整流器の格子の ピックアップする位相を変え イグナイトロ整流器を位相制御することができるものである。

これを定量的にあつかうため、いま 電圧リセット形磁気増幅器 M の鉄心の磁束—電流ループ特性を図2.3のように完全矩形ヒステリシスループとする。各 リセットの半サイクルの初期においては、磁束は図2.3の a 点にある。また印加する電圧が負の半波の間、整流器 S は不導通であるから負荷に電圧は供給されない。(ただし正の半サイクルは図2.1で丸印のついているほうが正となる極性とする。)同様に正の半波の間は真空管 T によって リセット回路は不導通であるから、リセット回路および負荷回路が同時に導通していることはなく、リセット回路および負荷回路の動作を別けて考えることができる。

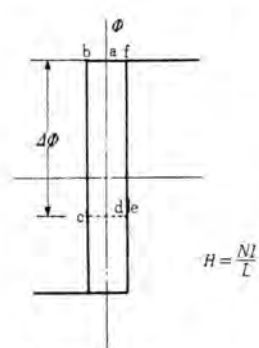


図 2.3 磁気増幅器鉄心ヒステリシスループ
Fig. 2.3 Hysteresis loop of magnetic amplifier core.

最初にリセットの半サイクルについて考えると、この時磁気増幅器にはリセット回路電圧から真空管 T の内部降下を差引いた値、すなわち式(2.1)で表わされる電圧 V_c が印加されて、その電圧によってリセットの半サイクルの終わりには式(2.2)で表わされる磁束レベルにセットされる。この磁束レベルを図2.3の d 点とする。

$$V_c = e_c - i_m r \quad (2.1)$$

$$\Delta\phi = \frac{10^8}{N_c} \int_0^{\pi} V_c dt \quad (2.1)$$

ただし e_c : リセット回路電圧
 r : 真空管 T の内部抵抗
 N_c : リセット巻線巻数
 i_m : リセット回路電流
 $\Delta\phi$: 磁束リセット量
 V_c : 磁気増幅器に印加される電圧

つぎに負荷の半サイクルにおいては、制御回路は真空管 T によって遮断され、電圧リセット形磁気増幅器には、負荷回路電源によって電圧が印加される。この電圧はリセット回路電圧とは逆方向であるため、電圧リセット形

磁気増幅器の磁束レベルは図2.3の e, f にそって減少し、式(2.3)で表わされる時点 t_f で磁気増幅器は飽和して、この瞬間、負荷抵抗の両端には急峻な立ち上がりの電圧が印加される。この場合、抵抗 R が小さいため、磁気増幅器の非飽和期間の抵抗 R による電圧降下は無視する。

$$\Delta\phi = -\frac{10^8}{N_c} \int_{t_d}^{t_f} e_c dt = -\frac{10^8}{N_c} \int_{t_d}^{t_f} e_c dt \quad (2.3)$$

$$\therefore \frac{N_c}{N_g} = \frac{e_c}{e_g}$$

ただし e_g : 負荷回路電圧

N_g : 負荷巻線巻数

t_d : 負荷の半サイクルの始まる時点

t_f : 磁気増幅器の飽和する時点

式(2.1), (2.2) および式(2.3)から磁気増幅器の飽和する位相 α' は式(2.4)のようになる。(演算は付録1を参照のこと)

$$\cos\alpha' = 1 - 2 \left\{ \cos\omega t_b - \left(\frac{\pi}{2} - \omega t_b \right) \sin\omega t_b \right\} \quad (2.4)$$

$$\text{ただし } \sin\omega t_b = \frac{I_m r}{E_c} \quad (2.5)$$

$$\alpha' = \omega t_f - \omega t_d$$

t_b : 図2.2参照

I_m : 磁気増幅器の励磁電流

E_c : リセット回路電源電圧

イグナイトロ整流器の格子電圧は、陽極電圧より位相を $\pi/3$ 進ませてあるゆえ、この α' を陽極電圧位相 α に換算すると式(2.6)のようになる。いま磁気増幅器の鉄心に センデルコア を使用した一例について $I_m r/E_c$ 対 α の関係を図示すると図2.4のとおり、その関係はほとんど直線で表わすことができる。

$$\alpha = \cos^{-1} \left[1 - 2 \left\{ \cos\omega t_b - \left(\frac{\pi}{2} - \omega t_b \right) \sin\omega t_b \right\} \right] - \frac{\pi}{3} \quad (2.6)$$

この位相制御回路の各部の電圧、電流波形は図2.2に

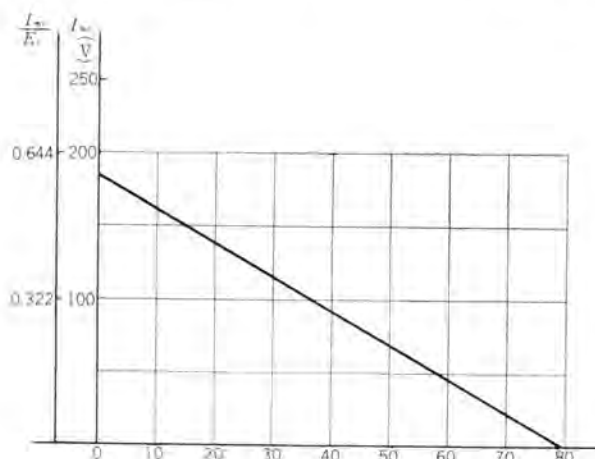


図 2.4 移相角 α 対 $I_m r$ 曲線
Fig. 2.4 Phase angle α vs $I_m r$ curve.

示すとおりである。(図2.2に示した各記号は図2.1を参照のこと) また図2.5はこの位相制御回路の写真である。

2.2 速応性位相制御回路の利得および応答速度

この場合、位相制御回路の利得というのは、真空管Tの格子入力 e_i 対出力位相角 α , すなわち $d\alpha/de_i$ で定義することとする。この場合、利得 $G_{ps'}$ は式(2.7)で表わされる。(演算は付録2参照)

$$G_{ps'} = \frac{d\alpha}{de_i} = \mu \frac{\left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{I_m r}{E_c}\right) \frac{2}{E_c}}{\sqrt{1 - \left[1 - 2 \left\{ \sqrt{1 - \left(\frac{I_m r}{E_c}\right)^2} - \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{I_m r}{E_c}\right) \frac{I_m r}{E_c} \right\}^2 \right]}} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

ただし μ は真空管Tの増幅率である。

真空管として12BH7-Aを用い、前記のセツデルタコアを使用した場合について入力電圧 e_i 対位相角 α を図示すれば、図2.6に示すようになり、この曲線の傾斜が利得 $G_{ps'}$ を示すこととする。この場合の利得は、0.14 rad/Vであり、実測の結果と非常によく一致していることがわかる。

応答速度は前にも述べたように、リセット回路と負荷回路が独立して考えられ、リセットの半サイクルにおいて、その出発点はいつも同一の点にあり、前の半サイクルの

影響をまったくうけないために本質的な半サイクル応答の回路であり、完全に最終値に落ち着くまでの時間が最短で半サイクル、最長で3/2サイクルである。入力の変化に対する位相角の変化は図2.7(a)(b)(c)にオシロによって示されており、その応答の様子が非常によくわかる。

3. 整流器および位相制御回路の組合せによる特性

前にも述べたように、イグナイトロ管整流器は、たとえば6相の場合には1/6サイクル(商用周波数ベース)をSampling期間とするSampling-holding系として考えられるとともに、その利得だけに着目してもその動作点によって利得が変化する完全な非線形特性を示す。そのため、たとえ位相制御回路の特性がきわめて直線的であっても、整流器と組合せた場合の特性は非線形であり、その伝達関数を求めるのは容易ではない。ここでは先に利得を求め、後に時定数となるべきものを求めて伝達関数を得ることとする。

3.1 整流器および位相制御回路の記述関数

位相制御回路は、前にも述べたようにほとんど線形と考えられるため、まず、イグナイトロ管整流器についてその非線形性を述べることにする。

イグナイトロ管整流器の直流出力電圧は通常式(3.1)によって表わされる。

$$E_d = K E_s \cos \alpha - IX - e_a \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

- ただし E_d : 直流出力電圧
 K : 整流器結線による定数
 E_s : 交流電源電圧
 α : 位相制御角
 I : 直流電流
 X : 転流リアクタンス
 e_a : アーク降下(整流器内での)

上式で位相制御角 α と直流出力電圧 E_d だけに着目すれば、この関係は余弦の関係となり、そのまま線形自動制御系の理論をあてはめることはできない。通常は、その微小変化だけに着目し、式(3.2)によって線形化して用いているのであるが、



図 2.5 位相制御回路器具
Fig. 2.5 Phase control circuit instruments.

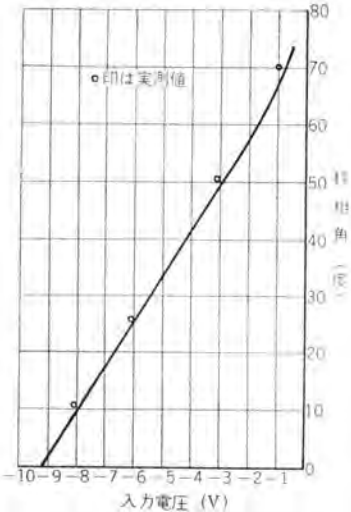


図 2.6 入力電圧対移相角特性
Fig. 2.6 Input voltage vs phase angle characteristic.

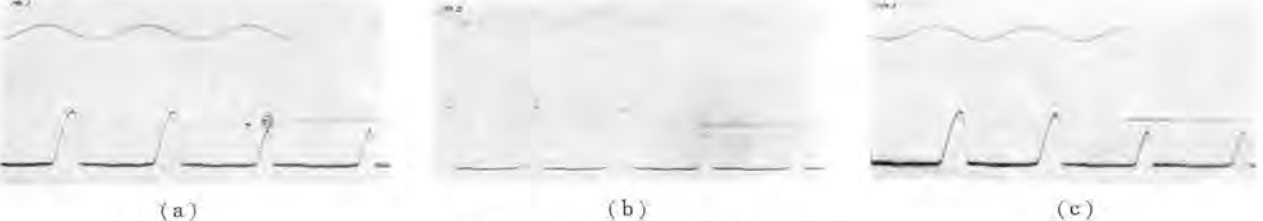


図 2.7 位相制御回路過渡応答特性
Fig. 2.7 Transient response characteristics of phase control circuit.

これは電源電圧だけに着目すれば微少変化と考えるもよいが、位相角の変動範囲が必ずしも微少変化とはいえない。無条件に式(3.2)を用いてもよいとは必ずしもいい切れない。すなわち式(3.2)の右辺の第1項に関しては、そのまま用いてもよいが、第2項に関しては検討を要する。

$$\frac{\Delta E_d}{E_{d0}} = \frac{\Delta E_s}{E_{s0}} - \tan \alpha_0 \Delta \alpha \quad (3.2)$$

ただし添字に₀のついたものはその基準値を表わす。

そこで、この関係を記述関数によって表わせば、より正確な結果を期待しうる。

図3.1はこの入力対出力の関係を示す曲線であり、負荷電流が断続することがないとすれば余弦曲線となる。この系の入力に $I_m \sin \theta$ なる入力、入力 α_0 の点を中心として生じた場合、出力は図3.1または図3.2のオシロに示すようにヒズミ波形となり、式(3.3)によって表わされる。

$$\begin{aligned} O &= \cos(\alpha_0 + I_m \sin \theta) \\ &= \cos \alpha_0 \cos(I_m \sin \theta) - \sin \alpha_0 \sin(I_m \sin \theta) \quad (3.3) \end{aligned}$$

ただし O は出力を示す。

これを Fourier 級数に展開すれば、

$$O = \frac{1}{2}a_0 + (a_1 \cos \theta + b_1 \sin \theta) + (a_2 \cos 2\theta + b_2 \sin 2\theta) + \dots \quad (3.4)$$

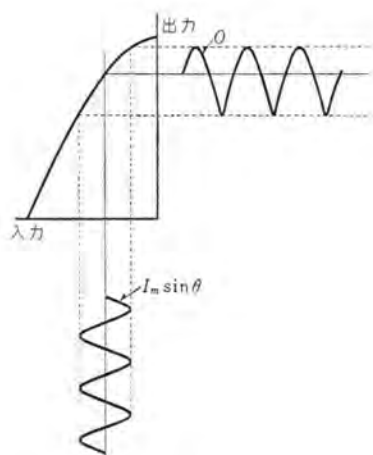


図 3.1 イグナイトロン整流器入力位相角対出力電圧曲線
Fig. 3.1 Ignitron rectifier input phase angle vs output voltage curves.

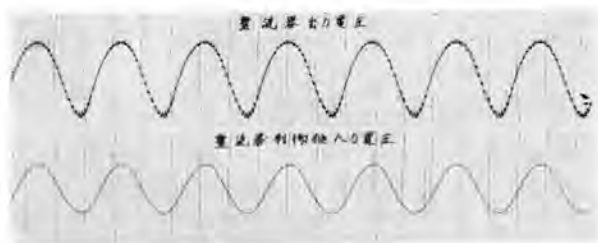


図 3.2 イグナイトロン整流器入力位相角対出力電圧
Fig. 3.2 Ignitron rectifier input phase angle vs output voltage.

$$\left. \begin{aligned} \pi a_n &= \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \cos n \theta d\theta \\ \pi b_n &= \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \sin n \theta d\theta \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

ここで、この記述関数を考えるためにその基本波だけとして a_1 、 b_1 を考えると、

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ \cos \alpha_0 \cos(I_m \sin \theta) - \sin \alpha_0 \sin(I_m \sin \theta) \right\} \cos \theta d\theta \\ b_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ \cos \alpha_0 \cos(I_m \sin \theta) - \sin \alpha_0 \sin(I_m \sin \theta) \right\} \sin \theta d\theta \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

式(3.6)を解けば式(3.7)が得られる。

(演算は付録3を参照のこと)

$$O_1 = 2 \sin \alpha_0 J_1(I_m) \sin \theta \quad (3.7)$$

ただし O_1 は出力の基本波分を示す。

これより、この系の記述関数は式(3.8)によって表わされる。

$$G(I_m) = \frac{2 \sin \alpha_0 J_1(I_m) \sin \theta}{I_m \sin \theta} = 2 \sin \alpha_0 \frac{J_1(I_m)}{I_m} \quad (3.8)$$

式(3.8)は全出力、すなわち $\cos \alpha = 1$ のときを基準とした記述関数であるが、これを動作点 $\cos \alpha_0$ を基準として考えなおすと、式(3.9)で表わされる結果が得られる。

$$G(I_m) = 2 \frac{\sin \alpha_0 J_1(I_m)}{\cos \alpha_0 I_m} = \tan \alpha_0 \frac{J_1(I_m)}{I_m} \quad (3.9)$$

ここで $J_1(I_m)$ はBessel関数であり、その値は表3.1

表 3.1

I_m	$J_1(I_m)$	$2 J_1(I_m)/I_m$
0.1	0.0499	0.998
0.2	0.0995	0.995
0.3	0.1483	0.99
0.4	0.1960	0.98
0.5	0.2423	0.97
0.6	0.2867	0.955
0.7	0.3290	0.94
0.8	0.3688	0.923
0.9	0.4059	0.902
1.0	0.4401	0.880

に示すとおりとなる。これより、この系の動作範囲を式(3.10)の条件を満たすように選んだならば、

$$O < \alpha < \pi \quad (3.10)$$

この系の近似として式(3.2)を用いても、その誤差は、10%内外しかないということがわかる。この値は、自動制御系として決して大きな誤差といいがたいため、式(3.2)を用いても、十分満足な近似を得ることができることを示している。

上記の考察では、すべて入力が $O < \alpha < 180^\circ$ の間にかぎって考えているが、実際問題としては、 α が上記の範囲をこえれば飽和が生じるため、この系は図3.3に示すように飽和部分および線形部分より成り立っていると考

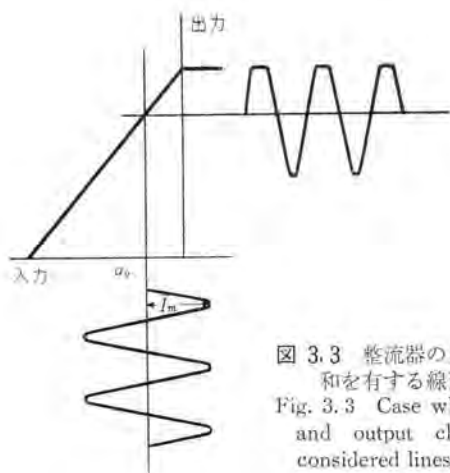


図 3.3 整流器の入出力特性を飽和を有する線形と考えた場合
Fig. 3.3 Case where the input and output characteristic is considered lines with saturation.

えるのがもっとも適当であろう。

前にも述べたとおり、位相制御回路の利得はほとんど線形であると考えられるため、そのイグナイトロン整流器との組合せによる記述関数は、その両者の積として式 (3.11) のようになると考えられる。

$$G'I_g(a) = G'p_s G(I_m) \quad (3.11)$$

ただし a は入力 e_i の大きさと線形領域による関数。

しかるに、この式 (3.11) では入力に電圧であり、出力は百分率で表わされているので、入力も百分率で表わすと式 (3.12) が得られる。

$$GI_g(a) = \frac{GI_g'(a)}{E_{i0}} \quad (3.12)$$

ただし E_{i0} は入力電圧の基準値である。

3.2 整流器および位相制御回路の周波数特性

および伝達関数

前にもしばしば述べたように、イグナイトロン整流器は Sampling-holding として考えられるが、位相制御回路も半サイクルの Sampling-holding であるから、両者を組合せた総合特性もまた Sampling-holding 系として考

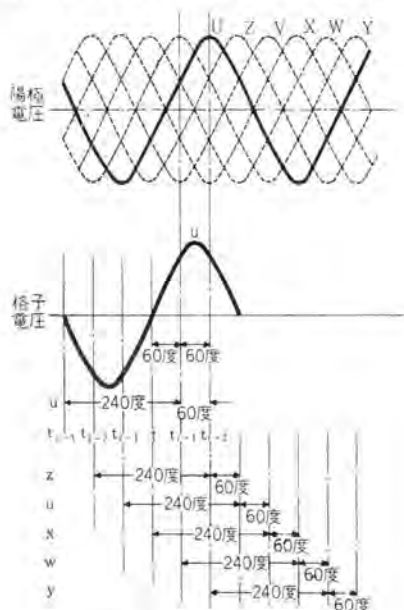


図 3.4 イグナイトロン整流器陽極および格子位相
Fig. 3.4 Ignitron rectifier anode and grid phase.

えることができる。図 3.4 は 6 相整流回路の陽極電圧およびその 1 相についての格子電圧を示したものであるが、図において t_{i-3} より t_i までの期間は、この位相制御回路のリセットの半サイクルであるから、この期間の信号が積分されて、Sampling されて t_i より t_{i+1} までの時間遅れの後 t_{i+1} より t_{i+2} までの間出力として hold されるわけである。従来は、このような Sampling-holding の解法としては、もっぱら Z 変換が用いられているのであるが、ここでは正弦波入力に対する出力の基本波の振幅および位相特性を求め、それと等価な振幅および位相特性を有する伝達関数をもって等価伝達関数とする。これを用いれば、Sampling-holding 作用を含む制御系の解析を S 領域で論ずることができ、従来の Nyquist Bode その他の既知の諸法則を適用でき、すみやかに制御の特性を求めることができる。

この場合、各隣り合う t_i 間の間隔は等しく、1/6 サイクルであるが、いまこれを t_s とすれば、求める期間前の 3 t_s の期間の積分値をもって次の t_s 期間のむだ時間をおき、それに続く t_s 期間 Hold することになる。

この場合、まず始めにこの Hold 期間を考える。すなわちイグナイトロン整流器の位相に出力として表われる期間である。入力を $\cos \omega t$ とし、その出力を fourier 級数に展開して基本波だけを求めると、出力 $f(t)$ は

$$f(t) \approx a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t \\ = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \cos(\omega t - \varphi) \quad (3.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし } a_1 &= \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} f(t) \cos \omega t dt \\ b_1 &= \frac{\omega}{\pi} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} f(t) \sin \omega t dt \\ \varphi &= \tan^{-1} \frac{b_1}{a_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

いま、Sampling 期間は t_s であり、 $f(t)$ は t_{i+1} から t_{i+2} ($=t_{i+1} + t_s$) の間 $\cos \omega t_i$ の値を保持するから、上記の積分領域を t_s ごとに細分して計算を行なうと次式のようになる。

$$a_1 = \frac{\omega}{\pi} \sum_{t_s}^{t_s} \cos \omega t_{i+1} \int_{t_{i+1}}^{t_{i+1}+t_s} \cos \omega t dt \\ = \frac{2}{\pi} \sum_{t_s}^{t_s} \sin \frac{\omega t_s}{2} \cos \left(\omega t_{i+1} + \frac{\omega t_s}{2} \right) \cos \omega t_{i+1} \quad (3.15) \\ = \frac{1}{\pi} \sin \frac{\omega t_s}{2} \sum_{t_s}^{t_s} \cos \frac{\omega t_s}{2} + \cos \left(2 \omega t_{i+1} + \frac{\omega t_s}{2} \right) \quad (3.16)$$

Summation の個数は $\frac{2\pi}{\omega} / t_s$ であり、第 2 項は零になると考えると

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{2}{\omega t_s} \sin \frac{\omega t_s}{2} \cos \frac{\omega t_s}{2} \\ b_1 &= \frac{2}{\omega t_s} \sin \frac{\omega t_s}{2} \sin \frac{\omega t_s}{2} \\ \therefore \sqrt{a_1^2 + b_1^2} &= \frac{2}{\omega t_s} \sin \frac{\omega t_s}{2} \\ \varphi &= \frac{\omega t_s}{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.17)$$

これと同一振幅、位相特性を有する S 関数は式 (3.18) で表わされる。

$$\frac{O(s)}{I_1(s)} = \frac{1 - e^{-t_s s}}{t_s s} \dots\dots\dots (3.18)$$

ただし $O(s)$: 出力の S 領域での値

$I_1(s)$: t_{n+1} 点における入力 S 領域での値

つぎにこの前にある t_s のむだ時間は式 (3.19) によって表わされる。

$$\frac{I_2(s)}{I_1(s)} = e^{-t_s s} \dots\dots\dots (3.19)$$

ただし $I_1(s)$: t_1 における入力 S 領域での値

最後に リセット の 半サイクル における入力の積分値を求めると、 t_1 に Signal としてとり出される出力の値は

$$I_1 = \frac{1}{3 t_s} \int_{t_{1-3}}^{t_1 + 3 t_s} \cos \omega t dt \dots\dots\dots (3.20)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2}{3 \omega t_s} \sin \frac{3 \omega t_s}{2} \cos \left(\omega t_{1-3} + \frac{3 t_s}{2} \right) \\ &= \frac{2}{3 \omega t_s} \sin \frac{3 \omega t_s}{2} \cos \left(\omega t_1 - \frac{3 t_s}{2} \right) \dots\dots\dots (3.21) \end{aligned}$$

式 (3.21) から I_1 を連ねる曲線は入力振幅に $2/(3 \omega t_s) \cdot \sin(3 \omega t_s/2)$ を掛けて位相を $\omega t_s/2$ だけ遅らせた余弦曲線となる。これより、この伝達関数は式 (3.22) に示すとおりとなる。

$$\frac{I_1(s)}{I(s)} = \frac{1 - e^{-3 t_s s}}{3 t_s s} \dots\dots\dots (3.22)$$

ただし $I(s)$: 位相制御回路入力の S 領域での値

そのため、この位相制御回路と イグナイトロウ整流器 を組合せた全体の回路の周波数特性は、式 (3.18)、(3.19) および式 (3.22) から式 (3.23) に示すとおりになる。

$$\frac{O(s)}{I(s)} = \frac{e^{-t_s s} (1 - e^{-t_s s}) (1 - e^{-3 t_s s})}{3 t_s^2 S^2} \dots\dots\dots (3.23)$$

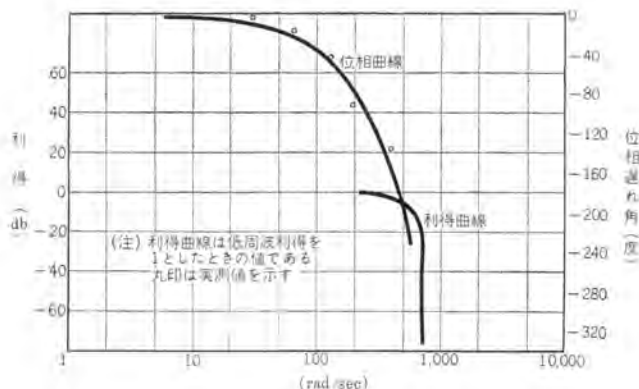


図 3.5 組合せの周波数特性
Fig. 3.5 Frequency characteristic of combination.

この周波数特性の計算値は図 3.5 に示す曲線のとおりになり、実測による周波数特性と、利得、位相ともきわめてよく一致しており、このような考え方が当を得たものであることがよくわかる。

以上の周波数特性の考察に、前項に述べた利得特性(記述関数により表わした。)を付加すると、イグナイトロウ整流器と位相制御回路を組合せた総合の伝達関数が得られる。

$$G(Ig) = \frac{GIg(a)Gps e^{-t_s s} (1 - e^{-t_s s}) (1 - e^{-3 t_s s})}{3 t_s^2 S^2} \dots\dots\dots (3.24)$$

式 (3.24) は、この伝達関数 $G(Ig)$ を表わす式である。

この式 (3.24) は一応正確に イグナイトロウ整流器 と位相制御回路の組合せの総合特性を表わすものであるということができるが、また非常に複雑であり、実際の計算を行なう上に必ずしも便利な形とはいえない。この場合、もし制御系の共振周波数 ω_c を 100 rad/sec 以下に限定して考えるならば、式 (3.24) は式 (3.25) におきかえても、それほど大きな差異は生じない。

$$G(Ig) = \frac{GIg(a)G(ps)}{1 + TS} \dots\dots\dots (3.25)$$

ただし T は 6 相の場合 0.008 sec

このことは、図 3.6 の実線より 100 rad/sec 以下においては、両者の周波数特性がほとんど同一であることから明了である。

また、より高い周波数までの近似を得たい場合には、二次遅れの系としても近似でき、この場合の近似伝達関数は式 (3.26) となり、図 3.6 の点鎖線よりわかるように 300 rad/sec までの近似と見ることができる。

$$G(Ig) = \frac{GIg(a)Gps}{1 + 2 \zeta TS + T^2 S^2} \dots\dots\dots (3.26)$$

ただし 6 相の場合 $T = 0.003$

$\zeta = 0.8$

3.3 外乱に対する特性

制御系の機器としては、その利得が大きく、速応性に富むということだけではまだ十分とはいえず、その外乱に対する性能もきわめて重要な要素となり得る。こ

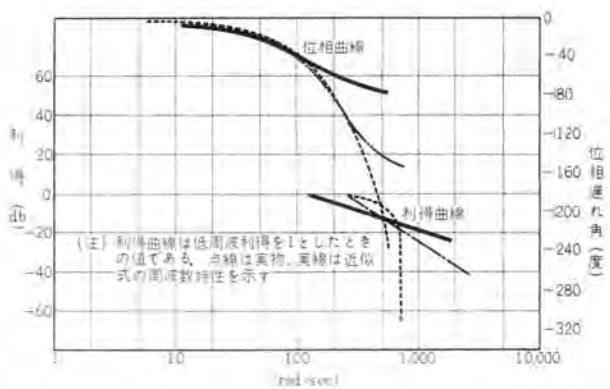


図 3.6 周波数特性の近似
Fig. 3.6 Approximation of frequency characteristic.

の位相制御回路を用いたとき、外乱として考えられるものは電源電圧の変動および電源周波数の変動である。

最初に電源電圧の変動が、イグナイトロン整流器の出力にいかなる変化を与えるかを考える。

イグナイトロン整流器の位相角 α と制御回路電源電圧との間には式 (3.27) の関係がある。

$$\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{3}\right) = 1 - 2\left\{\sqrt{1 - \left(\frac{I_m r}{E_c}\right)^2} - \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1}\frac{I_m r}{E_c}\right)\frac{I_m r}{E_c}\right\} \quad (3.27)$$

またイグナイトロン整流器の出力電圧は式 (3.28) で表される。

$$E_d = K_1 E_s \cos \alpha \quad (3.28)$$

ただし K_1 : 整流器の結線により定まる定数

E_s : 主回路電源電圧

しかるに、イグナイトロン整流器の陽極電源と位相制御回路の電源は大概の場合、同一の電源より給電されているため式 (3.29) の関係が成立する。

$$E_c = K_2 E_s \quad (3.29)$$

ただし E_s : 制御回路電源電圧

K_2 : 比例定数

式 (3.27)～式 (3.29) から電源電圧の変動に対する出力電圧の変動の一例を示すと図 3.7 に示すとおりになる。これによると電源電圧の変動による制御回路の動作状態の変動は、むしろイグナイトロン整流器の出力電圧変動を補償しようとする方向に起こるため、非常に好都合となるのである。今回の設計によれば電源電圧の変動による出力電圧の変動は約 1/3 に軽減される。図 3.7 の丸印はこの実測値であるが、理論値とよく一致しているのがわかる。

つぎに周波数変動に対する出力変動を考えると、この場合は周波数変動に対するイグナイトロン整流器の移相角 $\alpha = \omega(t_f - t_n)$ がいかに変わるかを見ればよいのであるが、これは式 (3.27) に ω の項を含まないことから直ちに周

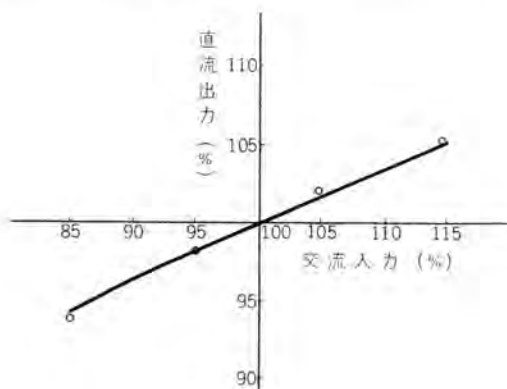


図 3.7 電源電圧変動による直流出力の変動
Fig. 3.7 Fluctuation of DC output due to supply voltage fluctuation.

波数変化による出力変化の外乱はまったくうけないことがわかる。

3.4 イグナイトロン整流器と位相制御回路の組合せのブロック線図

自動制御系においては、ブロック線図を作ることが、その解法の重要な手がかりである。前述の諸項において、その伝達関数がほぼ明らかになったため、これらを用いてブロック線図を求める。

前述のように、イグナイトロン整流器においては、その回路方程式は式 (3.30) により表わされる。

$$E_d = K E_s \cos \alpha - I X - e_a \quad (3.30)$$

上式においてアーク降下 e_a は一般の場合、他の項に比べて小さいため、これを省略し単位化すると式 (3.30) は式 (3.31) となる。

$$\frac{E_d}{E_{d0}} = \frac{K E_s \cos \alpha}{E_{d0}} - \frac{I_0 X}{E_{d0} I_0} \quad (3.31)$$

3.1 項および 3.2 項で考察したことをもととして、その変化分を考えると、式 (3.31) は式 (3.32) に表わされるようになる。

$$\frac{\Delta E_d}{E_{d0}} = \left\{ \frac{\Delta E_s}{E_{s0}} - G(I_m) \Delta \alpha \right\} \frac{1}{K_A} - K_d' \left(\frac{\Delta I}{I_0} \right) \quad (3.32)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし } K_A &= \frac{E_{d0}}{K E_{s0} \cos \alpha_0} \\ K_d' &= \frac{I_0 X}{E_{d0}} \end{aligned} \right\} \quad (3.33)$$

ただし式 (3.32) ではまだ周波数特性は考慮されていない。

また、位相制御回路の利得は Gps で表わされるため、これと位相制御回路の特性を加え合わせると、そのブロックダイアグラムは図 3.8 で表わされる。

ここに $1/B$ なる伝達関数は前にも述べたように、位相制御回路独自の特性によって、電圧外乱を 1/3 に減少させる作用を表わしたものである。図 3.8 はこの回路の特性を表わす正確なブロック線図であるが、これではあまりに複雑であるため、これを図 3.9 または図 3.10 のように書き直すことができる。制御系の共振周波数が 100 rad/sec 以下のときには図 3.9 を用い、また共振点が

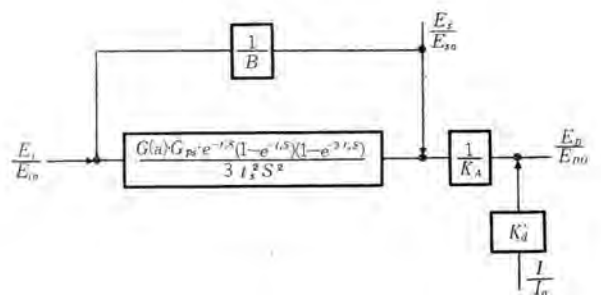
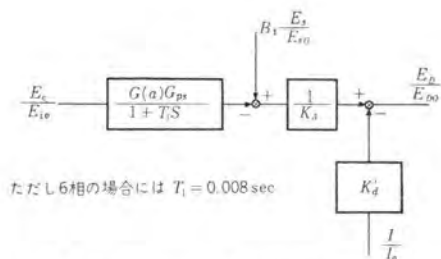
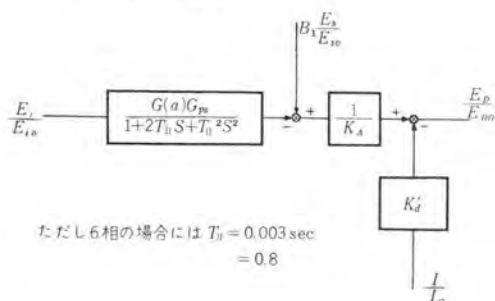


図 3.8 イグナイトロン整流器 ブロック線図
Fig. 3.8 Block diagram of ignitron rectifier.



ただし6相の場合には $T_1 = 0.008 \text{ sec}$

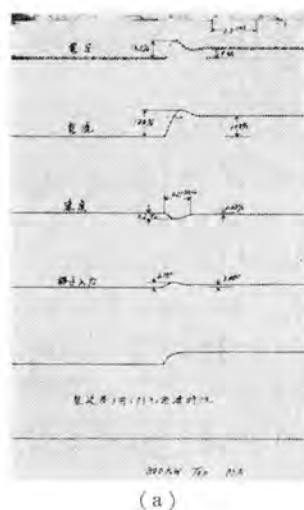
図 3.9 整流器回路近似 ブロック線図 その1
Fig. 3.9 Approximation block diagram of rectifier circuit No. 1.



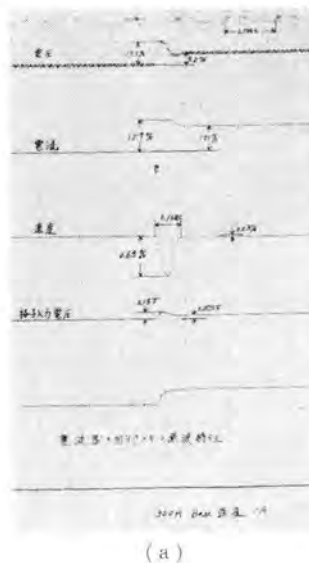
ただし6相の場合には $T_1 = 0.003 \text{ sec}$
 $= 0.8$

図 3.10 整流器回路近似 ブロック線図 その2
Fig. 3.10 Approximation block diagram of rectifier circuit No. 2.

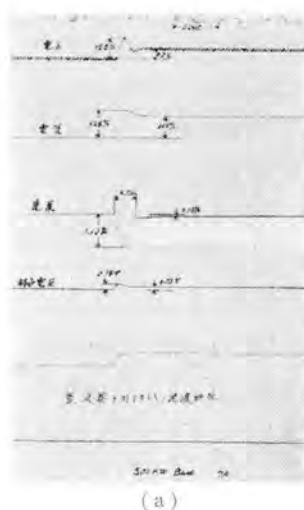
300 rad/sec 以下のときには図 3.10 を用いて十分満足にその特性を近似することができる。図 3.9 を用いた近似回路の特性は後述するように実際の イグナイトロン整流器を用いた回路と比較して、非常によく一致していることを見ることができた。



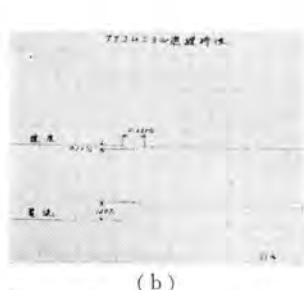
(a)



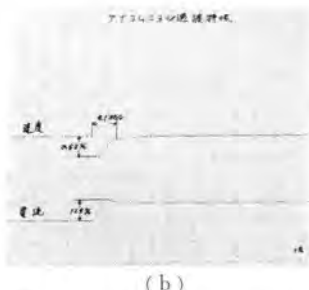
(a)



(b)



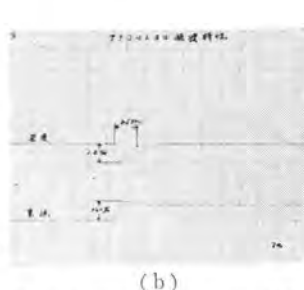
(b)



(b)

図 4.1 実物とアナコンとの対比
Fig. 4.1 Comparison between actual set and model set consisting of analog computer.

図 4.2 実物とアナコンとの対比
Fig. 4.2 Comparison between actual set and model set consisting of analog computer.



(b)

図 4.3 実物とアナコンとの対比
Fig. 4.3 Comparison between actual set and model set consisting of analog computer.

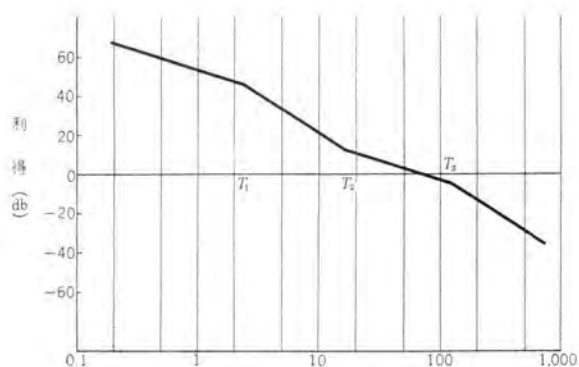


図 4.4 静止レオナード系周波数特性
Fig. 4.4 Frequency characteristic of static ward Leonard system.

4. 試験結果

前述の諸項によって、イグナイトロン整流器と位相制御回路および増幅部の伝達関数を述べたのであるが、前記の手法による計算結果は実測値と非常によく一致している。この結果を、定速度制御の例について実物と、アナログコンピュータに組んだモデルとの対比によって示す。ただし、ここで用いた位相制御回路およびイグナイトロン整流器の組合せの伝達関数は式 (3.25) を用いている。図 4.1 (a) は実際のイグナイトロン整流器を用いた回路の過渡応答特性で上より直流出力電圧、直流出力電流、電動機速度、

位相制御回路入力を示す。ただし電動機部分は等価回路を使用して測定している。同図 (b) はこれをアナログコンピュータで模擬したものであり、上から電動機速度および直流電流であり、速度の過渡偏差、速度の回復時間、電流の尖頭値のいずれもきわめてよく一致していることがわかる。図 4.2、および図 4.3 はいずれも図 4.1 と同じ過渡応答特性であるが、直流電動機の機械的時定数および増幅部の高周波利得が各場合によって異なる。上記の諸特性はまた計算によっても求めることができる。図 4.4 は図 4.1 の場合の制御系の周波数特性であり、負荷外乱に対する速度変動は式 (4.1) によって表わされる。

$$\frac{\Delta E(s)}{\Delta I(s)} = \frac{T_1 \cdot T_3 S^2 + (T_1 + T_3)S + 1}{K_m T_1 T_3 S^3 + K_m (T_1 + T_3) S^2 + (K_m + K_o T_3)S + K_o} \cdot \frac{1}{S} \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

ただし $T_{1\sim3}$: 図 4.4 を参照のこと

K_m : 電動機の機械的時定数

K_o : 制御回路の開路利得

S : ラプラス の演算子

式 (4.1) を時間領域で解けば式 (4.2) のようになる。

$$\frac{\Delta E(t)}{\Delta I(t)} = C_1 + C_2 e^{-\alpha_2 t} + C_3 e^{-\alpha_3 t} \cos(\beta_3 t - \varphi) \quad \dots (4.2)$$

ただし $C_{1\sim3}$: 常 数

$\alpha_{2\sim3}$: 式 (4.1) の分母の根の実数部

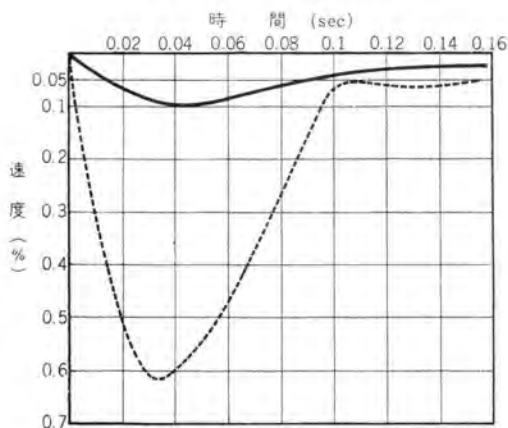


図 4.5 過渡特性計算値

Fig. 4.5 Calculated values of transient characteristic.

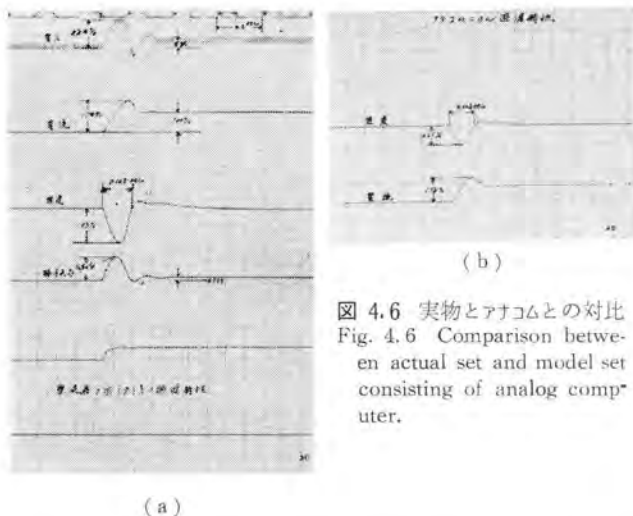


図 4.6 実物とアナコムとの対比
Fig. 4.6 Comparison between actual set and model set consisting of analog computer.

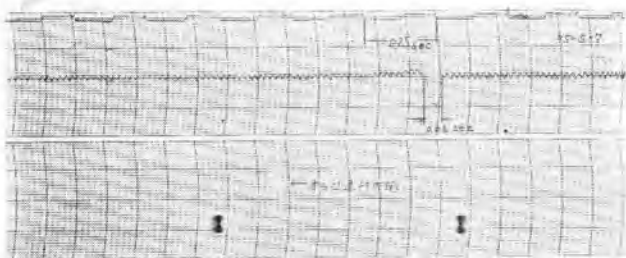


図 4.7 定電圧制御 オシロ

Fig. 4.7 Constant voltage control oscillogram.

イグナイトロン整流器の速応制御とそのモデル・細野

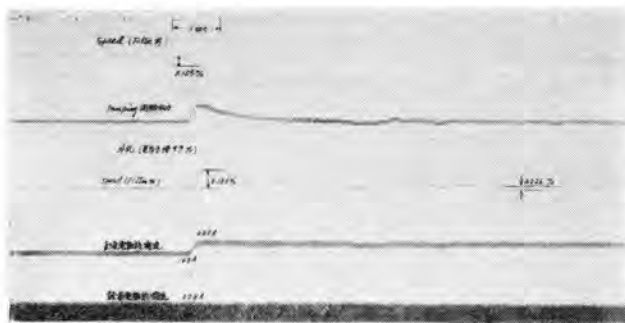


図 4.8 定速度制御特性

Fig. 4.8 Constant speed control oscillogram.

β_3 : 式 (4.1) の分母の根の虚数部

φ : 位相遅れ角

図 4.1 の場合の静止レオナード系の諸定数を用い、これを用いて式 (4.2) を解けば式 (4.3) のとおりになる。この応答を図に示すと図 4.5 の実線のようになり、実測値ときわめてよく一致していることがわかる。

$$\frac{\Delta E(t)}{\Delta I(t)} = 0.017 + 0.13e^{-21t} + 0.156e^{-41t}(61t - 165^\circ) \quad \dots (4.3)$$

図 4.2 の静止レオナード系の常数によって同様の計算を行なうと、これは図 4.5 の点線のようになり、これも実測値ときわめてよく一致する。

上記の各例は、いずれも過渡時の動作範囲が飽和領域にまではいかない場合の例であるが、この動作が飽和領域にまではいってくると、動作特性もおおのずから変わってくる。図 4.6 は動作範囲が飽和領域にまでのびている場合の過渡特性である。同図 (a) は三相半波整流回路に組んだ実際のイグナイトロン整流器を用いた場合の特性であり、この場合、外乱の大きさは前述の図 4.1 の場合と同様であるが、直流主回路の時定数が大きいので、飽和領域にまで動作がおよぶものである。同図 (b) はこれをアナログコンピュータで模擬した場合のものである。この場合においても両者はきわめてよく一致しており、前項および前々項で求めたイグナイトロン整流器などの伝達関数が正しいことがわかる。

この制御回路は速応性においても磁気要素を用いた他のいかなる位相制御回路よりもすぐれており、またその精度においても、この制御回路が外乱に対してきわめて安定な動作をなしうるところから他の追従をゆるさないところである。図 4.7 はこれを定電圧制御回路に用いた場合の過渡応答特性であるが、その回復時間が 0.05 秒以内である。また図 4.8 は定速度制御の静止レオナード制御にこの装置を用いた場合であり、その静定時における精度は 0.03 % 以内である。

5. む す び

従来 イグナイトロン整流器 および他の水銀整流器は、非

常に速応性に富むといわれながら、その制御回路の時定数におさえられて、その特性を十分に発揮できないくらいがあった。この装置は電圧リセット形磁気増幅器の理論を用いた位相制御回路によってその障害を打破し、イグナイトロ整流器の速応性を十分に発揮することを可能

付 録 1

磁気増幅器のリセットサイクルおよび負荷のサイクルの動作式を用いて、負荷に供給される電圧の立ち上がり位相角を求める。

(1) リセットサイクル

$$V_c = e_c - i_m r \quad \text{..... (付 1.1)}$$

$$\Delta\Phi = \frac{10^8}{N_c} \int_0^{t_a} V_c dt \quad \text{..... (付 1.2)}$$

$e_c = E_c \sin \omega t$ とすると

$$E_c \sin \omega t = V_c + i_m r$$

$$\begin{aligned} \Delta\Phi &= + \frac{10^8}{N_c} \int_{t_a}^{t_b} V_c dt \\ &= + \frac{10^8}{N_c} \left[\int_0^{t_b} E_c \sin \omega t dt - \int_0^{t_a} i_m r dt \right] \\ &= + \frac{10^8}{N_c} \left[2 \frac{E_c}{\omega} + 2 \frac{E_c}{\omega} \cos \omega t_b - \frac{2}{\omega} E_c - I_m r (t_b - t_a) \right] \\ &= + \frac{2 \times 10^8}{\omega N_c} E_c \left\{ \cos \omega t_b - \left(\frac{\pi}{2} - \omega t_b \right) \sin \omega t_b \right\} \quad \text{..... (付 1.3)} \end{aligned}$$

ただし t_a , t_b , t_c , t_d 等は図 2.2 を参照のこと

付 録 2

格子制御回路の利得を G_{ps} とすると、(ただし出力は移相角である、)

$$G = \frac{d\alpha}{de_1} = \frac{dI_m r}{de_1} \frac{d\alpha}{dI_m r} \quad \text{..... (付 2.1)}$$

$$= \mu \frac{d}{dI_m r} \left[\cos^{-1} \left\{ 1 - 2 \left(\sqrt{1 - \left(\frac{I_m r}{E_c} \right)^2} - \left(\frac{\pi}{2} - \sin^{-1} \frac{I_m r}{E_c} \right) \frac{I_m r}{E_c} \right) \right\} \right]$$

付 録 3

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ \cos \alpha_0 \cos (I_m \sin \theta) - \sin \alpha_0 \sin (I_m \sin \theta) \} \cos \theta d\theta \quad \text{..... (付 3.1)}$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ \cos \alpha_0 \cos (I_m \sin \theta) - \sin \alpha_0 \sin (I_m \sin \theta) \} \sin \theta d\theta \quad \text{..... (付 3.2)}$$

ここで $\cos (I_m \sin \alpha_0)$ および $\sin (I_m \sin \alpha_0)$ は Bessel 関数となり、これより式 (付 3.3) および式 (付 3.4) が得られる。

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos \alpha_0 \cos \theta \{ J_0(I_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(I_m) \cos 2n\theta \} d\theta \\ &+ \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin \alpha_0 \cos \theta \left\{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(I_m) \sin (2n-1)\theta \right\} d\theta \quad \text{..... (付 3.3)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos \alpha_0 \sin \theta \left\{ J_0(I_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(I_m) \cos 2n\theta \right\} d\theta \\ &+ \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin \alpha_0 \sin \theta \left\{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(I_m) \sin (2n-1)\theta \right\} d\theta \quad \text{..... (付 3.4)} \end{aligned}$$

a_1 の第 1 項は

$$\frac{\cos \alpha_0}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos \theta J_0(I_m) + \frac{2 J_{2n}(I_m) \cos \alpha_0}{\pi}$$

ならしめた。この装置は抄紙機電源用静止レオナード系、選速風洞駆動用電動機の静止レオナード電源、インバータなどに用いられ、その優秀性を発揮しており、また目下線材圧延機用電源としても多くのセツトに用いられようとしている。

(2) 負荷サイクル

$$\Phi' = - \frac{10^8}{n N_c} \int_{t_a}^{t_f} n e_c dt \quad \text{..... (付 1.4)}$$

ここで $e = E_c \sin \omega t$ を代入すると

$$\Phi' = - \frac{10^8}{n N_c} \int_0^{t_f} E_c \sin \omega t dt \quad \text{..... (付 1.5)}$$

ただし式 (付 1.5) 以後の t_f は t_a 点を基点として測って t_f の時間を示す。

$$\Delta\Phi' = - \frac{10^8 \times E_c}{\omega N_c} (1 - \cos \omega t_f') \quad \text{..... (付 1.6)}$$

$\Delta\Phi = -\Delta\Phi'$ なる故、

$$\begin{aligned} &\frac{10^8 E_c}{\omega N_c} (1 - \cos \omega t_f') \\ &= \frac{2 \times 10^8}{\omega N_c} E_c \left\{ \cos \omega t_b - \left(\frac{\pi}{2} - \omega t_b \right) \sin \omega t_b \right\} \quad \text{..... (付 1.7)} \end{aligned}$$

$$1 - \cos \omega t_f' = 2 \left\{ \cos \omega t_b - \left(\frac{\pi}{2} - \omega t_b \right) \sin \omega t_b \right\} \quad \text{..... (付 1.8)}$$

$$\text{ただし } \sin \omega t_b = \frac{I_m r}{E_c}$$

$$+ \frac{\pi}{3} \quad \text{..... (付 2.2)}$$

$$= \mu \frac{2(2/\pi - \sin^{-1} I_m r/E_c)/E_c}{\sqrt{1 - [1 - 2\{\sqrt{1 - (I_m r/E_c)^2} - (\pi/2 - \sin^{-1}(I_m r/E_c))I_m r/E_c\}]^2}} \quad \text{..... (付 2.3)}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \cos 2\theta \cos \theta d\theta = 0$$

a_1 の第 2 項は

$$\frac{\sin \alpha_0}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 2 \cos \theta \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(I_m) \sin (2n-1)\theta d\theta = 0$$

すなわち $a_1 = 0$ である。

つぎに b_1 の第 1 項は

$$\frac{J_0(I_m) \sin \alpha_0}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sin \theta d\theta = \frac{J_0(I_m) \cos \alpha_0}{\pi} \left[-\cos \theta \right]_{-\pi}^{\pi} = 0$$

b_1 の第 2 項は

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin \alpha_0}{\pi} J_{2n-1}(I_m) \int_{-\pi}^{\pi} \sin \theta \sin (2n-1)\theta d\theta$$

$n \geq 2$ の場合には

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin \alpha_0}{\pi} J_{2n-1}(I_m) \left[\frac{\sin (2n-1-1)}{2(2n-1-1)} - \frac{\sin (2n-1+1)}{2(2n-1+1)} \right]_{-\pi}^{\pi} = 0$$

$n=1$ のとき

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \sin \alpha_0}{\pi} J_1(I_m) \left[\frac{1}{2} - \frac{\sin 2\alpha}{4} \right]_{-\pi}^{\pi} = 2 \sin \alpha_0 J_1(I_m)$$

$$\therefore O_1 = 2 \sin \alpha_0 J_1(I_m) \sin \theta \quad \text{..... (付 3.7)}$$

ゆえに記述関数は式 (付 3.8) によって表わされる。

$$\frac{2 \sin \alpha_0 J_1(I_m)}{I_m} \quad \text{..... (付 3.8)}$$

神戸電鉄 300 形新車用制御装置

伊丹製作所 宮内 圭次*・三橋 英一*

Control Equipment for Type 300 New Cars of Kobe Electric Railway

Itami Works Keiji MIYAUCHI・Eiichi MITSUHASHI

Because of requirement for freedom in control as controllers of electric cars running on a track of high gradient laid in a hilly district, an indirect, manual control system has been in general use. Innovation, however, has been in the mind of engineers concerned, and as a result new indirect automatic control equipment has been put to use for type 300 cars newly built for Kobe Electric Railway. Its ease in operation, comfort in riding and perfect safety are worthy of mention. This new equipment involves many novel features with no tedious maintenance and inspection. This report describes the outline of the device and test result in the field.

1. ま え が き

50%という急勾配を混えた多くの勾配路線をもつ神戸電鉄に昭和35年7月より運転を開始された300形電車はすぐれた運転性能とともに強力なけん引力と豊富な安全性能を誇る斬新な新造車である。

この神戸電鉄の路線を見れば起点湊川駅から鈴蘭台駅までの約7kmの間で一気に270mを昇りつめ、ここから神有線と粟生線に分れ国鉄三田駅と粟生駅にそれぞれ連絡している。この間、山間を縫って走る路線は小刻みの勾配と曲線が続き終始きびしい線路条件となっている。

したがって制御装置にはこの路線の運転に適するように特別の考慮をしてあり、快適な運転と絶対的な安全運転に大きく貢献している。

以下この制御装置の概要と試験成績の一部を紹介する。

2. 要求される性能

前述のような多勾配の路線用電車としての制御装置には運転性能上と保安のために従来一般の郊外電車に要求される諸性能のほかになお幾多の特殊な性能が要求される。たとえば

- (1) 力行、惰行あるいは制動の急速な運転操作に対してショックを伴わないこと。
- (2) 上り勾配途中で事故の一車のモータを開放した場合もある地点まで押し上げ可能なこと。
- (3) 長い勾配線を制限速度で下降できる抑速制動が容易に行なえること。
- (4) 抑速制動中もすみやかに停止制動の操作ができること。
- (5) 下り勾配途中で空気ブレーキが使用不能となっても停車させること。などであるが

このたびの神戸電鉄の新車制御装置は前述の諸性能を備え、かつつぎの諸条件を満足する運転性能のものである。

- (1) 最高運転速度
平たん線で300人乗車時 80 km/h
50%上り勾配線で300人乗車時 50 km/h
- (2) 50%下り勾配線における最高抑速釣合速度
空車時 50 km/h
50%下り勾配線における最低抑速釣合速度
300人乗車時 40 km/h
- (3) 加速度
平たん線で300人乗車時 3 km/h/s
50%上り勾配で300人乗車時 1.5 km/h/s

表 1.1 神有線および三田線の勾配状況

勾 配	神 有 線 22.5 km (湊川駅—有馬駅)	三 田 線 11.9 km (有馬口—三田駅)
0% ^a	11.2%	11.1%
1~9	8.4	16.1
10	6.6	26.8
15~22	9.8	21.6
25~33	6.6	24.4
40	12.5	—
45.5	3.6	—
50	41.3	—

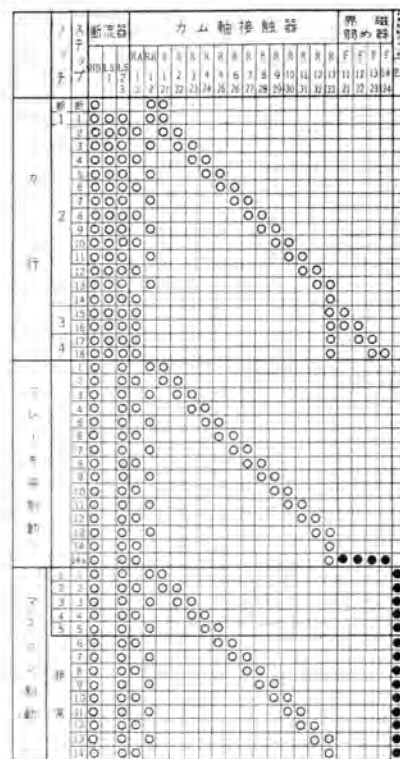
注：%は全線長に対する割合を表わす。

表 1.2 勾配線の制限速度

勾 配	制 限 速 度 (km/h)
20% ^a	60
30	55
40	50
50	45

- (4) 常用速度 40~80 km/h
- (5) 非常制動距離
平たん線 300 人乗車 80 km/h で 400 m 以内
50 % 下り コウ配線 300 人乗車 50 km/h で 400 m 以内
- (6) 最高 コウ配線
50 % 最長連続距離 9.2 km
- (7) 軌条最小半径
本線 165 m 構内 100 m

制御段数 力行 18 段 (含弱界磁 4 段)
停車電制 14 段
抑速電制常用 5 段 非常用 1 段



非常ノチの場合だけ投入

3. 制御装置の主要諸元

制御装置形名 ABF-108-15 MDH 形

制御方式 転移スイッチと選択スイッチの両カムスイッチ群による多段自動制御方式で抑速ブレーキ装置付である。

主回路 力行 4 台永久直列接続の 2 群のモータを永久並列接続とし直並列切換えは行なわない。

架線電圧 DC 1,500 V

主電動機 MB-3032-S (DC 340 V 75 kW 250 A 1,600 rpm) 8 台

制御電圧 DC 100 V

制御空気圧 4.5~5.5 kg/cm²

制御編成 M₁+M₂ 車単一制御方式

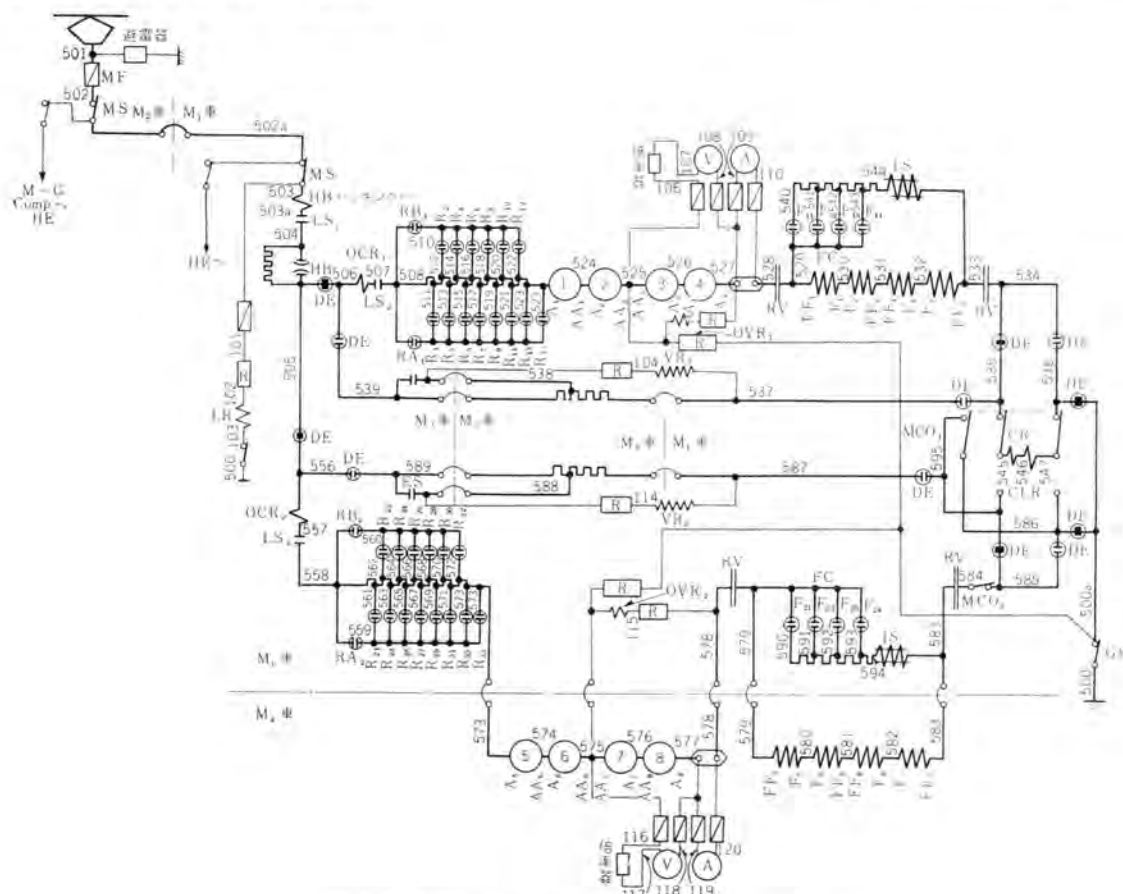


図 3.1 主回路ツナギ図およびスイッチ投入順序図

Fig. 3.1 Connection of main circuit and sequence of switch closing.

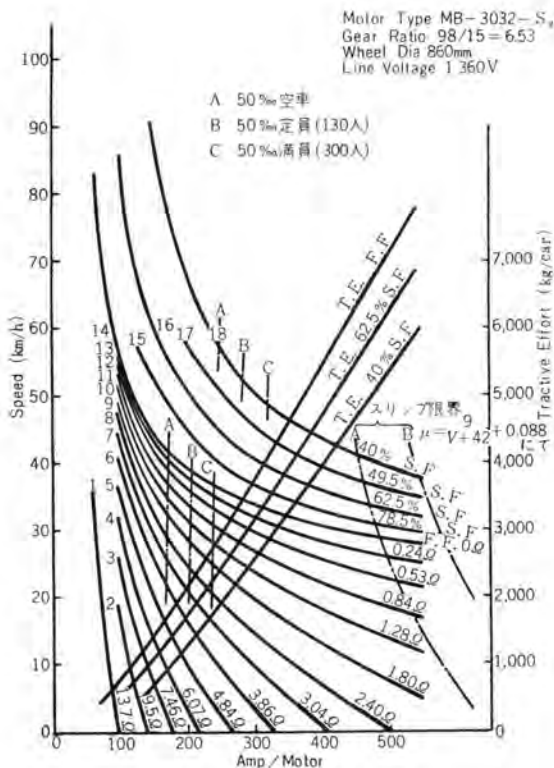


図 3.2 力行 ノッチング曲線
Fig. 3.2 Power running notching curves.

4. おもな特長

(1) 運転操作ハンドルの優先順位は空気制動→力行→停車用発電制動→抑速用発電制動の順である。

電制よりも力行が優先するのでコウ配途中で起動する場合車を後退させることなくスムーズな起動が得られる。また抑速中車の前方に障害物を認めたときは抑速ハンドルはそのままでもブレーキ弁ハンドルの操作により停車用発電制動に切換わって急速に停車でき、これをゆるめれば続いて抑速制動となるためハンドル操作が簡単である。

(2) 多段ステップと戻しステップによりなめらかな加速減速が得られる。

力行中は電流継電器の支配により加速度の大きい場合はステップ戻しを行ない、電制中は途中ステップでオフの場合ステップ戻しを行なってそれぞれ回路オフ時のショックをなくしているので快的な乗心地となっている。

(3) 4台1群のモータを開放した状態で満員乗車の車を湊川駅から鈴蘭台駅まで押し上げ可能である。

これは検車工場が起点駅よりも270mの高所にあるために必要な苛酷な条件であるが、しかし他編成の2両が事故の場合も乗客を降すことなく、新車M₁M₂1編成により鈴蘭台駅まで押し上げるので乗客に対するサービスの向上にも役だっている。

(4) 4台1群のモータを開放した場合も健全な4台1群のモータで電制が有効である。

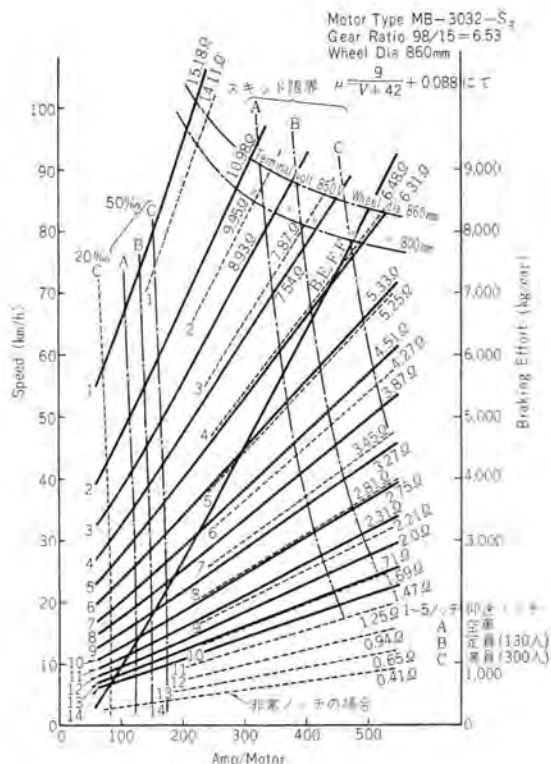


図 3.3 制動 ノッチング曲線
Fig. 3.3 Brake notching curves.

長距離の急コウ配を降る場合空気ブレーキだけに頼るとシューが過熱して制動不能となる。したがって1群のモータが事故の場合でも健全な1群のモータで電気ブレーキが可能なのは非常に重要なことで、この場合の電制力は半分になるが不足分だけを空気ブレーキで補えば安全に急コウ配を下ることができる。

(5) 空気ブレーキ故障の場合は非常ノッチにより停車できる。

電制最終ステップの速度は抵抗スイッチのステップ数や停車駅寸前での速度制御のために普通10km/hまでで空気ブレーキに切換わるようにしてある。したがって急コウ配の路線で空気ブレーキが不能となった場合は停車までのブレーキがなくなり真に恐ろしい結果となる。このような場合マスコンを非常ノッチに操作すると非常短絡スイッチにより制動抵抗の一部が短絡されてノッチ特性は図3.3の制動ノッチング曲線の実線より点線で示すように切りかわりほとんど停車寸前まで電気ブレーキが作用しあとは50%の急コウ配でもハンドブレーキにより容易に停止しうるまでになる。

このように電気ブレーキが事故のときは空気ブレーキで、空気ブレーキが事故のときは電気ブレーキで、全然系統の異なる二つのブレーキのどちらか一方だけで急コウ配の場合も完全に停車できるので、この急コウ配の多い路線での運転を非常に安全なものにしている。

(6) 力行中第1弱め界磁、および第2弱め界磁と全

界磁の間を自由に ステップ戻し ができるので運転の自在性にすぐれている。

急曲線の多い路線のために種々な速度制限があり、この場合にいちいち ノッチオフ することなく弱界磁を全界磁に戻すだけで応ぜられるので機器のむだな動作がなく、運転がスムーズに行なえる。

5. 制 御 器 具

5.1 主制御器

抵抗制御カムスイッチ、界磁弱めスイッチ、制動転換器、逆転器、主電動機開放器および各種の継電器のほとんどの主要機器を1箱に納めてあり、保守点検に便利な配置にしてある。

(1) 抵抗制御カムスイッチは回路電流の投入・遮断を専用に行なう大形の転移カムスイッチ4個と、通電だけを受持つ小形の選択カムスイッチ28個を1組の操作機構で駆動しており、この両カムスイッチの組合せによりステップ戻しが容易に行なえるようになった。図5.1はこれの構成図である。

大形カムスイッチは消弧機構に特別の工夫を施し、転移

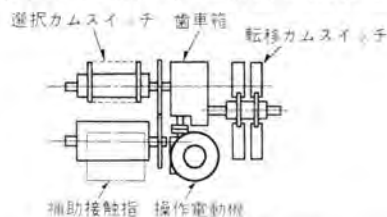


図 5.1 カム制御器構成図
Fig. 5.1 Composition of cam controller.



図 5.2 CB-32 C-1 形主制御器箱正面
Fig. 5.2 Main control equipment front view.

図 5.3 CB-32C-1 形主
制御器箱側面

Fig. 5.3 Main control
equipment side view.

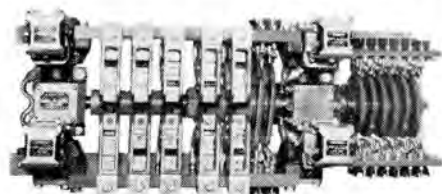


図 5.4 FC-401 形主回路
転換器 (制動転換器、逆
転器兼用)

Fig. 5.4 Main circuit
change-over device.

スイッチとして要求される消弧時間の短縮に十分答えている。

(2) 制動転換器と逆転器にはとくに開発された双投カムスイッチを使用してスイッチ数を半分にし、さらに逆転器のカム軸を中空にして制動転換器と同軸に組込んだので取付スペースを驚異的に縮小できた。

(3) 力行・制動・抑速の3継電器には最高10回路の制御回路を確実に開閉できる電磁空気式継電器を使用し、継電器の数を少なくした。また取付けを天井取付形としたので主制御器箱の上部の空間を有効に利用でき小形軽量化に大きく貢献した。

5.2 主可溶器

主回路の事故に対しては高速度遮断器と多素子形主可溶器により完全に保護している。とくにこの多素子形可溶器は完全密閉形で遮断時のアークも外部にでないので屋上設置形としてすぐれている。

今回の製品は遮断性能を一段と向上させたもので従

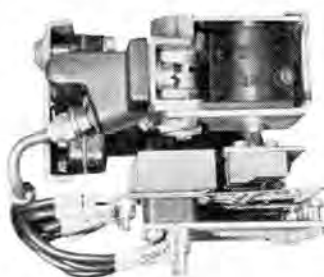


図 5.5 S-61 形電磁空気式
継電器
Fig. 5.5 Electro pneu-
matic relay.

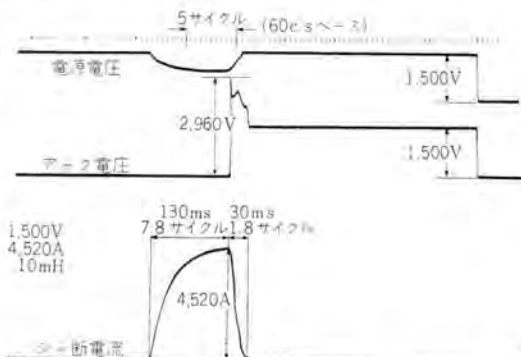


図 5.6 FB-738A-13A 主可溶器 シュ断試験
Fig. 5.6 Fuse interruption test.

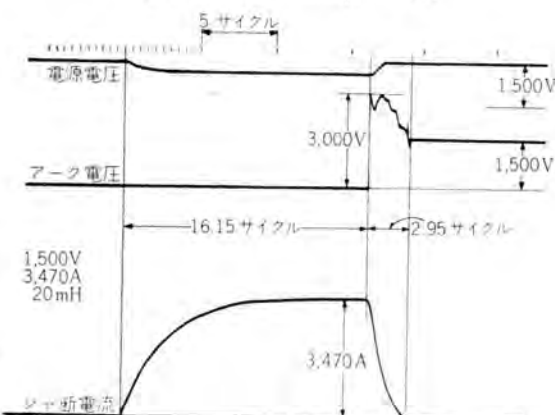


図 5.7 FB-738A-13A 主可溶器 シュ断試験
Fig. 5.7 Fuse interruption test.

来一般に使用されている開放形可溶器よりもさらに高性能のものである。

シ断オシログラムの例を図5.6、5.7に示す。

6. 現車性能試験

図6.1～6.5に現車試験のオシログラムの一部を示す。

図6.1は満員乗車で0%平たん線での起動のオシログラムで加速途中でマスコンをオフした場合の戻しステップの状態が表われている。加速電流が段階的に減少しているののでショックのない力行オフが得られることがわかる。

図6.2はもっとも使用頻度の多い50 km/h前後からのブレーキ弁による電制のオシログラムで、定員乗車0%線の場合である。発電電流の立上がりもなめらかで停車まで非常に良好な制動力が得られている。

図6.3は50%の下り急勾配線を4ノッチで抑速制動中にブレーキ弁による電制を操作し途中でブレーキ弁をオフして4ノッチ抑速に戻った状態を示すもので抑

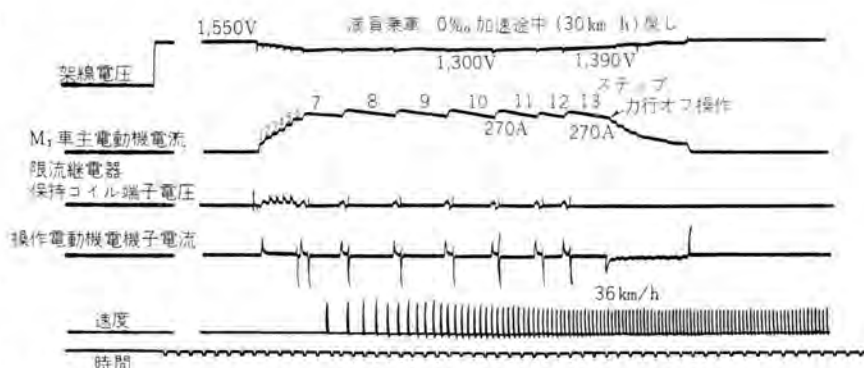


図 6.1 力行試験

Fig. 6.1 Power running test.

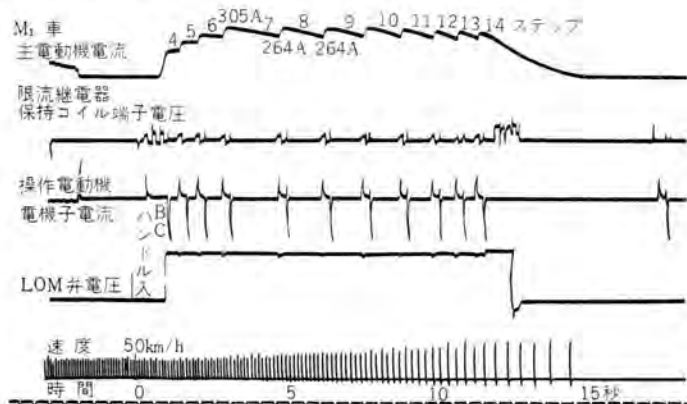


図 6.2 制動試験

Fig. 6.2 Braking test.

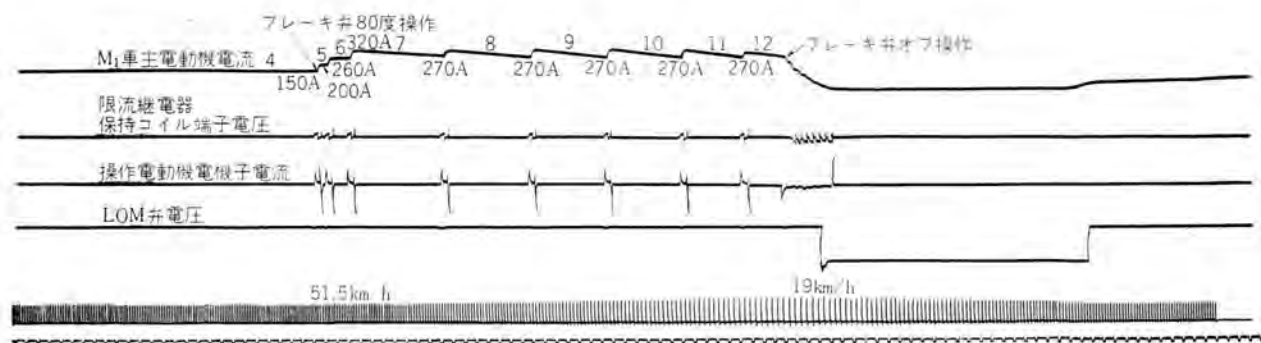


図 6.3 制動試験

Fig. 6.3 Braking test.

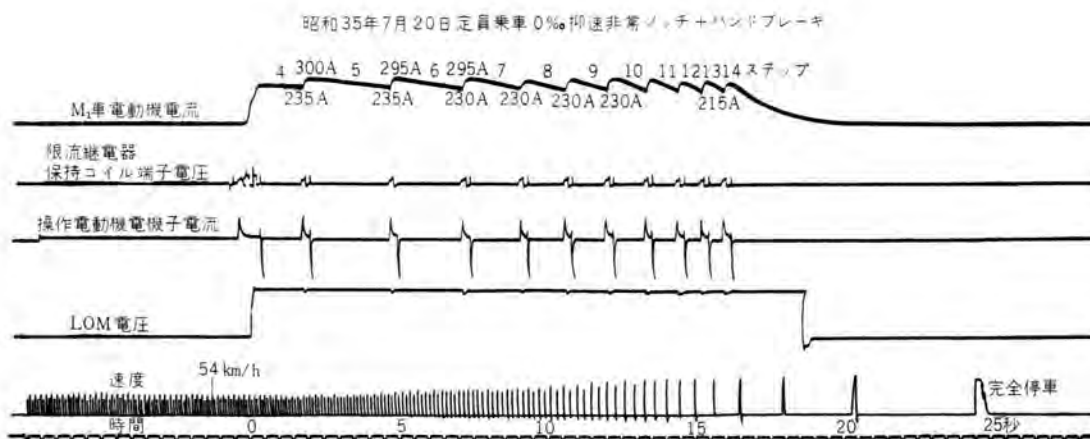


図 6.4 制動試験

Fig. 6.4 Braking test.

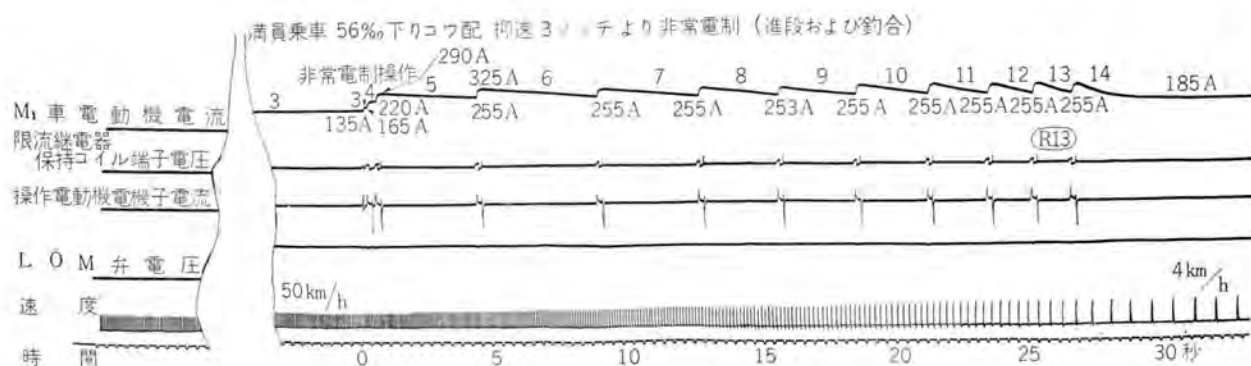


図 6.5 制動試験

Fig. 6.5 Braking test.

速からの切換わりおよびブレーキ弁オフ時のステップ戻しの電流の変化がなめらかで、スムーズな制動力の切換えが得られていることがわかる。

図 6.4 は定員乗車 0% 線で 非常電制ノッチ の操作と ハンドブレーキ により 54 km/h の速度より完全停車させたときの オシログラム でその所要時間は約 25 秒である。

図 6.5 は 非常電制ノッチ だけの場合の制動で 50% 下りコウ配、満員乗車で最終ステップ での平衡速度は約 4 km/h でこの速度から停車までは ハンドブレーキ で十分達することができるし、このままでもほとんど危険のない速度である。

なお 50 km/h から 4 km/h までの減速に要した時間は約 30 秒である。

7. む す び

0% の平たん線が全体のわずか 11% 程度で残りが 50% の急コウ配線を混えた種々なコウ配線で占められてい

る神戸電鉄に安全性をとくに重視し、さらに快的な起動・制動が得られ、運転操作の容易なものとして今回納入のこの制御装置は、巧妙なカムスイッチ制御方式と力行・制動・抑速・非常の各操作の円滑な切換方式の採用により、きわめて満足すべき性能を示した。

さらにこのような多くの機能を有するにかかわらず制御装置器具は、転移と選択の各専用のカムスイッチの採用、逆転器と制動転換器の双投カムスイッチの採用とそれらの同軸化、および電磁空気式継電器の採用などにより、大半の重要器具を 1 箱に納めて全体の軽量小形化に大きく前進するとともに、保守点検にもきわめて便利な配置として客先から好感の持たれる器具とすることができた。

今回の貴重な記録と経験を十分に生かしてさらに高度の機能とすぐれた機器の開発に邁進したい。

終わりに今回の制御装置の設計および現車試験に際して種々ご指導ご援助賜った神戸電鉄各位ならびに当所各担当者の方々に厚く御礼申し上げる。

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所属場所
35-10-26	総合建設	ノーマルスイッチ断器について	高 見 滋	名古屋
"-10-29	照明学会	三菱電機商品研究所の竣工	小堀富次雄	本 社
35-11- 1	真空協会	高真空系の自動制御	藤 永 敦・中 村 貢	研究所
"-11- 2	電気商品連盟	旅館の照明その (1)一客室一	小堀富次雄	本 社
"-11- 4	制御工作	試行法による多変数最適化制御	福永圭之助	研究所
"	エレクトロニクス	光一電気変換器について	伊 吹 順 章	研究所
"-11- 9	情報処理	電子計算機の総合演算の高速化 (計数形電子計算機 MELCOM の高速演算方式)	豊 田 準 三	研究所

空気圧自動制御装置

伊丹製作所 管田恵之助*・小原太郎*・大谷清二**

研究所 吉山裕二***

Air Pressure Automatic Control Equipment

Itami Works Keinosuke SUGATA・Tarō OHARA・Seiji OTANI
Research Laboratory Yūji YOSHIYAMA

Mitsubishi has supplied to the Japanese National Railways recently air pressure automatic control equipment. This equipment operates on the principle that, by generating sinusoidal wave patterns of variable amplitude and frequency, it makes control tube air pressure follow the patterns so as to carry automatic control. Tests at the factory and combined tests after delivery have proved very successful to the satisfaction of all parties concerned. This control equipment is an application of a relay servo of representative position control to adjust the air pressure through the ON and OFF of the magnetic valve.

1. ま え が き

今回日本国有鉄道技術研究所に納入した空気圧自動制御装置は車両用 空気ブレーキ における制御機能の各種研究を行なうための装置である。すなわち、振幅および周波数可変の 正弦波パターン を発生し、制御管空気圧力をこの正弦波信号に追従するよう自動制御する装置であって、工場試験や納入後の組合せ試験においても所期の性能を納め関係者の絶賛を博したことは今後研究される種々な空気圧システムの自動制御に偉力を発揮すると期待される。

この空気圧自動制御は、電磁弁の オン・オフ による リレーサーボ ということができその応用分野はきわめて大きい。とくに、このような系の伝達関数、周波数応答波形などの特性が実際の装置についてどのようなになるかも興味深い問題で、以下これらの内容、試験結果について記しご参考に供したい。

2. 設 計 条 件

国鉄より与えられた設計条件は、つぎのとおりである。

- (1) 発生周波数 (f) 0.05~1.0 c.p.s.
- (2) 発生空気圧振幅 (P_0) 0~4.5 kg/cm²

- (3) ペース空気圧 (P_0) 0.5~4.5 kg/cm²

ただし $P_a + P_0 \leq 5 \text{ kg/cm}^2$

- (4) 発生波形 正弦波

3. 特 長

(1) 周波数特性は 0.75 c/s まで追従でき、制御誤差も制御管時定数が 0.4 sec のとき 5%，時定数 2.3 sec のとき 1.45 % という好結果を得た。

(2) 電磁弁を用いた 閉ループ の空気圧制御回路であるため簡単な操作部で比較的高圧範囲を直線的に制御できる。

(3) したがって、応用分野が広くとくに車両の空気ブレーキなどにも有効に利用しうる。

(4) 制御系は増幅器、サイトロコリレー などを用いた無接点回路で信頼度が高い。

(5) 空気圧検出部の固有振動周波数は 4 kc であるため、検出の時間おくれがなく精度を向上できる。

4. 方式と解析

この装置をブロック構成図で示すと図 4.1 空気回路は図 4.2 のとおりであって、原理的には パターン 空気圧と検出空気圧がつねに 0 となるよう電磁弁により制御する閉回路空気圧制御 ループ ということができる。

伝達関数の考え方からこの装置をみると図 4.3 のようになる。すなわち、不感帯域を有する リレー要素 と制御管、配管その他のむだ時間要素と制御管の時定数を積分定数とみなした積分器の組合せと考えることができる。

実際には積分器は 2 次遅れとみなしたほうが装置の実



図 1.1 空気圧自動制御装置外観
Fig. 1.1 Outline of air pressure automatic control equipment.

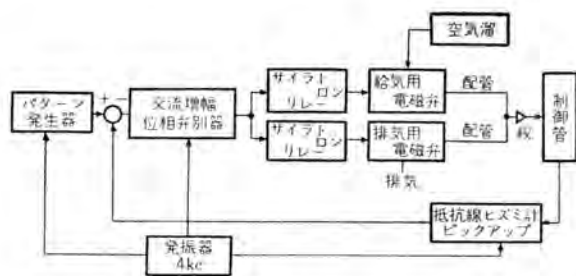


図 4.1 空気圧自動制御装置 ブロック図
Fig. 4.1 Block diagram of air pressure automatic control equipment.

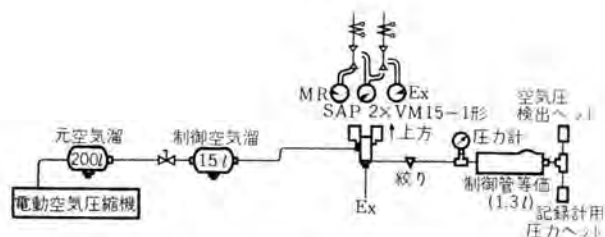


図 4.2 空気回路簡略ツナギ
Fig. 4.2 Simplified connection diagrams of pneumatic circuit.

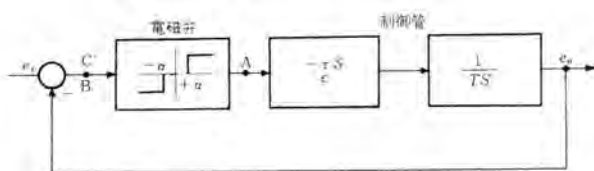


図 4.3 系の簡略化したブロックダイアグラム
Fig. 4.3 Block diagram of simplified systems.

状態に近いが2次遅れとすると解析が複雑になるので2次遅れ系は系全体が安定になるための不感帯域を決める上に考慮し、はじめは図4.3で模擬する。

4.1 定常誤差

リレーの後にむだ時間および積分器のある系では、リレーに不感帯域がないと必ず発振し不安定になる。発振しないための不感帯 α は飽和関数法を用いて計算した。

(記述関数法は入、出力の基本波の振幅について取り扱うが、飽和関数法⁽¹⁾は入、出力波形の最高値で考慮するから精度が高い。)

発振時の発振波周期 T_0 は

$$T_0 = 4\tau \quad (4.1)^{(2)}$$

また発振しないための不感帯域 α は

$$\alpha \geq \frac{1}{2T} \quad (4.2)^{(2)}$$

で決められる。ただし

τ : むだ時間

T : 制御対称の時定数

で式(4.2)から求められる不感帯域が定常誤差を決定し、このように簡略化された系では単にむだ時間および時定数から決定されて、 τ が小なるほど α を小にでき、また同じ α なら T を小にできる。

(2): 付録1参照のこと)

4.2 周波数特性

周波数特性はリレー系がはいるとやや複雑になるから、アナログ計算機で模擬して求めた。

(1) 不感帯域ある場合の周波数特性

リレー要素4個の二極管で模擬し、不感帯域を調整し、むだ時間要素を2個の直流増幅器を用いて、アナログで解き、その記録波形を検討した結果、つぎのようなことがいえる。

(a) アナログでも式(4.2)の発振条件が異づけられ、発振波形は三角波である。

(b) α が大なるほどパルスよりのずれが大きくなり、小なるほどパルスによく追従する。

(c) パルス周波数が大きくなると出力波形は三角波に移行する。

(d) 三角波になってからの減衰は $\alpha T/\tau$ が $\frac{1}{2}$ に近いほど 20 db/dec に近くなり、 $\alpha T/\tau$ が $\frac{1}{2}$ から離れると三角波は減衰度が小となる。

(2) 出力波形が正弦波から崩れる周波数

図4.1のリレー系ではパルス周波数 ω の増大とともに三角波に移行し減衰することもわかったが、その減衰しはじめる周波数の値を見出すために不感帯域とむだ時間のない飽和要素と時定数だけの理想化した系で検討した。

このような系で得られる特性より周波数特性がよくなることはあり得ない。この系を模擬したアナログから得られた結果を整理して、時定数 T に対し出力波形が三角波に移行するパルスの周波数をプロットすると図4.4ようになる。

すなわち

$$T_p \geq 4.2T \quad (4.3)$$

$$\omega_p \leq \frac{2\pi}{4.2T} \quad (4.4)$$

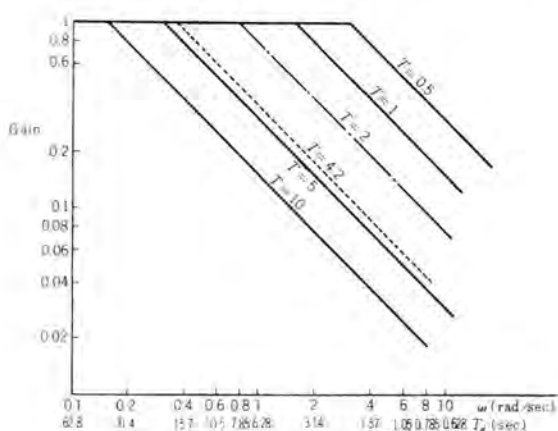


図 4.4 $\tau=0, \alpha=0$ のときの周波数特性
Fig. 4.4 Frequency characteristic when $\tau=0, \alpha=0$.

ただし T_p : パターンの周期

ω_p : パターンの角周波数

式 (4.4) が三角波に移行しない条件である。この点を越えると出力波形は三角波に移行する。

5. 装 置

これらの装置は パターン 発生器、増幅器、位相弁別器、サイクロリレー、電磁弁、空気圧検出器より成り 0~4.5 kg/cm² の圧力範囲を直線的に制御しうる機能を有している。

5.1 空気圧検出装置

制御管圧力の検出には ダイナミックストレングージ 形圧力ヘッド⁽³⁾を使用した。その固有振動周波数は 4kc 以上、精度は フルスケール 5 kg/cm² に対して $\pm 1\%$ 以内、ヒステリシスは フルスケール において 0.5 % 以内であって、励磁周波数 4 kc で増幅器の位相弁別器用 ロハ 器を介しても 400cs 以上の応答性を有している。図 5.1 は制御管に取付けた外形を示し、大きいほうが制御用、小さいほうが圧力測定用である。

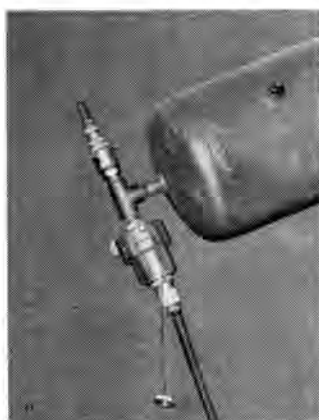


図 5.1 空気圧検出ヘッド

Fig. 5.1 Air pressure detector head.

圧力ヘッド仕様
出力ヒズミ量 2,000
 $\times 10^{-6}/5 \text{ kg/cm}^2$
出力電圧 1 mV/V
5 kg/cm²

精 度 $\pm 1\%$ (フルスケールで)

ヒステリシス $\pm 0.5\%$ (フルスケールで)

最高許容電圧 6 V

抵 抗 値 出力側 120 Ω

入力側 120 Ω

5.2 パターン発生器

パターン 発生器は図 5.2 に示すような回路より構成してある。発振器出力 (4 kc) は絶縁トランス T_1 を経て VR_2 、 VR_3 により分割されるが VR_2 は両振幅を決定する可変抵抗であり VR_3 は ベース 空気圧を決定する。

振幅を正弦波に変化させるのは VR_2 に並列に接続された サインポテンショメータ VR_1 であって分圧点は小形直流電動機で駆動され界磁抵抗を加減して回転数を変化させる。この パターン 発生器の出力は 4 kc を搬送波とする振幅変調であるため、パターン を記録するのは不便であるから測定時には直流を重ねできるようにしてある。 C_1 、 C_2 はこの直流 シャ断用であり点線は外部に接続した測定回

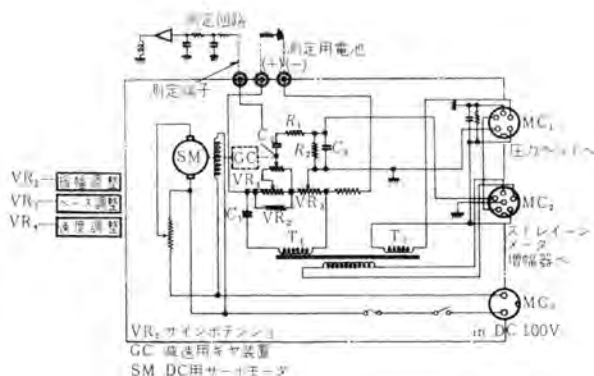


図 5.2 パターン 発生器 ツナギ

Fig. 5.2 Connection diagram of pattern generator.

路である。

制御管圧力は既述の ストレングージ 形圧力ヘッド で 4 kc の電圧変換を行ない、パターン 電圧との差がいわゆる誤差信号となる訳であるが パターン 発生器の信号が非常に大きいので R_1 と R_2 で分割し圧力ヘッドとのレベルを合わせるとともに C_2 で位相調整を行なっている。一方 サインポテンショメータ が回転すれば分割点からみた インピーダンスは当然変化し、誤差信号の発生源の インピーダンス が変化することになり次段にはいる増幅器の入力 インピーダンス との関連で ルーザイン が周期的に変化するようになるが、 R_1 の分割抵抗のためにこの装置では誤差信号の電源 インピーダンス の変化はきわめて小さくなっている。なお、パターン 発生器と圧力ヘッド の出力の位相、振幅の スレ の微調は次段の増幅器で行なうことができる。

5.3 増 幅 器

誤差信号の増幅器としては近時、応力測定、機械量の測定に活用されている金属細線抵抗線 ヒズミ計⁽⁴⁾を使用した。この ブロック 構成図は図 5.3 に、接続図は図 5.4、5.5 に示すとおりで振幅変調をうけた 4 kc の誤差信号は五極管 3 段で増幅の後、位相弁別器にはいる。

位相弁別器は振幅のほかに位相関係をも弁別する検波回路で、パターン 信号よりも制御管圧力信号の出力が大きいか小さいかによって弁別器にはいる 4 kc の位相は基準の 4 kc に対してちょうど 180 度位相が異なり弁別器の出力極性もまた逆となる。

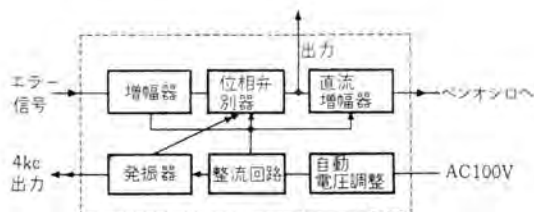


図 5.3 抵抗線 ヒズミ 計 ブロックダイヤグラム

Fig. 5.3 Block diagram of strain meter.

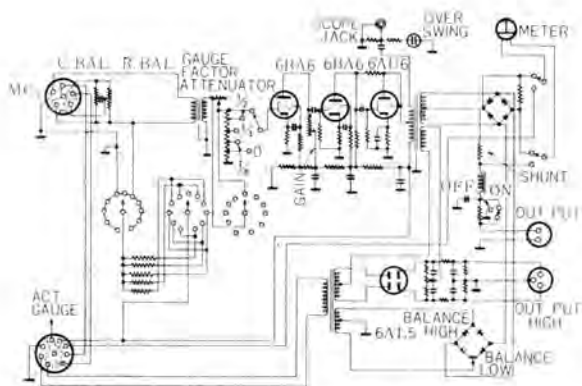


図 5.4 増幅器 ツナヒ (その 1)

Fig. 5.4 Connection diagram of amplifier (No. 1).

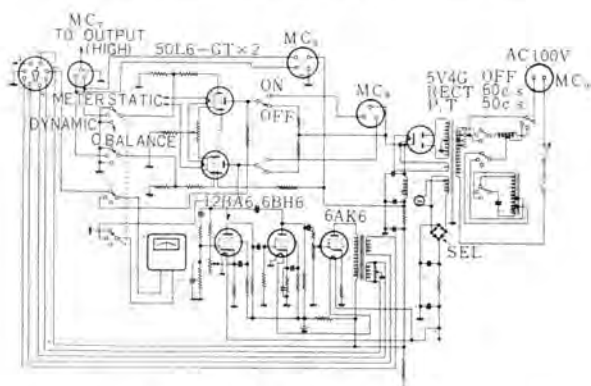


図 5.5 増幅器 ツナヒ (その 2)

Fig. 5.5 Connection diagram of amplifier (No. 2).

発振器は、いわゆる CR 発振器で 6AK6 で電力増幅した後 パターン 発生器、圧力ヘッド、位相弁別器基準として供給される。この増幅器は上記のほか、校正装置、直流増幅器、自動電圧調整器を内蔵している。

校正装置は、圧力ヘッドのブリッジの抵抗辺に既知の高抵抗を並列に挿入し等価的にヒズミが加わったのと同じ効果を与えることにより等価校正を行なうものであり、直流増幅器は誤差信号を記録するための電力増幅器である。

増幅器仕様

使用搬送波	4,000 c/s $\pm 10\%$
周波数特性	0~400 c/s (ただし抵抗負荷)
感 度	(a) 50×10^{-6} のヒズミにて出力電圧 ± 50 V 以上 (直流増幅器出力) (b) 50×10^{-6} のヒズミにて出力電圧 ± 5 V 以上 (出力インピーダンス 100 k Ω)
安 定 性	電源電圧 $\pm 10\%$ の変化に対し感度変化 $\pm 1\%$ 以内 安定にいたる時間：点火後約 10 分

5.4 電磁弁駆動方式

直流電磁弁を駆動する方式の条件としてはつぎのとおりである。

- (1) 所要電力は 17 W であること
- (2) 電磁弁には相当大きな インダクタンス があるため シュ断時に発生する異常電圧に耐えること
- (3) 有接点の場合、接点消耗が少なく信頼度のあること
- (4) 死時間の少ないこと

以上の条件を満足するものとしては下記方式が考えられたが今回は サイatronリレー を用いることにした。

(1) 真空管

応答の死時間は 0 でありかつ シュ断時に発生する異常電圧も 1,000 V 程度は十分耐えるが 17 W の出力を真空管でうめるためには出力以上の B 電源をも必要とし得策ではない。

(2) 磁気増幅器

17 W の出力は磁気増幅器としては容易であるが、本質的に電源周波数の 1 サイクル よりも早い応答は不可能であり、また磁気増幅器の入力 インピーダンス が低いため抵抗線 ヒズミ計 の高抵抗出力と結合させることに難点がある。なお、応答時間を早くするため電源周波数を高めることも考えられるが設備、費用の点から一考を要する。

(3) 小形継電器

応答時間は大略 5 ms であるが接点間耐圧が低く シュ断性能もこの種負荷では 2 段に設ける必要があり、また接点の消耗度に難点がある。

(4) サイatron

17 W の出力は小形 サイatron で十分出しうる出力であり、入力インピーダンス が高く消耗部分がなくなる、また死時間は電源周波数でおさえられる。

5.5 サイatronリレーの特性

サイatronリレー の接続図は図 5.6 に示すように、陽極電圧は 60 c/s 三相を使用し サイatron としては 1 G 50 GT を使用している。装置は排気、給気電磁弁用の 2 組から成っている。抵抗線 ヒズミ計 の位相弁別器からの出力は中性点接地の平衡形出力であるが、その一方が給気用、他方が排気用 サイatron 入力となっているから パターン よ

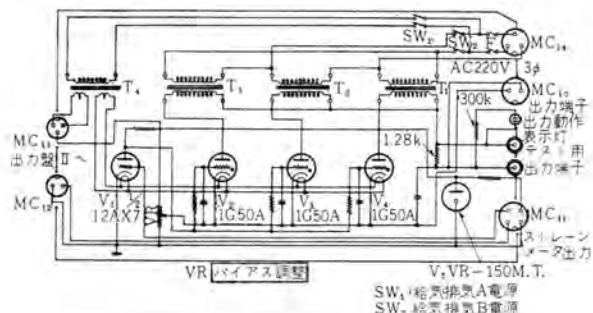


図 5.6 サイatronリレー 回路ツナヒ

Fig. 5.6 Connection diagram of thyatron relay.

りも制御管圧力が低い場合には給気用サイラトロリレーの入力は負となり一段増幅後正信号となってサイラトロンの格子に印加され給気用電磁弁を動作させる。このとき排気用サイラトロリレーの入力は正で格子は負となって動作しない。制御管圧力のほうが高いときは上記とまったく逆動作である。なお、不感帯域はサイラトロンの陰極電圧を変化して調整する。

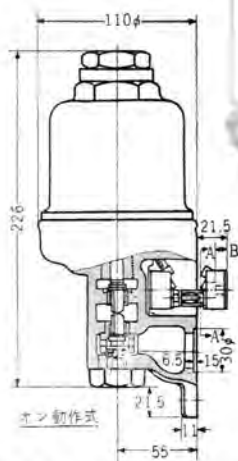


図 5.7 VM 15 電磁弁外形
Fig. 5.7 Outline of VM15 magnet valve.

電磁弁の構造は図 5.7 に示すとおりで使用実績から信頼度は高いが、インダクタンスが大きくサイラトロ ン 負荷としては誘導負荷となるため電磁弁励磁電流の立上がりはおそくまた励磁電流遮断もサイラトロ ン 格子を負に追い込んでもすぐに切ることは困難である。

このため、電磁弁に直列抵抗を挿入し回路力率を上げて回路時定数を小さくするとともに電源電圧をあげて、定常状態における電磁弁端子電圧が定格電圧となるよう、変圧器タップと直列抵抗を選定した。もっとも、電源電圧が高いほど回路力率は 1 に近く設計できるがサイラトロ ン の順耐圧、逆耐圧に制限され限度がある。

図 5.8 は、国鉄標準 VM 13 形電磁弁について、変圧器タップ電圧、直列抵抗を 3 通りに変化した場合の電磁弁電流と電磁弁アーマチュアの動きを 2 現象シンクロスコップで測定した結果で、オン動作においては変圧器タップ電圧の高いほど死時間は短くなっている。電流波形の山はサイラトロ ン による 3 相整流の脈流で、厳密には死時間は投入位相によって変化する。

オフ動作においては、オンの場合と電流の形が異なってくる。すなわち、電磁弁に蓄積された磁気エネルギーが抵抗によって消耗するまで電磁弁の端子間には直流電圧が発生しており、これが電源の交流電圧と重畳するため、格子に負信号が印加したときに通電していたサイラトロ ン の陰極—陽極間電圧はある期間負になることがないため格子が負になっても消弧しない。

オフの場合のオシロはこの経過を示すもので回路力率が良くなるほど直流分の減衰が早く電磁弁も早く閉じている。

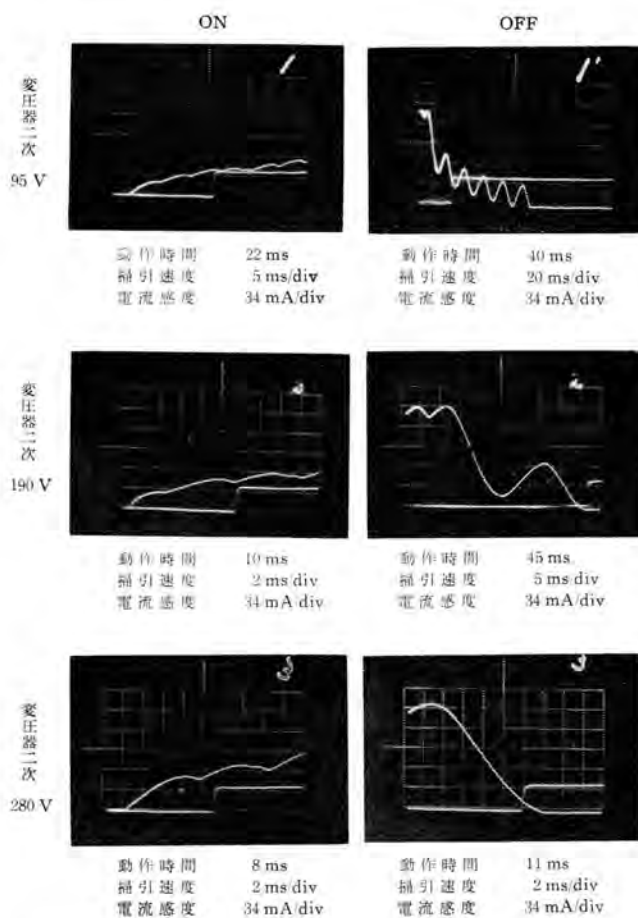


図 5.8 電磁弁操作電流接点オシログラム
Fig. 5.8 Oscillograms of magnet valve operating current.

この装置に使用した VM 15 形電磁弁は VM 13 形よりさらにインダクタンスが大きいため、変圧器タップ 280 V、直列抵抗 1.28 k Ω でもオフ時交流 1 サイクルで遮断できないので電磁弁に 0.5 μ F のコンデンサを並列に設け、遮断時高周波振動を発生させて零点を通過させ死時間の短縮を図った。図 5.9 にペンオシロによる測定結果を示してあるが図で電流が負方向に流れている部分は測定回路のオーバーシュートである。

なお、1 G 50 サイラトロ ン の仕様はつぎのとおりである。
自然冷却四極管

陰極加熱電圧	6.3 V
陰極加熱電流	0.6 A
最小陰極加熱時間	10 sec
最大通弧前格子電流	0.5 μ A

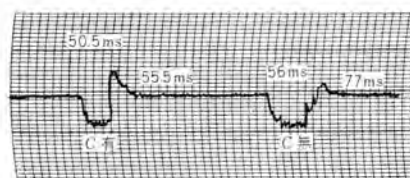


図 5.9 電磁弁オフ時の死時間比較
Fig. 5.9 Comparison of magnet valve dead time.

イオン化時間	0.5 μ s
管内電圧降下	8 V
静電容量 (陽極一格子間)	0.26 pF
静電容量 (陽極シヤヘイ格子間)	4.2 pF

最大定格

陽極順電圧 (ピーク値)	360 V	1,300 V
陽極逆電圧 (ピーク値)	180 V	650 V
陽極平均電流	0.2 A	0.1 A
陽極瞬時電流	1.0 A	1.0 A
通弧前格子電圧	-250 V	-250 V
格子平均電流	0.01 A	0.01 A
通弧前シヤヘイ格子負電圧	-100 V	-100 V
シヤヘイ格子平均電流	0.01 A	0.01 A
平均時間 (陽極電流)	30 sec	30 sec
管壁温度範囲	-75 ~ +90°C	-70 ~ +90°C

6. 試験結果と検討

試験測定にあたっては4要素ペンシロを用いパターン信号、誤差信号、制御管圧力、電磁弁電流(給気用、排気用)電磁弁電流を1要素に記録してある。上向きが給気、下向きが排気を示す)を測定記録した。図6.1は試験状況を示す写真である。

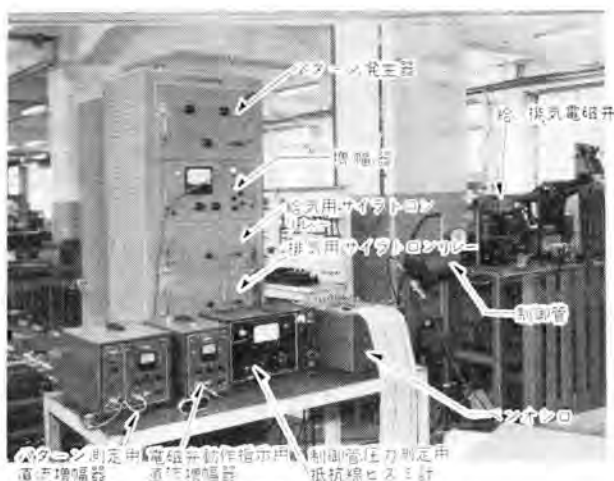


図 6.1 試験状況

Fig. 6.1 Test arrangement.

6.1 制御管時定数

制御管等価容量を1.3 l、7 lの両者について測定した。制御管時定数は配管長さ、絞り、流体抵抗により当然変化するが応答時間を最短にするため配管長さを最短とし絞り全開の場合表6.1のとおりとなる。

表 6.1 時定数

制御管容量	給気時定数	排気時定数
1.3 l	0.47 sec	0.33 sec
7 l	2.75 sec	1.85 sec

なお、絞り一時定数の関係は図6.2に示してある。

6.2 電磁弁時定数

この装置の制御系でむだ時間を有するのは電磁弁の開閉だけである。もっとも、サイラトロンリレーにもシャ断時若干のむだ時間があるがこれも含めて考える。

さきに記したように、電磁弁オフ時の

死時間短縮には0.5 μ Fの静電容量を電磁弁コイルと並列に接続して好結果を得た。表6.2は測定した死時間の一例を示すが、死時間は背圧、投入、シャ断位相によって変化するから数多くのデータを処理しないと正確な結論は困難であるが大略の値を知ることができる。

表 6.2 死時間

制御管容量		給気時むだ時間 (ms)		排気時むだ時間 (ms)	
		オン	オフ	オン	オフ
1.3 l	C有	46	64	53	56
	C無	46	98	56	97

(注) 上記値は背圧の異なる5種の場合の平均値である。

6.3 パターン発生器

パターンの振幅およびペース空気圧は目盛の表示と等しく、誤差は最大値5 kg/cm²に対し2%以下である。

6.4 周波数特性および不感帯域

パターン周波数を30秒より1秒まで変化させたときのオシロを図6.3(制御容量1.3 l)、図6.4(7 l)に示してある。いずれも、パターンはペース空気圧5 kg/cm²、振幅4.5 kg/cm²の場合であって、試験条件としてはもっとも厳格な場合となる。

(1) オシロより明らかなように、パターン周期の長い場合は誤差信号は不感帯域の幅でおさえられ制御管圧力は階段状に増減して、よくパターンに追随しているが周期が早くなると追随困難で制御管圧力は三角波となる。

(2) 制御管容量が

1.3 l(時定数0.38 sec)のときは1周期約25ステップ

7 l(時定数2.3 sec)のときは1周期約60ステップの階段状で正弦波を表わすことになりほとんどパターンとの差がない。

(3) 不感帯域は

1.3 lのとき 5%

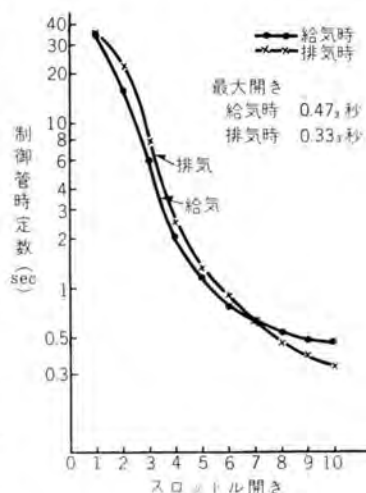


図 6.2 制御管時定数曲線

Fig. 6.2 Control tube time constant curves.

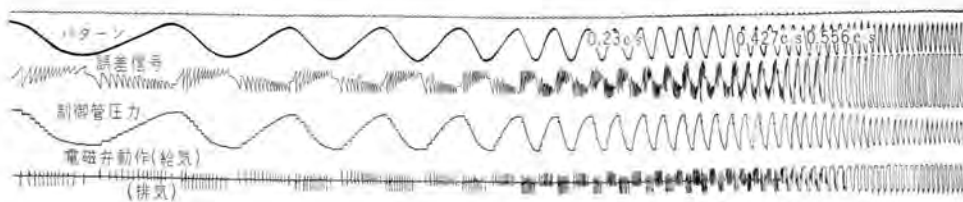


図 6.3 試験結果 (制御管容量 1.3 l)

Fig. 6.3 Test results (control tube capacity 1.3 l).

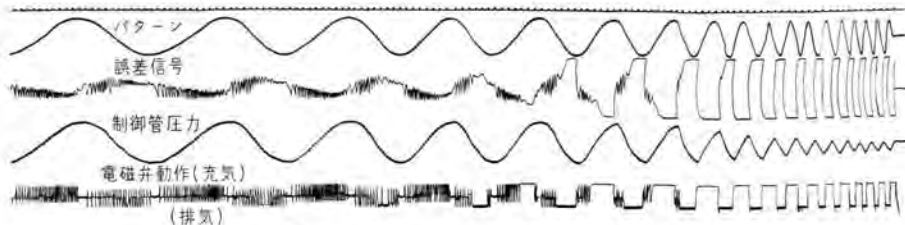


図 6.4 試験結果 (制御管容量 7 l)

Fig. 6.4 Test results (control tube capacity 7 l).

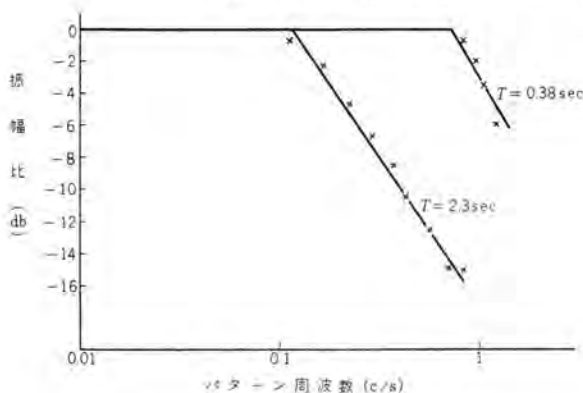


図 6.5 周波数特性

Fig. 6.5 Frequency characteristic.

7 l のとき 1.45 %

で制御管時定数が大きいほど不感帯域は小さくなっている。

以上のことからこの装置の周波数特性を求めると図 6.5 のとおりで、制御管時定数 $T = 0.38 \text{ sec}$ の場合 0.75 c/s まで、 $T = 2.3 \text{ sec}$ の場合には 0.12 c/s まで追従し、それ以後は約 20 db/dec で減衰する。

(4) 系を簡素化した理想条件における不感帯域 α 、制御管時定数 T 、むだ時間 τ の間の発振しないための条

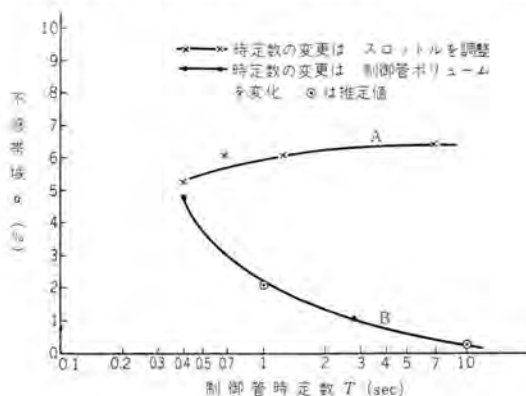
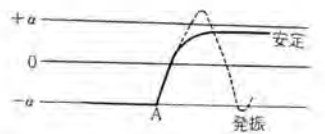
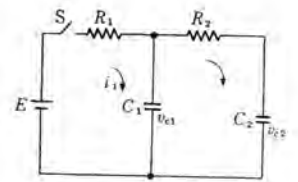


図 6.6 制御管時定数—不感帯域特性

Fig. 6.6 Control tube time constant vs insensitve zone characteristic.



- R_1 電磁弁および配管抵抗
- C_1 電磁弁—絞りに至る配管容量
- R_2 絞り抵抗
- C_2 制御管容量
- S 電磁弁開閉動作

図 6.7 等価回路

Fig. 6.7 Equivalent circuit.

件として式 (4.2) を先に述べたが

制御管時定数は、絞りをもって 0.3~30 sec まで変化するが絞りによって制御管時定数を変化させて不感帯域との関係の求めると図 6.6 A 曲線のようになり上記式 (4.2) のようにはならない。一方、制御管容量を変化させて時定数を変えた場合は B 曲線となり式 (4.2) とよく一致する。

これらの解析は後述⁽⁵⁾するが式 (4.2) が配管容量を無視して理想化したことに基因していることは明らかである。

すなわち、図 6.7 に示す等価回路において、絞りを大きくして時定数を大きくすることは R_2 を大きくすることと等しい。なお電磁弁 S は開閉にそれぞれ τ_1, τ_2 のむだ時間を持っているとし、たとえば A 点に制御管圧力があるときなんらかの原因で圧力が $-\alpha$ よりわずかに下がったとき電磁弁は動作して圧力を増加させ $-\alpha$ の内に入れようとする。 $-\alpha$ を下がる量がわずかであるときは C_2 を充気する量はきわめて少なくてよく、たとえば 0 であるとする。 C_1 は S のオフのむだ時間だけ充気されることになり C_2 より圧力が高くなる。したがって C_2 の圧力は $(C_1 + C_2)R_2$ の時定数で S が閉じた後も増加をつづけ最終値に落ち着く。

この最終値は R_2 のいかんに関せず一定であって、 V_2, τ_2, C_1, C_2 の関数である。もしこの最終値が 2α よりも大きいときには排気側が動作する。このときも上述と同じことが生じて $-\alpha$ をこえると発振を起こすことになる。ゆえに発振条件は $\alpha > \frac{\tau}{2T}$ のほか上述の条件でも拘束されることになり絞りをかえて制御管時定数を大きくする場合は上述の条件が優先するため不感帯域は小さくならない。

制御管時定数を大きくするのに制御管容量を増加して行なうときには $\alpha > \frac{\tau}{2T}$ の条件のほうが先に発振条件を

決定することとなるため理論式 (4.2) とよく一致する。

7. む す び

与えられた条件のもとに設計製作した空気圧自動制御装置について各面からの検討結果を述べたが、これを実際に適用する場合、制御管の時定数が大きな影響を示す

ことがわかる。これらを基にさらに各分野における空気圧の自動制御の研究に微力をつくしたい。

さいごに終始ご指導下された、日本国有鉄道、技術研究所野村、伊藤、木藤研究員に厚く御礼申し上げるとともに、社内各関係者のご援助を感謝しむすびとしたい。

付 録

1. 飽和関数法による発振条件

図 4.3 の系について飽和関数法を適用して発振条件を求めると次のようになる。リレー要素は不感帯域がないと仮定すると点 A の出力は周期 T_0 の 0 次飽和関数である。したがって

$$e_0 = e^{-\tau/T_0} \frac{1}{T_0} a_0 \left(\frac{t}{T_0} \right) \quad \text{..... (付 1)}$$

規約により

$$\frac{1}{T_0} a_0 \left(\frac{t}{T_0} \right) = \frac{T_0}{4T} a_1 \left(\frac{t}{T_0} - \frac{1}{4} \right) \quad \text{..... (付 2)}$$

したがって

$$\begin{aligned} e_0 &= e^{-\tau/T_0} \frac{T_0}{4T} a_1 \left(\frac{t}{T_0} - \frac{1}{4} \right) \\ &= \frac{T_0}{4T} a_1 \left(\frac{t}{T_0} - \frac{1}{4} - \frac{\tau}{T_0} \right) \quad \text{..... (付 3)} \end{aligned}$$

リミットサイクルを考えるから $e_1 = 0$ とする。点 B の値を ε とすると

$$\begin{aligned} \varepsilon &= -e_0 = -\frac{T_0}{4T} a_1 \left(\frac{t}{T_0} - \frac{1}{4} - \frac{\tau}{T_0} \right) \\ &= \frac{T_0}{4T} a_1 \left(\frac{t}{T_0} - \frac{1}{4} - \frac{\tau}{T_0} - \frac{1}{2} \right) \end{aligned}$$

規約により、飽和要素を通った後では $H\varepsilon$ となるが、これは $a_0 \left(\frac{t}{T_0} \right)$ になる。すなわち

$$\begin{aligned} a_0 \left(\frac{t}{T_0} \right) &= H\varepsilon = H \left[\frac{T_0}{4T} a_1 \left(\frac{t}{T_0} - \frac{3}{4} - \frac{\tau}{T_0} \right) \right] \\ &= a_0 \left(\frac{t}{T_0} - \frac{3}{4} - \frac{\tau}{T_0} \right) \quad \text{..... (付 4)} \end{aligned}$$

この式が成立するためには

$$a_0 \left(\frac{t}{T_0} \right) = a_0 \left(\frac{t}{T_0} - 1 \right)$$

であることを用いて

$$\begin{aligned} -\frac{3}{4} - \frac{\tau}{T_0} &= -1 \\ \frac{\tau}{T_0} &= \frac{1}{4} \\ T_0 &= 4\tau \quad \text{..... (付 5)} \end{aligned}$$

すなわち周期 4τ なる持続振動となる。式 (付 5) を式 (付 1) に代入して

$$e_0 = \frac{\tau}{T} a_1 \left(\frac{t}{4\tau} - \frac{1}{2} \right) \quad \text{..... (付 6)}$$

すなわち振幅 τ/T の三角波となる。不感帯域は発振振幅よ

り大でなければならない。したがって

$$\begin{aligned} 2\alpha &\geq \tau/T \\ \alpha &\geq \frac{1}{2} \frac{\tau}{T} \quad \text{..... (付 7)} \end{aligned}$$

が安定条件となる。

2. 配管容量を考慮に入れた場合の発振条件

等価回路は前述のように図 6.7 となるが、もっとも一般的な場合を考慮して、各種記号を図示のように選択すると、S を閉じたときの微分方程式は次式で示される。

$$\begin{cases} R_1(i_1 + i_2) - v_{c1} = E \\ i_1 + C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} = 0 \\ R_1(i_1 + i_2) + R_2 i_2 - v_{c2} = E \\ i_2 + C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \text{..... (付 8)}$$

上式を v_{c1} , v_{c2} について解くと次式で示される。

$$v_{c1}(p) = \frac{T_1 T_2 v_{c1}^{-0} p^2 - (T_1 v_{c1}^{-0} + T_2 v_{c2}^{-0} - T_2 E) p - E}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_3) p + 1} \quad \text{..... (付 9)}$$

$$v_{c2}(p) = \frac{T_1 T_2 v_{c2}^{-0} p^2 - (T_1 v_{c1}^{-0} + T_2 v_{c2}^{-0} + T_3 v_{c2}^{-0}) p - E}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_3) p + 1} \quad \text{..... (付 10)}$$

ただし、 v_{c1}^{-0} , v_{c2}^{-0} は S を閉じた瞬間の配管圧力、制御管圧力で v_{c1} , v_{c2} の第一種初期値である。

また $T_1 = R_1 C_1$, $T_2 = R_2 C_2$, $T_3 = R_1 C_2$ である。

$$\text{いま } T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_3) p + 1 = (T_a p + 1)(T_b p + 1) \quad \text{..... (付 11)}$$

とすると

$$\begin{aligned} v_{c1}(t) &= \frac{v_{c1}^{-0}}{T_a - T_b} \left(T_a e^{-\frac{t}{T_b}} - T_b e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \\ &+ \frac{T_1 v_{c1}^{-0} + T_2 v_{c2}^{-0} - T_2 E}{T_1 T_2} \frac{1}{T_a - T_b} \left(e^{-\frac{t}{T_b}} - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \\ &- E \left\{ 1 + \frac{T_a T_b}{T_1 T_2} \frac{1}{T_a - T_b} \left(T_a e^{-\frac{t}{T_b}} - T_b e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \right\} \quad \text{..... (付 12)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{c2}(t) &= \frac{v_{c2}^{-0}}{T_a - T_b} \left(T_a e^{-\frac{t}{T_b}} - T_b e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \\ &+ \frac{T_1 v_{c1}^{-0} + T_2 v_{c2}^{-0} + T_3 v_{c2}^{-0}}{T_1 T_2} \frac{1}{T_a - T_b} \left(e^{-\frac{t}{T_b}} - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \\ &- E \left\{ 1 + \frac{T_a T_b}{T_1 T_2} \frac{1}{T_a - T_b} \left(T_a e^{-\frac{t}{T_b}} - T_b e^{-\frac{t}{T_a}} \right) \right\} \quad \text{..... (付 13)} \end{aligned}$$

式 (付 12), (付 13) は一般解であるが, 本文に述べたような特殊な場合については S が閉じて直ちに開動作の信号がはいり, τ のむだ時間後に S が開く. また C_1, C_2 の初期値としては基準圧力 $(1-\alpha)\%$ の所にあつたと仮定しているからこれらの条件を式 (付 12), (付 13) に代入し, 計算を簡単化するために, $V_{ref}(1-\alpha)$ に圧力の軸を移動すると $v_{c2}^{-0}=0, v_{c1}^{-0}=0$ となり E は $E-V_{ref}$ に置換して τ 時間経過後の配管および制御管圧力変化は次式で示される. (ただし V_{ref} は基準信号圧力)

$$-v_{c1}(\tau) = (E-V_{ref}) \left[1 + \frac{T_a T_b}{T_1 T_2 T_b - T_a} \left\{ e^{-\frac{\tau}{T_a}} (T_a - T_b) - e^{-\frac{\tau}{T_b}} (T_b - T_a) \right\} \right] \dots\dots\dots (付14)$$

$$-v_{c2}(\tau) = (E-V_{ref}) \left[1 + \frac{T_a T_b}{T_1 T_2 T_b - T_a} \left(T_a e^{-\frac{\tau}{T_a}} - T_b e^{-\frac{\tau}{T_b}} \right) \right] \dots\dots\dots (付15)$$

τ 以後は S が開放となり, C_1, C_2 の圧力差により, C_2 が充気始めるが, この C_1, C_2 の圧力間には次式の関係がある.

$$\begin{cases} V_{c1} - V_{c2} + IR_2 = 0 \\ I + C_1 p V_{c1} = C_1 p v_{c1}(\tau) \dots\dots\dots (付16) \\ I - C_2 p V_{c2} = -C_2 p v_{c2}(\tau) \end{cases}$$

ただし V_{c1}, V_{c2} は C_1, C_2 の各圧力である.

式 (付 16) を V_{c2} について解くと次式のようになる.

$$V_{c2} = \frac{-C_1 T_2 p V_{c2}(\tau) + \{ C_2 v_{c2}(\tau) + C_1 v_{c1}(\tau) \}}{-C_1 T_2 p + (C_1 + C_2)} \dots\dots\dots (付17)$$

最終値 $t \rightarrow \infty$ における値は $p \rightarrow 0$ とおいて

$$V_{c2\infty} = \frac{C_2 v_{c2}(\tau) + C_1 v_{c1}(\tau)}{C_1 + C_2} \dots\dots\dots (付18)$$

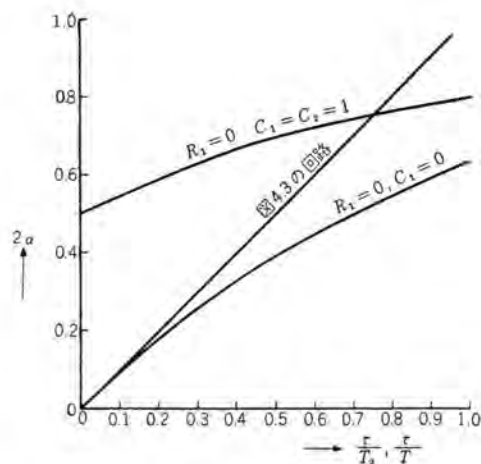
となりこの式に式 (付 14), (付 15) を代入すると

$$V_{c2\infty} = (E-V_{ref}) \left[1 + \frac{T_a T_b}{T_1 T_2 T_b - T_a} \left\{ \left(T_a e^{-\frac{\tau}{T_a}} - T_b e^{-\frac{\tau}{T_b}} \right) - \frac{C_1 T_a}{C_1 + C_2} \left(e^{-\frac{\tau}{T_a}} - e^{-\frac{\tau}{T_b}} \right) \right\} \right] \dots\dots\dots (付19)$$

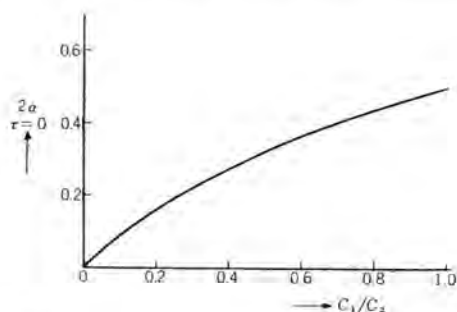
となる. 排気の場合も類似の関係が成立し, C_2 の充排気圧力が 2α を越えると発振を起こすことになる.

制御管時定数 T_2 を変化させる方法としては前述のように絞り抵抗 R_1 と制御管容量 C_2 を変える二つの方法があるが, 式 (付 19) より $C_1/C_2 \rightarrow 0$ の場合は, 制御対象が一次遅れに近くなり, $C_1/C_2 \gg 0$ になると R_1 を大きくしても一次遅れの時定数増大のように不感帯域は小とされない.

図付 1 に制御対象が積分器, 1 次遅れおよび 2 次遅れにおけ



図付 1 むだ時間, 時定数対不感帯域特性
Dead time, time constant vs dead zone characteristic.



図付 2 $R_1=0, \tau=0$ における不感帯域におよぼす C_1 の影響
Effect of C_1 on the dead zone when $R_1=0, \tau=0$.

る不感帯域とむだ時間の関係の一例を示す.

図付 2 は図 6.7 で $R_1=0, \tau=0$ の場合の不感帯域に及ぼす C_1 の影響を示す.

参 考 文 献

- (1) 真鍋: 非線形制御系の一解法, 自動制御 6, No. 6, pp. 298~309 (昭 34).
- (2) 付録 (1) 参照.
- (3) 新興通信製 PR5 形.
- (4) 新興通信製 DS6-P 形 (一部改造).
- (5) 付録 (2) 参照.

推力軸受摩擦面のプリント模様と摩擦関連現象

神戸製作所 稲岡千種*・山屋恵章*

Patterns Like Printed Cotton Appearing on The Friction Surface of A Thrust Bearing and Phenomena Concerning Friction

Kobe Works Chikusa INAOKA・Yoshiyuki YAMAYA

On the friction surface of a water wheel thrust bearing sometimes appear scraped patterns of white metal. They look like those of printed cotton. This does not seem to occur during the operation of the bearing judged from the state of patterns. After thorough study, this much has been made known so far that the patterns are produced as follows. Very minute unevenness on the friction surface of steel come out of an oil film to mesh with a metal surface of a counter part. With horizontal slide the projected parts are cut and broken to become smooth while the recesses are filled with white metal; these parts get together and produce the print like patterns.

1. ま え が き

水車発電機の推力軸受摩擦面に、時折 パットの ホワイトメタルのキサゲ模様が、あたかもプリントされたように、明瞭に見られる現象がある。この現象をわれわれはプリント模様と名付けている。

これが軸受の稼働中に起こる現象ではないことはプリント模様の状態からしても推定される。しかし静止中に起こる現象か、または始動時に起こる現象かは不明である。

さらにその現象が、面の仕上程度、軸受圧力などどのような関係があるのかわかっていない。

この現象について、今回実験的に発生機構と発生する条件を求めてみたので報告するとともに、実験中見出された二、三の関連ある現象についても記述する。

2. 試料および実験方法

2.1 試料の材質と寸法

試料の材質は製品に準拠し、寸法、形状は小形簡単化

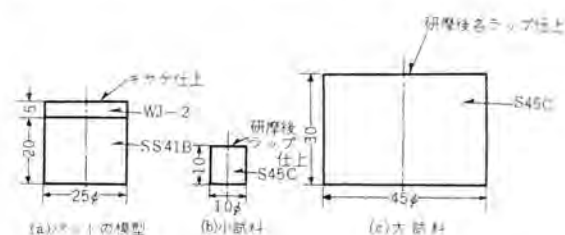


図 2.1 試料の材質寸法
Fig. 2.1 Material and dimensions of sample.

したものである。

2.2 面仕上条件

(1) ホワイトメタル面

ホワイトメタルを真金に接着後、荒仕上を行ないヒズミ取りの後キサゲ仕上を行なった。

当たり面積は約 50%とした。(当たり面の測定には Optical flat に blue paste を使用した。)

(2) 鋼材面

鋼材は、焼ナシ品を機械加工後研摩仕上したものを用い、最終仕上面は lapping または polishing によって所定の アラサを出した。

lapping は lapping powder に緑色カーボラタムを spindle oil と混合して鋳鉄製の lapping 定盤で行なった。lapping 時間は、2 分ごとに powder を取換えて 7 回 lap 圧力 1 kg/cm^2 のもとで行なった。

また、polishing は lapping powder #1000 による lapping の後、polishing machine によって行なった。

これらの仕上面 アラサは、小坂式表面アラサ計を用いて測定した結果、つぎのとおりであった。

仕上条件	仕上面粗さ	
lapping #400	1.5 S	
" #800	1.0 S	
" #1000	0.7 S	
polishing	0.4 S	

2.3 実験方法

前述の条件のもとで仕上げた試料を、図 2.2 に示すように、仕上面同志を接触させた状態で加圧保持した後、

接触面に沿って横スベリ
を起こさせた。

仕上面同志の接触に
当たっては、大気中の
乾燥状態の場合と、タ
ービ油 #180 の油膜を
介した場合の2種類と
し、負荷は 0.01, 0.02
0.03, 0.06 kg/mm² の

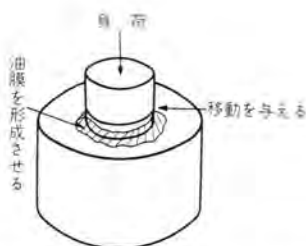


図 2.2 負荷および横スベリの方法
Fig. 2.2 Load and horizontal
slide.

4 種類に取って行ない、横スベリ後の面の状態を金属顕微
鏡および肉眼で観察していった。

2.4 実験結果

上記の方法で行なった結果、プリント模様 の発生につい
て次のことが確認できた。

(1) プリント模様の発生にもっとも大きく影響するの
は、スベリ面 の仕上程度である。

lapping 仕上面は #1000 lapping に至るまで プリント模
様が發生するが、lapping 後さらに polishing 仕上を行
なったものは、発生しない。

(2) 大気中の乾燥状態での接触のほうが、油膜を介

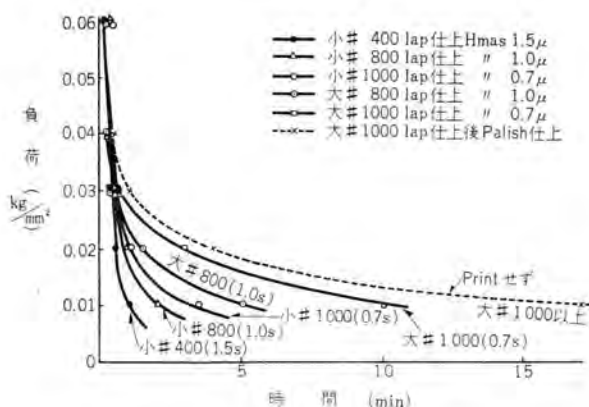


図 2.3 プリント模様 負荷時間曲線
Fig. 2.3 Print pattern Vs loading time curves.

した接触より発生しやすい。

(3) 負荷後、始動するまでの保持時間が、プリント模
様の発生に影響を与えている。

(4) 油膜を介した場合は、見かけの接触面積の小さ
いほうが、発生する時間が早い。

(5) 静止圧力だけでは、プリント模様 はつきにくく、
横スベリ を起こすことによってだけ発生する。

横スベリ を起こさせたときに、プリント模様 が発生する
限界について、各種表面 アラサ をパラメータとして、負荷
と時間の関係を図に表わすと図 2.3 のようになる。

3. プリント模様の本質

上述のように、lapping 仕上面では大気中の乾燥状態
推力軸受摩擦面の プリント模様 と摩擦関連現象・稲岡・山屋

はもとより、油膜を介
した場合でも プリント模
様が發生する。この
プリント模様 を顕微鏡で
拡大すると図 3.2, 3.3
のように一見 ホワイトメ
タル がこすりつけられ
たような面であること

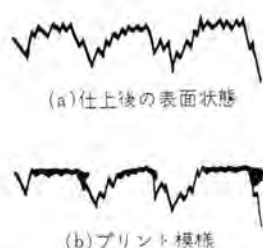


図 3.1 プリント 模様の模型図
Fig. 3.1 Profiles of Printed
patterns.

がわかる。しかしこの面をさらに拡大し観察すると、図
3.1 に示すように、大きな凹凸部がありその凹凸部には
さらに微細な凹凸が存在していて、これらの微細な凹凸
部が ホワイトメタル との接触によって凸部は平滑化され、
凹部には ホワイトメタル が埋没し、さらに大きな凸部の側
面には ホワイトメタル が付着しているといった状態になっ
ている。プリント模様 はこのような状態が集合してできた
模様である。

ホワイトメタル の表面は キリガ模様 であり、この面の凸部
が ラッパ の lapping 面に接触するので プリント模様 がキ
リガ模様 に一致する。

静止負荷だけでは、金属間の カミ 合いを起こすだけで
横スベリ が行なわれないために 金属面は 変形を起こすだ



図 3.2 プリント 模様顕微鏡写
真(×560), 負荷 0.01kg/mm²,
保持時間 600 sec
Fig. 3.2 Microscopic phot-
ograph of print patterns.



図 3.3 プリント 模様の顕微鏡
写真(×560), 負荷 0.06 kg/
mm², 保持時間 20 sec
Fig. 3.3 Microscopic phot-
ograph of print patterns.

けて離脱する、したがって プリント模様 の発生は見られ
ない。

油膜を介した接触では、油膜を破断した後金属間の カ
ミ 合を起こしその個所から プリント模様 が発生するもの
で、油膜の破断には真の接触面積はもちろん、見かけの
面積と負荷が大きく影響する。したがって面の仕上程度
が良くなるとともに、また負荷が小となるに従い、さら
に見かけの接触面積が大きくなるとともに負荷後の保持
時間が長くなる。

真の接触面積が大きい場合、すなわち polishing 仕上

を行なった面では金属間の噛み合が起こらずプリント模様の発生は見られない。しかし金属間の接触が起こっていることは後に述べる「キズ」の項でわかる。

4. 摩擦面における ホワイトメタル 結晶の挙動

同一負荷条件のもとで繰り返し負荷、横スベリを起こさせ ホワイトメタル面 の変化を観察していったところ、ホワイトメタル面 はランナの摩擦面によって荒れてくるのが見られた。それと同時に結晶内の β 晶, ϵ 晶が脱落していくのが見られた。また高負荷 (5.3 kg/mm^2) をかけた後

横スベリを起こさせた場合にも ホワイトメタル面 内の β 晶に「ズレ」および「割レ」が発生していた。

これらの現象を見ると、ホワイトメタルの結晶が実際の摩擦面においてなんらかのきっかけで脱落し、摩擦面間を転動することが考えられる。

図4.1は同一個所の変化を見たもので、キズの増加に伴って ϵ 晶の消失が見られる。

5. キズ および キズ の発生機構

鏡面仕上げされた面は、プリント模様 の発生が見られずにキズ が目だって現われてくる。

(図5.1)

この発生原因として、従来油中に介在する微細な不純物またはlapping powder が両面の移動につれて転動するためにできるものであると考えていた。

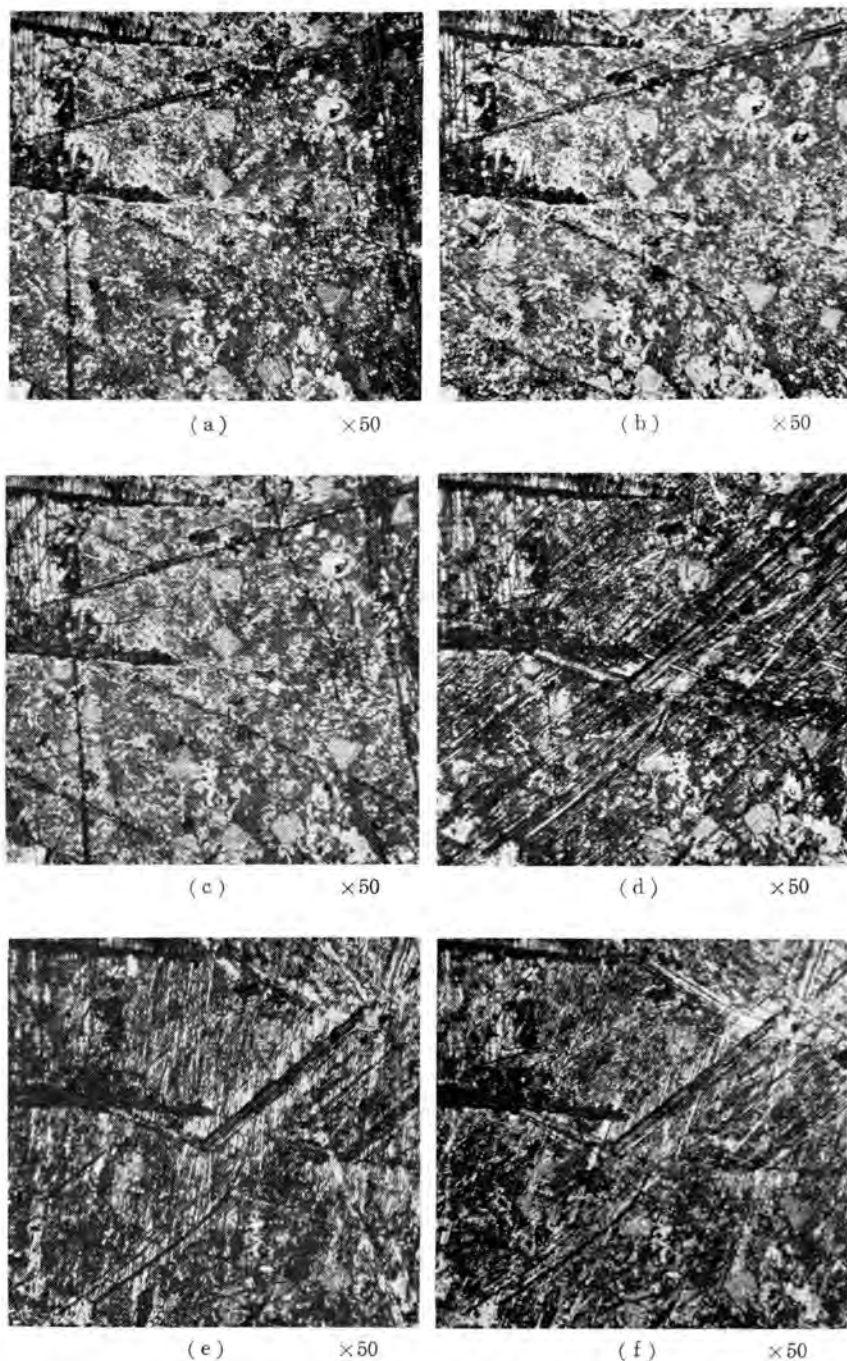


図 4.1 ホワイトメタルキズ面 の変化
Fig. 4.1 Changes on a scraped surface of white metal.

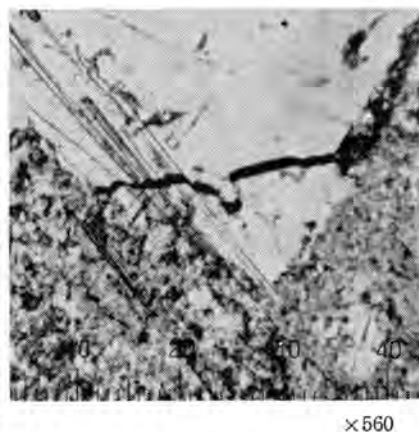


図 4.2 高負荷横スベリ による β 晶の「割レ」および「ズレ」
Fig. 4.2 Cracks and slips of β crystal due to high load horizontal slide

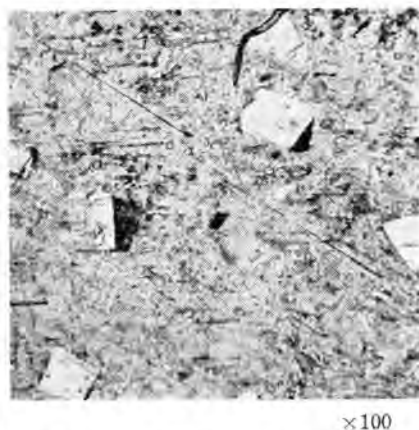
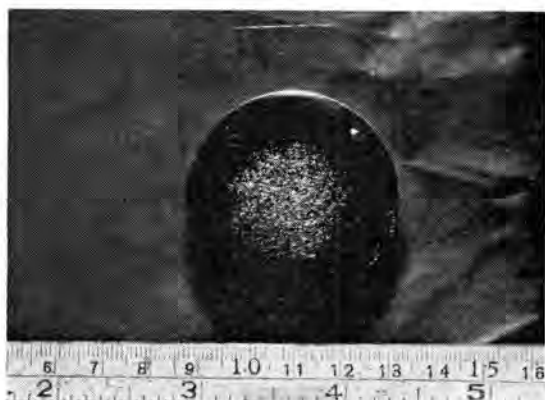


図 4.3 高負荷 横スベリ による β 晶の「ズレ」移動方向
Fig. 4.3 Slips of β crystal due to high load horizontal slide.



ホワイトメタル面と、鏡面仕上げした鋼材面をともに清浄して大気中の乾燥状態で接触させ横スベリを起こさせたときのキズの模様

図 5.1 鋼材表面に発生したキズの模様

Fig. 5.1 Patterns of blames appeared on steel surface.



油膜を介して接触後横スベリを起こさせたとき発生したキズである。ホワイトメタルの埋没が見られるがこのキズの大きさから見て、 ϵ 晶によるか β 晶の破片によるキズと見られる

図 5.2 キズの拡大写真

Fig. 5.2 Enlarged photograph of flams.

しかし発生したキズの条痕をたどっていくと埋没したホワイトメタルの β 晶が見られること、仕上面を lapping

powder の残らないように、polishing 後完全に油中で煮沸し、油には不純物の混入しないものを使用して実験を行なったが、依然キズの発生が見られたことから、キズの発生原因は、これら油中に介在する不純物、残存 powder ではなくホワイトメタル自体によるものでないかと考えられる。事実、ホワイトメタルの β 晶は、鋼材のフェライトとほとんど変わらない HV 105、 ϵ 晶はさらに高い HV 421 という硬さを有する。また、実験中の観察によるとキズの発生点は、鋼材面の C 系介在物（粒状酸化物）であり、ホワイトメタルの硬い結晶（ ϵ 晶または β 晶）がこれらの点をキッカケとして脱落し、キズを発生させているものと考えられる。

6. む す び

以上の結果次のようなことがいえる。

(1) プリント模様は、鋼材の摩擦面に存在する微小な凹凸が油膜を破って金属間のかみ合をを起こした後、横スベリによって凸部がせん断破壊を起こし平滑化され凹部にホワイトメタルが埋没した状態が集合してできた模様である。

(2) ホワイトメタル中の β 晶、および ϵ 晶は、平滑な面においても高負荷のもとでの横スベリで脱落し、ランナ面を転動してキズを発生させる原因となる。

(3) プリント模様の発生を防ぐためにはランナ面をできるだけ平滑に仕上げ真の接触面積を大きくする必要がある。

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所属場所
35-11-10	オーム社	プログラム制御を実施した HE 車	宮内圭次・北岡 隆	伊 丹
"-11-12	オーム社	三菱 OP ゴム磁石	中村 弘	大 船
"-11-15	エレクトロニクス・ダイジェスト	イグナイトロン	竹内宏一・丹羽 建	無線機
"-11-19	日本写真学会誌	偏光板に関する研究(第4報)ポリビニルアルコールフィルムの延伸におけるホウ酸処理と粘弾性	依田 功	大 船
"	旅館新聞社	旅館・ホテルの照明—廊下・階段・浴室—	小堀富次雄	本 社
"-11-22	電気学会誌	集中回路の分布化による電力系統過渡現象の近似計算法	馬場 準一・芝滝寿宏	研究所
"-11-30	電気商品連盟	旅館の照明(その2)一次の間・客間・広縁—	小堀富次雄	本 社
35-12- 1	電気計算	最近の大容量変圧器の進歩	村上 有・田村良平	伊 丹
"-12- 2	日本シェルモールド協会	わが社のシェルモールド	栗原成男	名古屋

JRR-2 研究用原子炉 (2)

— 製作, 組立, および試験 —

伊丹製作所 水野 茂*・南日達郎**・中根守久***
本社 武関高久****

JRR-2 Research Reactor (2)

—Manufacture, Assembly and Test—

Itami Works Shigeru MIZUNO・Tatsuo NANNICHI・Morihiisa NAKANE
Head Office Takahisa BUSEKI

Having completed a JRR-2 research nuclear reactor, Mitsubishi is now proud of its unprecedented achievement in overcoming the hardest task ever experienced. Of good many experiences, those described herein cover the welding of aluminium and its alloy. This was considered almost impracticable formerly. The writers made an examination of welders according to the ASME boiler and pressure vessel code. Many pieces of trial work related to the matter are also among the rest. The test of the built up apparatus involves complicated problems. The equipment of fluorescent penetrant inspection plays a very vital role in the non-destructive testing. The leakage test of JRR-2 is also one of hard nuts to crack. The report touches on the outline of the test of completed reactor, concluding the gratitude and pleasure on the part of the writers of the success in this epoch making project.

1. 溶接一般

1.1 溶接

JRR-2 研究用原子炉の製作に当たり、アルミニウムおよびアルミニウム合金の溶接はいろいろの点で問題になった。すなわち材質の選定、溶接法、溶接技術検定、溶接物の板厚、耐食性、クリーンダ、耐真空性、ヒズミの防止などがあげられる。

使用されたアルミニウム合金材料としては、ALCOA規格 61 S および 52 S が大部分であり、特殊材料としてのポリ板は 2 S 材使用のものであった。

溶接法としては、アルゴンガスを使用する不活性ガスアーク溶接法を採用し、MIG 溶接としてのシグマ溶接機と、TIG 溶接としてのヘリアーク溶接機を使用し、MIG 溶接においては半自動法とともに全自動法をも駆使して、良好な成果を得ることができた。

板厚 0.8 mm から 75 mm に至る広範囲の材料に対し、さらに板厚の異なる各種溶接継手の全姿勢溶接を要求され、とくに現場作業においては、限定されたせまい場所での難工事が多く、そのうえ最高度の検査に合格しなければならないため、あらゆる悪条件を想定して、作業者の訓練に大量の時間と資材を投入した。

溶接作業者の技術検定は ASME の Code による。溶接部の無欠陥、すなわち溶接の良否を決定する最大

の因子は、溶接前処理にあると考えられる。溶接継手部および溶加材のクリーンダとしては、オルソケイ酸ソーダ 5 % 液および硝酸と硫酸の混酸での洗浄を行ない、必要に応じてステンレス鋼製ワイヤブラシによる研磨、アセトンもしくはシソナ、無水アルコールなどによる洗浄を行なった。作業場の清掃には真空掃除機を使用し、アルミニウム材料の保管には、ドニールシートで包み、シリカゲルなどの乾燥剤を併用して万全を期した。このように細心の注意のもとに最良の結果を得よう努力した。

耐食性については、溶接用溶剤の残留による悪影響を恐れて、アルミロウ付を取やめることとしたので、溶接法自体にはその因子となるべきものはないと考えられるが、溶接後の洗浄、製品の保管および輸送などの諸因子については避けることのできない問題も少なくなく、完全洗浄、完全乾燥、荷造包装における防水などについては各方面の知識を集合して善処した。

アルミニウムの溶接で注意しなければならないものに溶接ヒズミの問題がある。防止法として溶接順序、予熱方法、治具の使用などが考慮された。また製品の輸送に当たっては、適当な補強材を取付け、とくに重要なものには輸送速度の制限も行なった。厚板の溶接ヒズミに対しては両側の同時溶接がその対策の一方法であるが、ダブルグルーで行なうと溶接作業上いろいろと困難な点があるので、シングルグルー加工を行ない片側一部溶接を行なっ

た後反対側の グルー加工 を行なって溶接すると良好な結果が得られた。こうした作業を円滑に進めるためにハンドカッタによる グルー加工を行なった。切削工具として通常の ミーリングカッタ を使用し、グルー加工をはじめとしビード表面 の仕上も行ない、アルミニウム材料 の切断にも利用できた。

1.2 溶接工資格試験

軽合金溶融溶接技術検定を ASME Boiler and Pressure Vessel Code, Section IX Welding Qualification に準拠して実施し、この規格ならびに日本工業規格 {W 0901 航空機溶融溶接技術検定における試験方法ならびにその判定基準 (軽合金)} を参照して、日本溶接協会 関西地区溶接工技師資格検定委員会にその審査を依頼し、試験結果の確認を得た。

溶接作業者は TIG 溶接法 3 名、MIG 溶接法 2 名であり 1957 年 7 月と 9 月の 2 回にわたり、板厚 6.4 mm、12.7 mm の 2 種について行なった。

試験を行なうまえに、各種材料に対する溶接用線材、グルー形状、溶接電流、アーク電圧 などの選定を行なうため各種実験を行ない、作業標準を確立した。

溶接用線材の材質選定は工事準備の都合上、早急に確実なものを採用する必要がある、外国文献および AMF 社の仕様書を参照したところ、アルミニウム合金 に対しては 43 S を推奨していることがわかった。しかし二三の実験によると 43 S がすべての材料に適當であるとも思えなかった。そこで共金溶接の方法も考えにいれ、ASME Code の溶接棒グルー No. 規定を参考として、表 1.1 のような組合せを採用した。

表 1.1 溶接用線材の選定

板 厚 (mm)		6.4			12.7		
母 材 材 質		2 S	52 S	61 S	2 S	52 S	61 S
溶接法	TIG	2 S	52 S	43 S 52 S	2 S	52 S	43 S 52 S
	MIG	2 S	52 S	43 S 61 S	2 S	52 S	43 S 52 S

溶接姿勢は下向、水平、立向 (上昇)、上向の 4 種とした。板厚 12.7 mm の場合は下向を略したが、水平、立向、上向の 3 姿勢の資格のあるものはすべての姿勢の資格が認められ、さらに グルー溶接 に合格したものは、すみ肉溶接にも資格が与えられることが規定されている。2 種の板厚による各姿勢の溶接に対し、それぞれ表曲および裏曲試験を行ない、すべて合格の判定が得られこれにより、板厚 3.2 mm より 25.4 mm に至る範囲の溶接資格が認められることとなった。しかしこれは公認資格ではなく、AMF 社の指示にもとづく三菱系各社内での自主検定である。なお溶接条件については、工事中

つねに改良工夫を加え、実際工事に際して、母材 2 S、には 2 S、52 S には 54 S、61 S には 43 S もしくは 54 S の線材を使用することを標準とした。

2. 実験設備の製作

2.1 水平実験孔

水平実験孔には、4 B、6 B、7 1/2 B、11 B の 4 種 計 11 本あり、それぞれ据付管、ビーム孔用管、プラグ の三体からなり、概略肉厚 6 mm のパイプに板厚 25.4 mm のフランジを溶接して組立て、口径は 3 段にステップ がついた構造である。据付管と ビーム孔用管 とは、ボルト締めで現場組立となるが、これらの実験孔管は、軽水タンクを通り 重水タンク の シンプル内 にその先端がはまり込むようになっているため、各部品の センタリング が重要な仕事であり、中心軸の偏差はすべて ± 0.5 mm におさえられ、フランジ面の垂直度は実際に取付けられたときに、パイプ先端部での変位のないことが要求された。パイプ自体 の寸法誤差、真円度の不同に悩まされながら、それぞれに適合するように フランジ類 を加工し、グルー形状 に工夫を加えて寸法上の難関を克服することができた。なお ビーム孔用管 の ヘリウムリークテスト も優秀な結果をうることができた。水平実験孔とほぼ同様の形状をもち、同様の工作仕様にもとづくものに垂直実験孔、貫通実験孔、近接

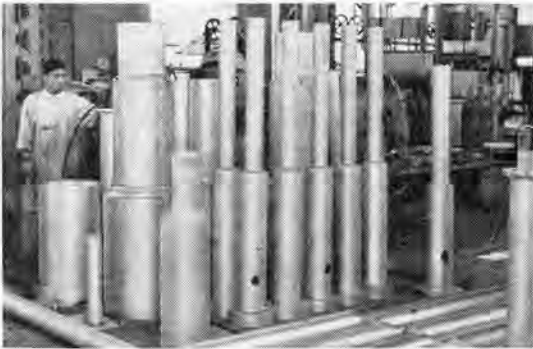


図 2.1 実験孔用管の仮溶接
Fig. 2.1 Tag welded beam tubes.

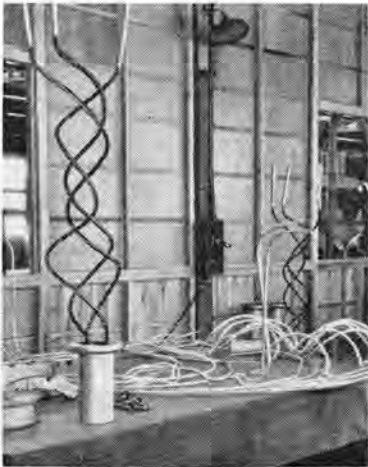


図 2.2 プラグ内の冷却管
Fig. 2.2 Cooling tubes in shield plugs.

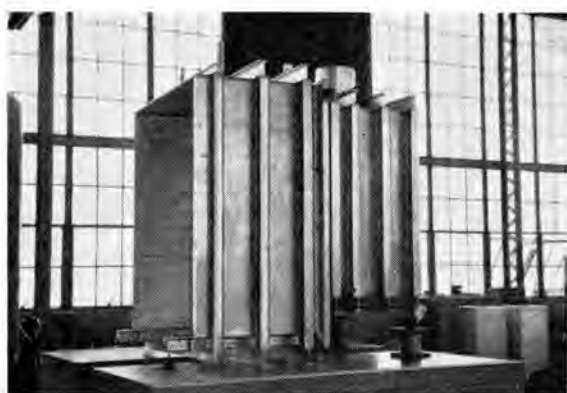


図 2.3 サーマルコラム
Fig. 2.3 Thermal column.

実験孔、などがあり、さらに、センターチューブ、測定孔、燃料孔プラグなどもほぼ同様の仕様にもとづくものである。

図 2.1 は仮溶接された実験孔用管の一部であり、図 2.2 はプラグ内部に取付けられるラセン状水冷管の一例を示す。

2.2 サーマルコラム

熱中性子に関する実験装置としてのサーマルコラムは、図 2.3 に示すような角形であり、軽水タンクに溶接により接合される。

サーマルコラム前部は幅 1,525 mm、高さ 1,525 mm、奥行 1,220 mm でこの部分にグラファイトがすきまなく積込まれるため、その寸法精度は高度のものであり、角形溶接構造物としてその直角度と内面の平面度をうるために、多くの努力が払われた。このサーマルコラム前部上方にあるパイプが近接実験孔の接続口であり、近接実験孔はサーマルコラム内部のグラファイト内部に達するようになっている。グラファイト積込作業は原子炉据付全工程の後期に行なう必要があるため、それまでに施工されるシャヘイのための外側鉛ブロック取付、生体シャヘイのための重質コンクリート打設にともなう変形を防止するために、内部に強固な補強材が組込まれた。いうまでもなくヘリウムリークテストについては、とくに厳重に、原研立会のもとに行なわれ、テスト合格ののち内面にボラル板が取付けられた。その後念のためふたたびヘリウムリークテストが行なわれた。

サーマルコラムのシャヘイは、幅、高さともに 1,829 mm、奥行 1,060 mm、で、比重 5 g/cm^3 の重質コンクリートと厚さ 200 mm の鉛を入れた軟鋼製ドアを使用している。このドアは車がついて前後に動き、サーマルコラム後部にはいるようになっている。前部に積込まれたグラファイトはボラル板を内張りしたプレートドアによって気密を保たれている。

2.3 ボラル板の溶接

ボラル板はボロンカーバイドとアルミの複合体をアルミニウムでサンドイッチ状にしたもので、板厚 6.4 mm の上下両側には約 0.8 mm のアルミ層がある。材料はアメリカ製で

非常に高価なものなので溶接の練習もわずかな残材を用いて行なった。図 2.4 は溶接試片断面を示す。ボラル板の切断はセン断機によるのが最良で、ノコ切断は不可能に近い。端面加工にはタガネによる



図 2.4 ボラル板の溶接試片
Fig. 2.4 Welding test specimen of Boral plate.

ハツリ作業が推奨され、現場における切断にもタガネの使用が便利である。図 2.4 にも見られるように、切断面はいろいろの原因で開くことがあり、またボラル板自体吸湿性があるので端面保護のための縁板を全周溶接しておく必要がある。板の突合せ溶接には I 形グルーブ溶接がよく V 形グルーブ溶接は推奨できない。かさね継手は利用できるが使用範囲が限定される。

ボラル板はサーマルコラム、下部プラグ下面、鉛カラー、案内管ツクなどに使用されその取付方法はおもにすみ肉溶接によっている。サーマルコラムの場合はプラグ溶接も併用した。ボラル板の端面を利用したすみ肉溶接による取付法の場合は、縁板の存在が不可欠なものとなる。

2.4 ボラルカーテン

サーマルコラムに付属した設備として、ボラルカーテンは熱中性子のシャヘイを行なうもので、ボラル板がハウジング内の空気シリンダ駆動のラック機構によりチェン伝動で上下に動くものである。重水タンクとサーマルコラムとの狭い間隙に、鉛シャッタと並んで存在し、そのハウジングは軽水中にある。ハウジング内にフレームを押し入れ、それに沿ってボラル板が上下するわけであるが水圧によるフレームの変形、片側駆動、チェン伝動などの点で数多くの問題が起こった。しかしフレームの改造、ボラル板への滑車の取付けなどの改良につぐ改良ののち、現在では、ロックの操作により、スムーズに動くよう調整されている。

2.5 鉛シャッタ

ボラルカーテンと重水タンクとの間に位置する鉛シャッタは、2 個のブロックがチェンでつるべ式に取付けられ、その駆動軸は炉の外板まで出ていて、モータにより操作される。各ブロックはそれぞれ上下二段に区切られて、それぞれに鉛とグラファイト粉末が充填され、軽水中において両ブロックが釣合うように調整されている。精細な機械加工部をもつ鉛シャッタは、同時に複雑な溶接構造物であり、とくに重水タンクに接する側のブロックには、タンク外面に沿った曲面をもち、他方のブロックの鉛充填部には内部冷却のための細径アルミニウム合金管が取付けられた。鉛の溶融注入のときの変形を防止するために作

業中も計測管理を行ない、水中におけるバランスを保つため、グラファイト粒度についても慎重な注意のもとに充填作業が行なわれた。そして数回にわたるヘリウムリークテストの後、グラファイト粉末充填部にヘリウムガスを充填して溶接でシールした。

図2.5はボラルカーテンと鉛シャッタの取付状態を示す。



図 2.5 ボラルカーテンと鉛シャッタ
Fig. 2.5 Boral curtain and lead shutter.

2.6 アイソトープ生産孔

アイソトープ生産孔は幅203 mm、高さ305 mmのアルミニウム製角管で作成され、重水タンクの下を2本貫通している。工場で製作された角管は特殊な治具を使用して、そのねじれ変形をなくすることができた。

現場において、軽水タンクに溶接されたのは工事初期のことであるが、後期に至り軽水タンク下部に取付けられた鉛シールド板の保護板取付の改良工事のため、現場切断し新しい材料により再施工されたが、多くの経験を取りいれて行なわれたこの作業は、短期間のうちに終わり、変形も皆無に近く、ヘリウムリークテストも良好な結果を得ることができた。生産孔角管内部下面に板厚1 mmの18-8系ステンレス鋼板を敷き、生産孔用器具およびプラグ装入のときの摩擦によるアルミニウム材表面の損傷を防ぐこととした。この方法は各種実験孔プラグの装入個所に適用されている。ジュンカツ材の使用が自由に許されない原子炉において、アルミニウム材同志のカツ動面は損傷をうけやすく、抵抗力が急激に増加して、ついにはプラグの出し入れ操作などを不可能にする危険性が大であり、これを防止するために上記対策がとられたわけである。図2.6は軽水タンク内のアイソトープ生産孔、熱シハ

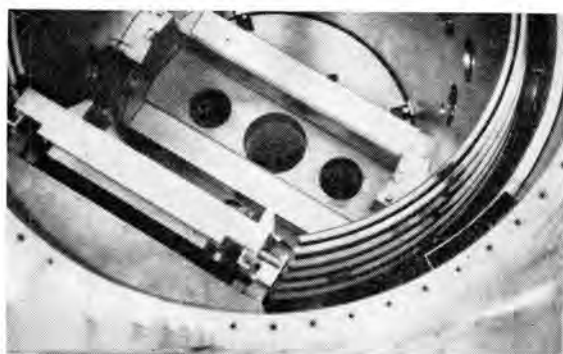


図 2.6 軽水タンクの内部構成
Fig. 2.6 Inner view of light water tank.

イ板、鉛シャッタを示す。サポートリング、ボラルカーテンは取付けられていない状態である。

2.7 気送管

重水タンクを貫通して、2Bと1B気送管が炉壁No. 5とNo. 11に、それぞれ1本ずつある。

図2.7は、No. 5面側の気送管設備を示しており手前が1Bで、前方が2B気送管である。それぞれの架台に設置されたレシーバには、操作スイッチ、およびタイマが取付けられている。No. 11面側の気送管は、地下室ホットケージ横のレシーバに連結されている。気送管装置はアメリカエヤマティック社製のものをを使用することとなり、これに用いられている材料は、カプセルの通るラビットラインは肉厚1 mmの2Sアルミニウム管であり、エアラインは軟鋼製の管である。当社製のプラグに取付ける部分はすべて溶接としたが炉体外部の配管は一部エヤマティック社の指示に従い、アルミニウム管は支給された接着剤を使用した。鉄管のエアラインは、すべてハンダ付で接合した。

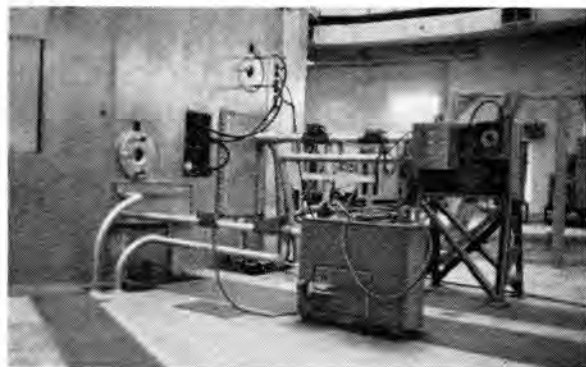


図 2.7 炉面 No. 5 の気送管設備
Fig. 2.7 Pneumatic tube station at reactor face No. 5.

図2.8は2B気送管プラグ外形である。重質コンクリートを打設したプラグは、その重量約1.5 tに達し、その先端部に長さ約1.6 mの薄肉アルミニウム二重管が溶接され、非常に変形しやすいので、輸送、保管、組立には万全の注意がはらわれた。炉の内外をとわず、ラビットラインは、カプセルが高速で飛行するので、パイプ曲げ半径、パイプ自体の変形、および接続部内面の平滑度についてもとくに注意がはらわれた。



図 2.8 2B 気送管プラグ
Fig. 2.8 2B Pneumatic tube plug.

3. シャヘイ体, その他

3.1 トッププラグ

軽水タンクの上にトッププラグ容器が取付けられ、その中に上部、下部のトッププラグが装入される。

トッププラグ容器と軽水タンクはボルト接合によるが、ヘリウムリークを防ぐためにシール溶接を行なった。内径 2,673 mm の容器溶接部は、あらかじめ軽水タンク側にベベルグルー加工がなされ、サポートリングの代わりに治具として、板厚 25 mm の鋼板が取付けられ、ベベルグルーとすみ肉の複合溶接が行なわれた。このときの方法は十分なるクリーニングを行なったのち、容器のセツタリングを行ない、予熱温度 120~150°C のもとに、MIG 溶接を行なった。第 1 層目は全周を 16 等分して、溶接順序は対称的とし、第 2 層目はすみ肉溶接で全周連続で行なった。限定された作業場であるため、溶接作業員 2 名、予熱作業員 2 名、溶接機 1 台で施工された。溶接自体も大切ながら予熱の均一加熱もヒズミの防止、クラック発生防止の点で重要であり、接触温度計を使用して全作業中、各部の温度を測定してその管理に努めた。

上部プラグには、ロータリプラグと垂直実験孔があり下部プラグには燃料棒装入のための 24 個の角穴と制御棒用の丸穴 6 個が中心部にあり、その下面に燃料要素のための案内管が取付けられている。

下部プラグの内部には冷却のための水冷管および緊急冷却水管が配管されている。これらのパイプは、パイプおよびベローズで容器壁を通り重水ポンプ室へ連結されている。

上部プラグ内部にも同様な配管がなされているが、これは実験孔内排気系配管である。これらの配管は、せまいプラグ内部で溶接を行なわなければならないため、特製 TIG 溶接用トーチを使用し、その作業は困難をきわめるものであったが、溶接後の水圧テスト作業は良好な結果を示した。

トッププラグには板厚 16 mm から 57 mm までのアルミニウム合金板を使用した。図 3.1 は、これらの材料の MIG 全自動溶接作業を示す。

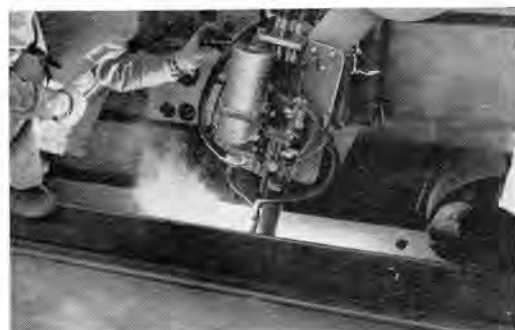


図 3.1 アルミニウム板の MIG 全自動溶接
Fig. 3.1 MIG-type automatic welding of aluminum plates.



図 3.2 ロータリプラグ仕上作業
Fig. 3.2 Finishing work of rotary plug.

3.2 ロータリプラグ

ロータリプラグは燃料棒および制御棒の出し入れを容易にするための回転しうるシャヘイ体であり、図 3.2 はその仕上作業の状況を示す。このロータリプラグは外径約 1,000 mm、重量約 3 t でありこの上部に約 16 t のリフュエリングキャスクが据付けられるため、ロータリプラグの支持には十分考慮がはらわれた。ロータリプラグの外周部に取付けるスラストベアリングは、アメリカより輸入されたものであるが、所定の荷重をかけたとき、そのリネンギングとの接触面にガーリングを起こす事態も生じ、再研磨の後、工場内で急激荷重を考慮した実荷重テストを行ない、実際の荷重に対し十分耐えうることを確認された。炉体内部のヘリウムガスはこのロータリプラグ外周面に接する大形オイルシールおよび O リングによってシールされていて、プラグ回転時にもリークがあつてはならないわけで、テストの結果は優秀な成績をおさめることができた。

3.3 案内管

燃料棒装入のためのガイドと支持のため、案内管は上下 2 枚のワッ板に、24 本の角管を取付けたもので、ロータリプラグから重水タンク下部のグリッドプレートに至るまで、それぞれの中心線が、一直線上になければならないから、その製作には慎重な注意が必要であった。とくにこの案内管は構造が弱く、変形しやすいうえに、アルミニウム合金角筒の下部には図 3.3 に示すように 18-8 系ステンレス鋼製のワッが燃料棒支持のために取付けられるので、角管の寸法形状を一定に修正することに特殊な努力がなされた。また、案内管上ワッには、ボラル板が同様の形状に加工されて取付くため、ボラル板の変形防止およびヒズミとりも特殊作業の一つであった。図 3.4 は組立溶接完了後の拘束治具取はずしと整形のための機械加工作業中の案内管を示す。

3.4 鉛カラーと鉛箱

鉛カラーは軽水タンクと熱シャヘイ板との間に、水平実験孔外周のシャヘイとして、軽水タンク内面に取付けられるもので、これは片面にボラル板を使用し、内部に鉛が

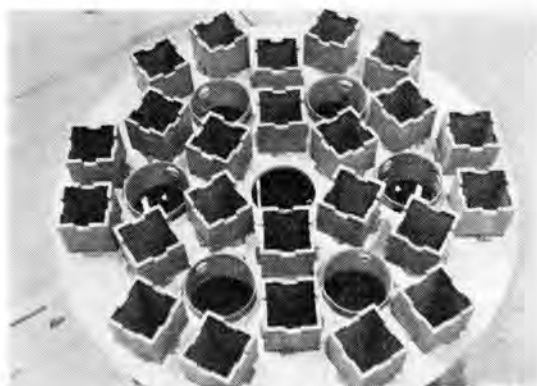


図 3.3 案内管下部
Fig. 3.3 Bottom view of guide tube array.

封じ込まれたものである。おなじ シヤヘイの意味でアルミニウム合金製の箱に鉛を封じ込んだものが、鉛箱として鉛シャッタの側面にも取付けられている。純水は鉛を侵す傾向があり、これらの部品にも水密性が必要であるから、ヘリウムテストが適用された。

3.5 鉛 詰 め

シヤヘイ体としての水平実験孔ドア、各種プラグ、サーマルコラムドア、下部プラグ、鉛シャッタ、鉛カラー などにはすべて鉛の溶融注入が行なわれた。

この作業では、製品の変形防止と、空隙を残さない鉛の完全注入がその主眼点であり、鉛の材質にも十分注意をし、良質のものを使用した。

3.6 重質コンクリート打設

生体 シヤヘイはパライト（重晶石）をふくんだ、比重 3.5 g/cm^3 のコンクリートであるが、実験孔プラグ、トッププラグなどには、鋼片やボロンフリットをふくんだ、比重 5 g/cm^3 のものを使用した。打設はまず骨材を装入し、その後コンクリートをグラウチングする、いわゆる プレパクト法が採用された。コンクリートは、そのアルカリ性がアルミニウムを腐食するので、コンクリートに接する容器内面には、パレット YB-34-B という タール状の塗料をぬり、その外面には、ストリップペイントをぬって保護した。また、コンクリート内にうめ込まれるパイプ類には、打設時の損傷を防ぐために、さらにポリエチレンテープを重ね巻した。

トッププラグは完成後の重量は約 20 t におよぶので、コンクリート打設は現場で行なわれた。図 3.5 は 下部プラグのコンクリート打設時の状況である。外周部を補強して、打設にともなう内部圧力、発熱などによる変形を防止したので、各部変形量はまったく問題のない範囲におさまった。上部プラグでは、ロータリプラグ用ベアリングの受台部分の変形を極力防止するため、とくに ダイアルゲージを各所に配置して、コンクリートの固結するまで計測を続けた。一般に実験孔プラグ程度の円管の場合は、変形に対する心配はほとんどいらないが、気送管プラグ、アイトープ生産孔プラグのような、角形の場合は変形量が大いいため、治具

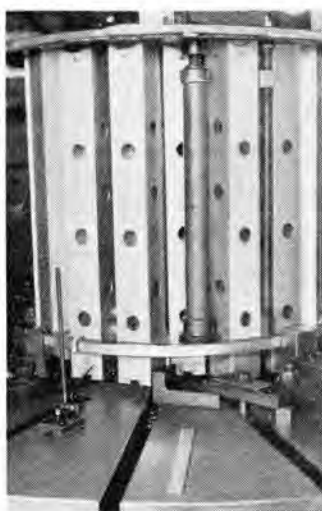


図 3.4 案内管の機械加工
Fig. 3.4 Machining of guide tube array with fixtures.

の必要であった。とくにアルミニウム材のときは打設初期には変形がなくとも、徐々に変形量が増加することに注意が必要であった。

炉体内部のコンクリート打設に際しては、図 3.6 に見られるように、炉面部に全面補強を行ない、実験孔などの内部にも、それぞれ補強をつけた。

3.7 グラファイト積み込み

サーマルコラムの内部には、リアクタグレイドの AGOT のグラファイトが積み込まれた。グラファイトには吸湿性があり、水分は実験に悪影響を与えるので、この加工は、特設作業

場にて入念に行なわれた。また高度の寸法精度が必要で、各ブロック間のバラツキは 0.01 mm のオーダーに保たれた。このブロックは十分に乾燥したのち、ポリエチレンシート



図 3.5 下部プラグコンクリート打設
Fig. 3.5 Concrete pouring to lower plug by prepacked method.

でシールし、専用の段ボール紙箱に入れて発送された。あらかじめ模型を作成して、積み込み順序を検討し、各グラファイトブロックには番号をつけて計画どおりに積み込み作業が行なわれた。図 3.7 はその作業状況を示し、サーマルコラムはビニールシートでシールされて、その内部は清浄に保たれ、作業者は純白の作業服に、鹿皮の手袋をはめ、マスクをかけた装備で、1本ずつ細心の注意のもとに積み込みを行なった。

4. ヘリウム系および排気系配管

4.1 ヘリウム系配管

重水タンク内部の重水は、水柱圧 64 mm のヘリウムガスでおおわれている。この圧力保持のために、ヘリウムガスホルダがあり、循環のためにヘリウムガスブローがあり、



図 3.6 炉体シヤハイコンクリート打設
Fig. 3.6 Concrete grouting.



図 3.7 サーマルコラムグラファイト積込み
Fig. 3.7 Mounting of graphite in thermal column.

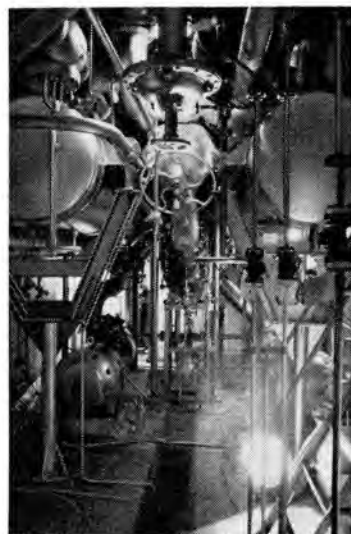


図 4.1 重水ポンプ室の配管
Fig. 4.1 Piping in pump room.

再結合装置、ヘリウムガス加熱器が付属している。ヘリウムガスは比較的高価であり、安全の意味からも、ヘリウム系の溶接部は高度のヘリウムリークテストと水圧テストが行なわれた。ポンプ室は、きわめてせまい空間に、各種配管が配置され、配管作業、とくにその溶接作業は困難をきわめるものがあった。

図4.1は完成後のポンプ室の一部である。

パイプはおもに突合せ継手で溶接されたが、パイプ内面の裏ヒード除去については、ステンレス鋼などの場合とことなり、アルミニウム合金の場合は、完全な溶け込みを得ようとするれば、内面に比較的幅の広い突出部が形成されるので、溶接後、特殊工具で切削除去することたびたびあった。

1/2 B より 12 B に至る各種パイプの配管溶接工事において、作業場の重水ポンプ室では、とくに清浄管理が厳重になされ、パイプのビニールシートによるシールや真空掃除機による清掃が行なわれた。

重水ポンプ室には各種冷却系配管および機器が設置されるため、工程計画は三菱各社の共同計画により、綿密に行なわれたが、たとえば AMF 社支給の重水熱交換器の不良による工程変更があり、その都度、再計画されたため、配管順序、溶接継手箇所の変更などがたびたび行なわれた。

図4.2は、ヘリウムブローおよびブロー箱で、箱自体も完全なヘリウムタイトになっている。

図4.3は、重水ポンプ室から、約2,000 mmの壁を貫いて、ファンルームに配管された、サンプルライン、供給ラインなどを示す。

4.2 排気系配管

炉内空間部の空気は放射性を帯びるからブローにより吸引される。排気系は炉室から重水ポンプ室に下がり、二段のフィルタを通して、メインダクトにつながるようになっている。

図4.4は主管の一部で、先端を含めた8本の枝管が重水ポンプ室の天井直下に配管されている。

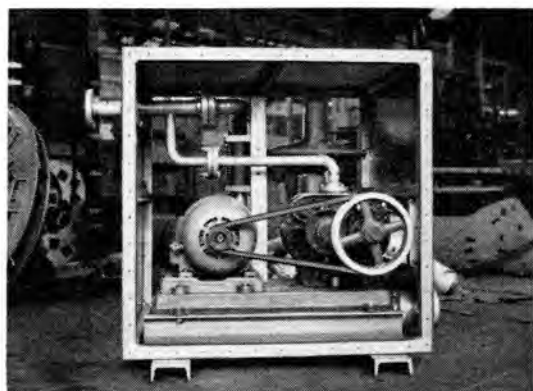


図 4.2 ヘリウムブロー
Fig. 4.2 Helium blower.

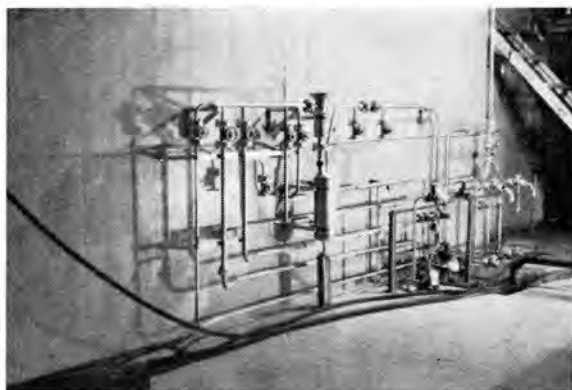


図 4.3 ファン室のサンプルラインと供給ライン
Fig. 4.3 Sample lines and helium lines in fan room.



図 4.4 排気系主管
Fig. 4.4 Main pipe of irradiation system.

交流シャ断器の合成等価試験に関する基礎的考察

研 究 所 伊 藤 利 朗*

Fundamental Consideration on Synthetic Tests of AC Circuit Breakers

Research Laboratory Toshio ITO

If the synthetic testing, that carries out the test on large capacity circuit breakers by means of a relatively small scale equipment, is practicable, the method is to be appreciated as ideal by engineers participating in the manufacture of the apparatus. The problem has long been under study, but the recent rapid development of power system is urging the solution as quickly as possible. Vitality of the matter is realized now by power companys as well as the electrical manufactures. Mitsubishi engineering laboratory has been making progress toward the completion. This article describes the process of the experiment, giving discussion on necessary conditions for synthetic testing based on experimental results related to dynamic characteristic of arc to back up the equivalence. A reasonable circuit constant to be possessed by the synthetic testing circuit is also among the account.

1. ま え が き

送電電圧が高圧化し、電力系統が大きくなるにつれて短絡故障を除去すべきシャ断器のシャ断容量も目を追って大きなものを要求されつつある現在、その性能の検証を短絡試験設備にだけ依存する限りにおいては、ますます大きな短絡試験設備を必要とするにいたっている。

いわゆる合成等価試験方法というのは、シャ断電流の電流源、再起電圧の電圧源を別個に設けて、きわめて小さな設備で大容量の試験を実施しようとするものであるが、このような方法が完全に合理的に行なえたとすれば、上述の傾向に対処するのにもっとも合理的な方法であるので、これに関する研究が欧米だけでなくわが国のメーカでも、最近ますます活発に行なわれ、^{(1)~(7)}次第に実用的な段階のものが実施されるようになってきた。その結果使用者側でも合成等価試験方法を理解しようとする努力が払われるようになった。⁽⁷⁾

最近の研究で明らかにされたことは、単に短絡容量の点だけでなく、系統でシャ断器が遭遇するいろいろな条件を短絡試験場の設備そのままでは、容易に実現できない場合もあることであって、そのような場合には合成等価試験は単なる直接試験以上に等価性をもつ場合もあり、その重要性はあらためて認識される必要がある。さらに合成等価試験方法は、それをうまく実施すれば非常に制御された試験条件を与えるので、消弧現象を究明したりあるいは新しいシャ断器を開発する上において、大

容量短絡試験設備とは違った意味で、重要なものとなってきた。

筆者らも以前から⁽⁸⁾⁽⁹⁾等価試験方式の研究を行なうとともに、消弧現象の詳細な究明を行なって合成等価試験方式の合理性を検討している。

本稿ではその研究経過を説明し、研究過程において合成等価試験の合理性を究明するために収集した各種のシャ断器アークの特性に関する実験結果を用いて一般の合成等価試験方法の具備すべき必要十分条件を論じ、最後に合成等価試験回路の有すべき合理的な回路定数に言及する。

2. 当社における合成等価試験研究の経過

筆者らは以前から合成等価試験方法の重要性に注目し、すでに数年前からその研究に着手している。⁽⁸⁾⁽⁹⁾その第一歩として、当時すでに AEG で実施していた Weil 回路の合理性に注目し、制御回路に当社独自の考案⁽¹⁰⁾⁽⁹⁾を施して、二、三のシャ断器について実験を行ない、Weil 回路が安定かつ手軽に行なえることを確認した。その後もアーク時間が半サイクル以下のシャ断試験に対して適用し、高圧大容量の製品の型式試験あるいは性能検証の補助手段として実施している。一例として 300 kV 12,000 MVA の ウォッチケース形油シャ断器の 1/2 相に適用して、電圧源は周波数 2kc、波高値 153 kV、電圧源は 15 kV 25,000 A で、0.5~0.6 サイクルのアーク時間で十分実負荷条件をシャ断できることを証明している。⁽⁹⁾

その他 空気シ断器などの製品についても、同様の方法を随時実施している。

しかしながら Weil 回路は周知のように半サイクル以上の アーク時間 を有する シ断器には適用できないという、かなり本質的な欠点を有している。実際最近の 高速シ断器 といえども アーク時間 が1あるいは1.5 サイクル以上に達するものもあり、とくに シ断器のシ断性能限界 では アーク時間 が長くなることも考えられるのである。そこでかなり アーク時間の長い シ断器 に対しても適用可能であるようにするために、Weil 回路の電流源に図2.1に示すように短絡発電機と整流器とからなる直流源を使用することを考案した。(4)そもそも 交流シ断器 は、元来交流電流の零点でシ断されるものであって、電源電圧が シ断器アーク電圧 に対してかなり高い場合には、その回路条件によって決まる電流零点に達するまでは、電流シ断の機会がないわけである。そこである程度の電圧を有する直流電源回路によって直流の短絡電流を流し、この電流を 供試シ断器 に通じて開極させると、供試シ断器中に アーク を持続させることが可能である。直流電源の制御により、適当な時間でこの電流を零にすると、シ断器の アーク時間 をある程度任意に制御することができるのであって、この電流零点において従来の Weil 回路と同様に、高圧振動回路の 火花チャップ閉成 を行なえば、任意の アーク時間 での等価試験が可能となるのである。

この方式は、開発研究あるいは比較試験の手段として、随時実施しているが、一例として ノズル形空気シ断器の試作品の一つに適用した結果(4)を説明する。供試シ断器は2シ断点の 空気シ断器 1相分で、その1シ断点を 供試シ断点に、他の シ断点を補助シ断点として試験を実施した。試験は各種の アーク時間 を設定し、

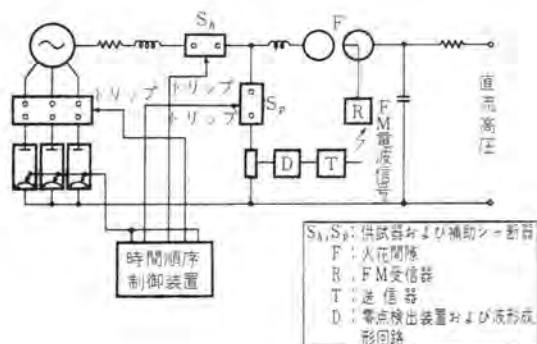


図 2.1 直流源を使用する合成等価試験回路

Fig. 2.1 Circuit diagram of synthetic testing with a DC source as a high current source.

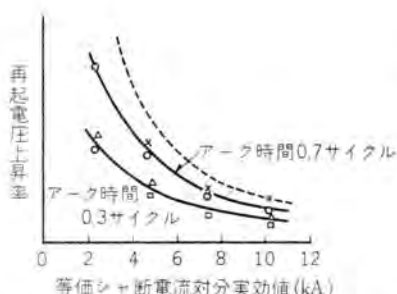


図 2.2 空気吹付シ断器単極等価試験結果

Fig. 2.2 Results of the equivalent test for air blast circuit breaker.

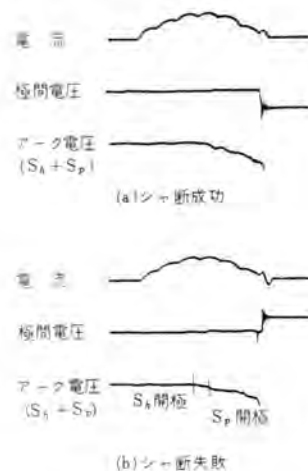


図 2.3 空気シ断器等価試験オシログラム

Fig. 2.3 Oscillograms recorded in the equivalent test for an air blast breaker unit.

そのおのおのについて、電流ならびに再起電圧の種々の値に関する シ断成否 の判定を行なった。一例として アーク時間 0.3 および 0.7 サイクル の、限界曲線と シ断 限界性能とを例示すると図2.2 のようである。図2.3には シ断 に成功した場合ならびに失敗した場合の代表的なオシログラム記録 を添付する。実シ断試験 では電流と再起電圧周波数とを両者独立に調整するのがむづかしいのに対し、この方式では アーク時間、シ断電流、再起電圧の調整がかなり自由にできるので、設計試験、とくに比較試験の方法としてはきわめて手ごろな方法である。

上述の方式はいずれも短絡発電機を シ断器 の アーク期間という短い期間だけ短絡することによって、発電機の有する 回転エネルギー のごく一部分を アークエネルギー に変換しているにすぎず、発電機の有する 回転エネルギー の使用方法としては、まだ決して有効な方法とはいえない。しかし低抵抗大容量のリアクトルを使用し、発電機の機械的エネルギーを秒程度の間にいったん 電磁エネルギー として蓄積し、これを 数サイクルの アーク期間中に アーク空間に放出することができれば、発電機の 回転エネルギー の使用方法としてはもっとも能率のよい方法となる。この見地にたつて筆者らは 最近蓄勢リアクトル を製作し、電流源回路の能力を拡大する方法を研究している。(10)

図2.4はこの方式の原理図である。すなわち電源として短絡発電機を使用し、発電機電圧を変圧器を通じ通減した後、イグナイトロップによって整流し、抵抗がきわめて低くインダクタンスの比較的大きいリアクトルに直流電流を秒程度かかって立ち上がらせ、リアクトルに十分なエネルギーを蓄積してから シ断器 を開極して、電磁エネルギーを アークエネルギーに変換するわけである。現在実施しているのは、2,000 kVA の小形の発電機と組合せた小規模のものであるが、アーク電圧 10 kV で 10 kA を 2 サイクル程度 流す

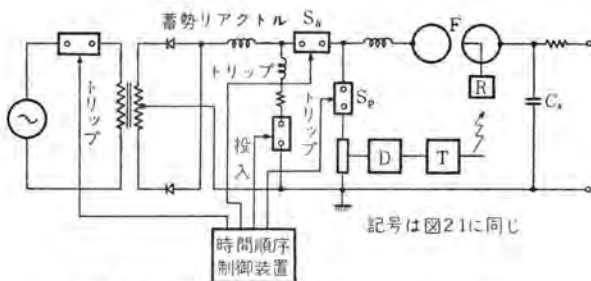


図 2.4 蓄勢リアクトルを用いた等価試験回路
Fig. 2.4 Circuit diagram of the synthetic test with low resistance reactor in the DC current source.

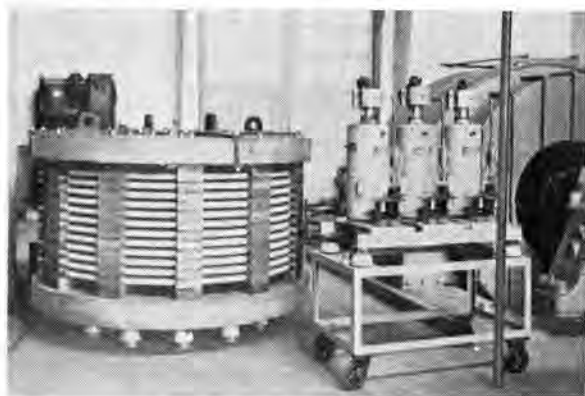


図 2.5 蓄勢リアクトルの外観
Fig. 2.5 The reactor for the equivalent test.

ことが可能である。すなわち電流源としての能力を10倍程度拡大することに成功している。図 2.5 は筆者らの使用している蓄勢リアクトルの外観である。なおこの方式では、アーク時間の制御を整流器の格子制御で行なうことはできないので、シャ断器の端子間を適当なインピーダンスで短絡する方法をとっている。

以上の三つの方法はシャ断器や大電流アークについての基礎研究ならびに開発試験にしばしば使用しているが、さらにアーク慣性の小さいシャ断器の開発研究方法としては少なくとも閉塞限界内においては、電流の波高値は小さくても、電流の零点傾斜ならびに再起電圧を一致させることでほとんど十分な場合が多い。筆者らはこのような場合に対しては、電流源にも短絡発電機を使用せず、ヒューズスタートまたは小形の直流発電機より高インダクタンスを通じて小電流を供給することによってアークを作成し、高圧振動回路だけを用いて試験している。

ようするに最近では次章で述べるようなアークの特性を考慮に入れて等価容量の拡大率を高めることを研究している。

3. 合成等価試験の具備すべき必要条件の検討

前節で述べたようにして、合成等価試験方法に関するいろいろな研究を行ってきた結果、その等価性の裏付けを得るためには、消弧現象の基礎的な究明が必要かくなからざる事からであることを痛感したので、回路方式

交流シャ断器の合成等価試験に関する基礎的考察・伊藤

の研究と並行して、短絡発電機や開発した合成等価試験方法を利用して大電流アークの消弧現象に関する詳細な研究を行なっている。

この節ではこれまでに得られた各種の実験結果を例示し、それをもとにして合成等価試験方法の具備すべき必要条件について論じる。

3.1 電流零点近傍のアークの特性からの検討

シャ断器のシャ断成否が決定されるもっとも重要な期間であり、したがって合成等価試験方法の妥当性を検証する上においてもっとも重要な期間であるので、各種の消弧現象に関する測定結果をやや詳細に論じる。

(1) 実験結果

a. 高速気流中のアーク

図 3.1 に示すような回路を用いて、ノズルによって形

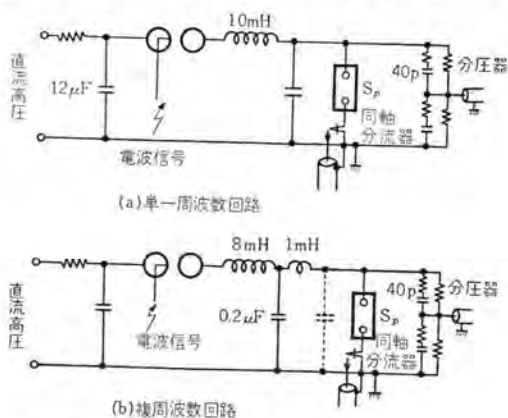


図 3.1 高速気流中アークの実験に使用した回路
Fig. 3.1 Circuit diagram used in the experiment of arcs in high speed air flow.

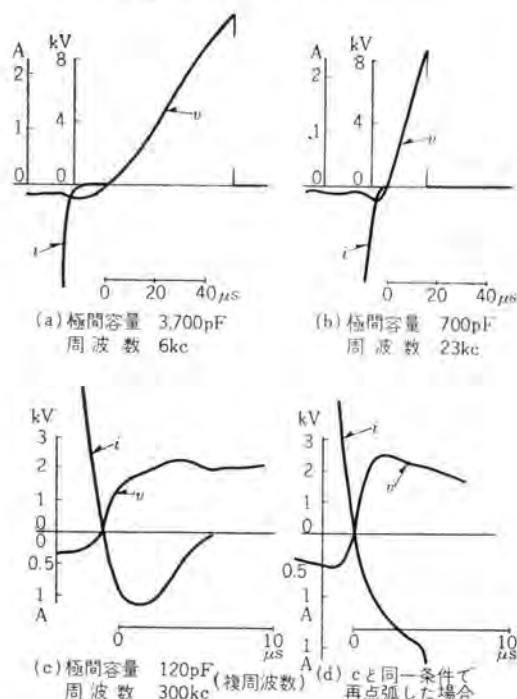


図 3.2 ノズル中のアークの零点近傍のオシログラム
Fig. 3.2 Oscillograms of voltage and current around current zero in a nozzle.

成された高速気流中にヒューズスタートでアークを発生させた場合の電流零点近傍の電流電圧波形を図3.2に示す。

図3.2(a)は図3.1(a)に示す単一周波数回路で、電極間容量が3.700 pF、再起電圧の周波数6 kcの場合の電流、電圧波形である。電流零点寸前で電流はしばらく、消弧ピークの点でほとんど零になっている。その後再点弧点までは電流に零休止があらわれている。

電流零点を中心としてあらわれるこの零休止は、回路のインダクタンスが一定の場合、極間容量が小さくなればそれに応じて減少していく。図(b)は極間容量約700 pF、再起電圧の周波数約23 kcの場合のオシログラムであるが図(a)の場合に比較して零休止はかなり小さくなっている。

極間容量がある程度以下になり、再起電圧の周波数が大きくなると、ついには電流の零休止は消滅し、消弧が行なわれる場合にはいわゆる残留電流が流れ、再点弧が行なわれる場合には零点で電流が継続してつながり、いわゆる熱的破壊による再点弧が生じる。図(c)は図3.1(b)に示すように極端に周波数および振幅率の異なる複周波数回路で極間容量が120 pF、高周波分の周波数約300 kcの場合に流れる残留電流の波形を、図(d)は再点弧した場合の波形を示したものである。いずれの場合も零休止は認められず、消弧能否はアーク空間の熱的耐力によって決定されている。

なお上記の実験と並行して、コンデンサからの振動電流の前に、Weil回路によって零点近傍の傾斜の等しい商用周波数電流を重ねた実験をも行なったが、電流零点のごく近傍における現象にはほとんど差異は認められなかった。

b. 油中アーク

図3.3は短絡発電機から電力を供給して油中アークを発生させた場合の、消弧電流零点ごく近傍のアーク電流、電圧波形を示したものである。

同図(a)、(b)、(c)は限流リアクトル7 mH、極間容量はそれぞれ0.2 μ F、0.01 μ F、および700 pFの場合の電流電圧波形である。なおおのおの場合について掃引速度のことなる二つのブラウン管装置で測定記録された波形が示されている。

油中自然アークは高速気流中のアークに比較してアーク時定数が大きいこと、自力要素を有しているのでつねに臨界点近傍で消弧が行なわれることなどのために、極間容量がかなり大きい場合でも零点近傍における電流の零休止は認められず、0.2 μ Fの極間容量、4 kcの再起電圧周波数の条件ではじめて零休止があらわれている。しかしこの場合にも再起電圧波高値の近傍でふたたび残留電流が流れている。

c. 細隙アーク

メラミン板からなる細隙中にヒューズスタートによりアークを作成して実験を行なった。電源には短絡発電機を使用した。

図3.4は電圧3.3 kV、限流リアクトル20 mHの回路をシャ断した場合のオシログラムであり、同図(a)は極間容量500 pFの場合、(b)は0.2 μ Fの場合である。極間容量がかなり大きくても零休止はなく、電圧零点後にかなりのコンダクタンスが残存していて、シャ断能否はアーク空間の熱的耐力によって決定されている。

また電流零点寸前にはかなり大きな消弧ピークが現われる。

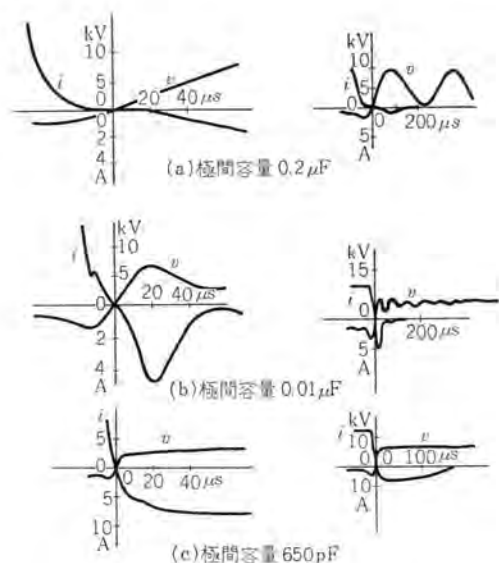


図 3.3 油中アークの電流零点近傍のオシログラム

Fig. 3.3 Oscillograms of voltage and current around current zero of arcs in oil.

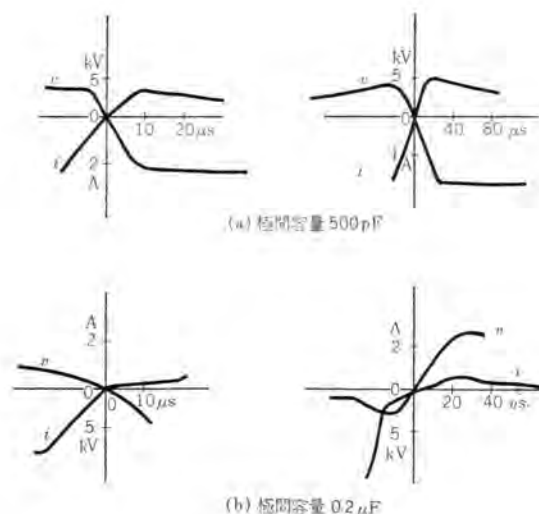


図 3.4 細隙アークの零点近傍のオシログラム

Fig. 3.4 Oscillograms of current and voltage around current zero of arcs in a narrow air gap.

d. SF_6 ガス中の アーク

2 kg/cm^2 の SF_6 中の アーク に関する実験結果である。短絡発電機から 400 A を流し、極間容量をいろいろと変化させて実験したときに得られた電流零点近傍のオシログラムを図 3.5 に示す。同図 (a) は極間容量が小さく固有再起電圧周波数が 35 kc の場合の消弧零点におけるオシログラムであり、同図 (b) は再点弧が生じた零点におけるオシログラムである。また同図 (c) は再起電圧周波数が 6 kc の場合の消弧零点におけるオシログラムである。なおいずれの場合も掃引速度の異なる二つのラウンダ管装置で測定した記録が示されている。

(a), (b) の場合は零点近傍で電流はなめらかにつながり、シャ断に成功した場合には残留電流が流れ、失敗した場合には電流は零休止なく続いている。極間容量が小さく再起電圧周波数が低い場合には電流は電圧零点前

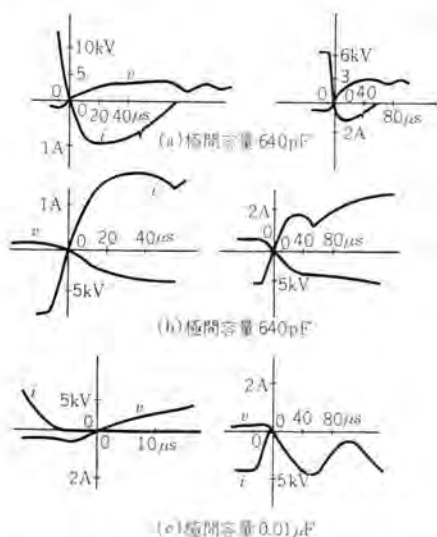


図 3.5 SF_6 ガス中の アーク の電流零点近傍の オシログラム
Fig. 3.5 Oscillograms of current and voltage around current zero of arcs in SF_6 gas.

にすでに測定不可能なまでに小さくなっている。

e. 固体ガスを吹き付けた アーク

放形電力ヒューズを利用して、固体ガスを吹き付けた場合の アーク に関する実験を行なった。試験方法としては Weil 回路方式を使用し、再起電圧の上昇率および回復電圧の値を大幅に変化させ、波高値 $5,000 \text{ A}$ の電流に対する零点近傍の電流電圧の様相を測定した結果が図 3.6 である。

同図 (a) は再起電圧周波数が高い場合に生じる熱的再点弧の典型的なオシログラムであり、(b) は再起電圧周波数が低い場合に生じる絶縁破壊による再点弧の典型的な波形を示したものである。図 (a) の場合零点近傍で電流は連続的につながり、再点弧点における電圧の下降はそれほど急激ではなく連続過程をへて再点弧が行なわれて

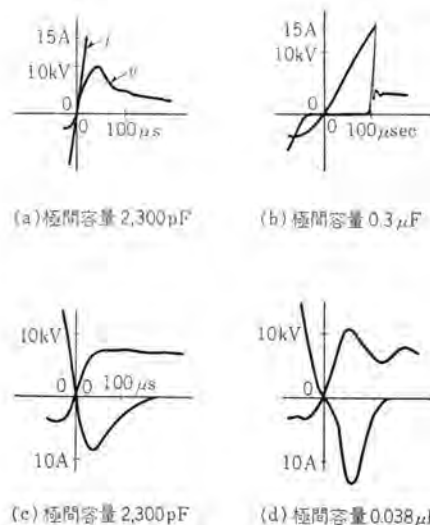


図 3.6 固体ガスを吹き付けた アーク の零点近傍の オシログラム
Fig. 3.6 Oscillograms of current and voltage of arcs blasted by deion gas.

いる。図 (b) の場合は電流零点前に電流は測定不可能なまでに減少し、その後再点弧点まで零休止が生じている。再点弧点における電流の上昇および電圧の下降は不連続的に行なわれている。

図 (c) および (d) はそれぞれ固有再起電圧の周波数が約 30 kc および 8 kc の場合に、ヒューズがシャ断に成功したときのオシログラムである。かなりの残留電流が流れ、再起電圧は残留電流によってその固有の値から大きく変歪している。

(2) 測定結果から得られる結論と合成等価試験の具備すべき必要条件の検討

前節で述べた各種の アーク の電流零点近傍のオシログラムは次のことを明らかにしている。

a. 同一の シャ断器 でも極間容量を変化させ、再起電圧の周波数を広範囲に変化させた場合、必ず二つの再点弧形式が出現する。その一つは極間容量が小さく、再起電圧の周波数が高い場合に生じる熱的再点弧であって、残留電流と再起電圧との積としての アーク 空間への入力と シャ断器の消弧力との間のエネルギー平衡によってシャ断能否が決定されるものである。他の一つは極間容量が大きく再起電圧の周波数が低い場合に生じる純粋の絶縁破壊による再点弧であって、再点弧点までに電流の零休止があらわれ、再点弧点でいわゆる Paschen の法則に従う絶縁破壊が生じるものである。

固有周波数が中程度のときには、熱破壊と絶縁破壊とが有限の存在確率をもって存在する。

もちろん絶縁破壊へ移行する周波数ないし極間容量は、シャ断器の消弧原理の相違によってかなり異なる。一般に油吹付 アーク 高速気流中の アーク ではこの

遷移周波数が非常に高く、細隙アーク がもっとも低い。
b. 同一 シュ断器 でも残留電流が流れて シュ断 する場合と流れない場合とがある。インダクタンス が同一であれば、極間容量が小さいほど残留電流が流れやすい。
しかして残留電流が流れる場合には電流は零点近傍において連続的に継続するが、極間容量が大きくて残留電流が流れないときには、一般に電圧零点前に電流が測定不可能なまでに減少する。電流零点寸前の電流減少の様相は、その時間的位置における回路の サージインピーダンス と アーク の特性との相互関係によって定まる。

ようするにいかなる シュ断器 においても、回路の固有再起電圧周波数が高い場合には、再点弧は熱的なものであって、シュ断 に成功するときにはかなりの残留電流が流れ、再点弧するときには零点近傍で連続的に継続する結果、再起電圧はその サージインピーダンス に応じて固有の値から大きく変化する。このような条件に対して合成等価試験方法を適用する場合には、回路の周波数だけでなくその サージインピーダンス が想定している実回路のそれと等しくなければならないことは明らかである。

一方再起電圧周波数が低い場合には、電圧零点後に残留する電流はほとんどなく、再点弧は純粹の絶縁破壊形式をとるので、再起電圧の波形だけを実回路のそれと一致させれば十分であるとの考え方もあるが、この場合にも電圧零点前に行なわれる電流の減少は消弧室の絶縁耐力回復の開始点を与えるという意味において非常に重要であって、その様相は回路の サージインピーダンス によって大きく影響されるので、シュ断器 の性能を正確に検証するためには、再起電圧波形を一致させるだけでなく、やはり サージインピーダンス も想定している実回路のそれと一致させることが必要である。

3.2 電流ループの特性からの検討

図 3.7 ～ 図 3.9 は各種の 高圧シュ断器 の短絡発電機による シュ断試験 の際に得られた オシログラム を示したものである。図 3.7 は定格電圧 300 kV、シュ断容量 15,000 MVA の ウォッチケース形油シュ断器 (250-GW-1500) の 1/8 極を発電機電圧 15 kV、短絡電流実効値 26,600 A の条件で試験した場合の記録である。給与電圧は定格電圧 (1/8 極分) よりもかなり低いが、アーク電圧 は電流零点近傍をのぞいては回復電圧に比して無視できるほど小さく、アーク電圧 による電流の変歪は認められない。

図 3.8 は定格電圧 84 kV、定格シュ断容量 1,500 MVA の 空気吹付シュ断器 1/2 極 に対して 100メートル故障 を模擬した複周波数回路を与えた場合の 電磁オシログラム および電流零点近傍の極間電圧の ブラウン管オシログラム を示

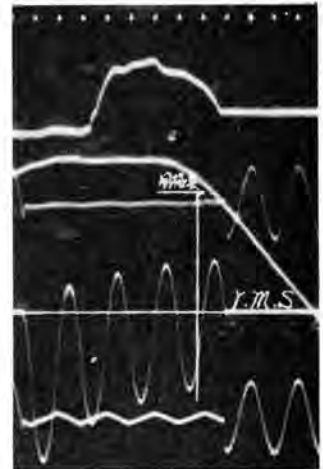
タイムマーク (60 c/s)

操作ロッド行程

シュ断器極間電圧

短絡電流

発電機電圧



(a) 電磁オシログラム による記録

(b) 電流零点近傍の極間電圧
(再起電圧の波高値 19 kV タイミング は50 kc)



図 3.7 定格電圧 300 kV、シュ断容量 15,000 MVA の ウォッチケース形油シュ断器 の 1/8 極試験の場合の オシログラム (発電機電圧 15 kV、短絡電流実効値 26,600 A)

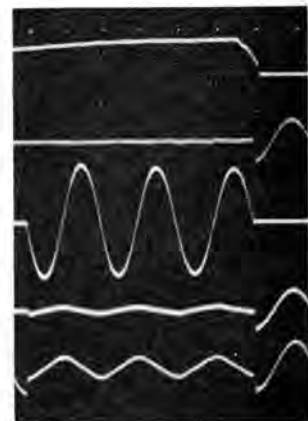
Fig. 3.7 Oscillograms recorded in a test of a high voltage oil circuit breaker.

タイムマーク (60 c/s)

極間電圧

短絡電流

発電機端子電圧



(a) 電磁オシログラム

(b) 電流零点近傍の極間電圧

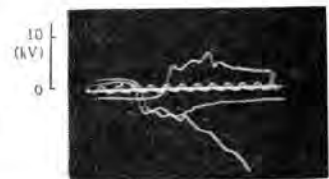


図 3.8 100メートル故障 を模擬して複周波数回路の シュ断 を行なった場合の オシログラム。供試器は定格電圧 84 kV の 空気シュ断器 1/2 極 短絡電流 9,000 A RMS 発電機電圧 25 kV

Fig. 3.8 Oscillograms recorded in a test for the behavior of an circuit breaker in the case of short line fault.

したものである。短絡電流実効値は 9,000 A である。アーク電圧は発電機電圧に比して無視できる。しかしながら複周波数波の初期振幅に比して無視できない。

図 3.9 は定格電圧 24 kV、定格シュ断容量 300 MVA の

極間電圧

短絡電流

発電機端子電圧

(a) 電磁オシログラム

(b) 極間電圧のオシログラム
(再起電圧波高値 84kV)

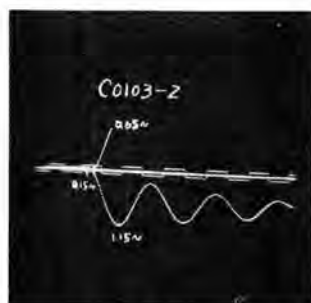
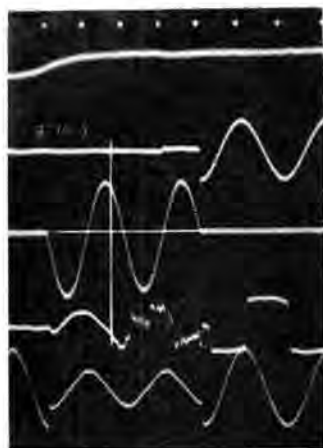


図 3.9 定格電圧 24 kV の 空気シ断器 の オシログラム 発電機電圧 41.5 kV, シ断電流 3,200 A

Fig. 3.9 Oscillograms recorded in a test of air blast circuit breaker.

空気吹付シ断器 (20-AHW-30) で発電機電圧 41.5 kV, シ断電流 3,200 A の回路条件をシ断した場合のオシログラムである。電流零点近傍のをぞいてはアーク電圧は回路の回復電圧に比して無視できる。

上述のように一般に 高圧シ断器 ではアーク電圧が電流零点のごく近傍を除いては、回復電圧に比してきわめて低いので、アーク電流はアーク電圧を無視し外部回路の常数だけを考慮して計算した値にほとんど等しい。したがって電流源電圧が低くても、適当にそのインピーダンスを低めることによって、計算から予測される実回路の場合の電流値と同一の電流を流通することができれば、大電流ループに関して合成等価試験方法の具備すべき条件としては十分となる。

しかしながらシ断現象の本質をいくぶん掘り下げて考えてみると、シ断能否が決定されるのはシ断電流零点近傍のごく短期間であるから、その期間における消弧能力を決定する要素となる消弧室内の圧力、温度、消弧媒体の流速、アーク空間の電子およびイオンの密度分布等を実試験のそれとなんらかの方法で一致させることができれば十分である。すなわち電流零点に影響を及ぼさない電流零点をはるかへだたる前の電流波形までも一致させる必要はなく、少なくとも電流の履歴過程が零点に直接影響を与える範囲まで、電流の波形が想定している

実試験のそれと一致しておれば十分であるといえるのである。

電流の履歴過程が零点におよぼす影響は、シ断器の種類によっていろいろとこととなるが、ノズル形の空気シ断器はこれらの条件を等価的に実現することがもっとも容易である。それは強力な強制気流の存在によって消弧室の熱慣性が小さいために、遠い電流の履歴が消弧室内の零点近傍の mass flow やアーク空間の電子あるいはイオンの分布にあまり大きな影響をおよぼさないからである。そのかわり熱慣性が小さいから、その範囲内では電流を一致させることがぜひ必要である。

実際筆者らのモデルシ断器に関する実験結果あるいは ERA, ⁽¹²⁾ KEMA ⁽¹³⁾ 等における実験結果によれば、少なくとも 2 ms 以前における熱的状態は、電流零点近傍の物理状態にはあまり影響を及ぼさず、その範囲内における電流波形すなわち電流傾斜が完全に一致しておれば、シ断器はほとんど同一のシ断特性を示すようである。

自力形油シ断器の場合や、さらに磁気シ断器の場合には問題は複雑である。電流零点における消弧室の物理条件は、かなり遠い電流の履歴に複雑に支配される。しかしながら多くのシ断器に対しては電流零点寸前の比較的短時間における電流波形を一致させ、かつアーク期間中のアークエネルギーの積分値を実試験のそれと一致させれば、たとえ電流零点をはるかへだたる前の電流波形が同一でなくても、かなりよい近似を与えることが可能である。

4. 合成等価試験の回路常数の検討

前章では各種のアークに関する実験結果を例示して、合成等価試験方法の具備すべき必要条件について論じたが、本章ではこれらの必要条件を備えた合成等価試験回路を具体的に実現するための回路常数について論じる。

4.1 電圧源回路の常数

合成等価試験方法の高電圧源としては、AEG の Weil 回路、ソ連の Chernuishev の回路、および当所で実施している回路等で利用されている充電されたコンデンサとリアクトルとを用いるもの、Skeats の回路、Sprecher and Schuh の回路等で利用されている昇圧変圧器を用いるもの、日立の回路で実施されている直流電圧と高抵抗とを用いるもの、Calor-Emag の回路で利用されている衝撃電圧発生装置を利用するもの等多くの提案が行なわれているが、⁽¹¹⁾ 3.1 節で述べた必要条件を容易に満足できるのは充電されたコンデンサとリアクトルを零点寸前に投入する方法だけであるので、この方法に議論を限定す

る。

周知のように、回路投入時における高圧電源からの電流の極性が電流源回路からの電流に対して補助シ断器では逆極性に、供試シ断器では同極性になるように印加されるので、供試シ断器を流れる電流が零値に達する前に補助シ断器は回路をシ断してしまう結果、零点近傍で供試シ断器の端子間に接続されている回路としては高圧源だけを考えればよい。

まずシ断点の瞬時回復電圧が想定している実回路のそれと等しくなければならないことは明らかである。そのためには電圧源コンデンサ C_s の充電電圧 E_s を次式のように選ばなければならない。

$$E_s = E \cdot \exp R \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \pi$$

ここに E は想定している実回路の瞬時回復電圧であり、 L_s は直列インダクタンス、 R はアーク抵抗をも含めた高圧振動回路の抵抗分である。式中指指数関数の項は高圧振動電流の半サイクル中の減衰係数であり、充電電圧とアーク電圧との比によって異なるが、通常 0.8 ぐらいに考えればよい。

かくして瞬時回復電圧を等しくえらぶことができれば直列インダクタンス、極間容量、インダクタンスに分布する容量等を想定している実回路と同一にすることによって、電流零点近傍の電流傾斜、再起電圧の上昇率などは自動的に想定している実回路のそれと等しくなる。再起電圧回路のサージインピーダンスも等しくなることはもちろんである。このようにして単一周波数回路、複周波数回路、分布定数回路等の回路条件を任意に実現することが可能である。

高圧振動電流の周波数は、できるだけ低いほうが電流波高値も大きくなり、制御も楽になるので、有利であるのは申すまでもないが、この値を制限するものは大容量コンデンサの設備上の問題である。一般に高圧振動回路は非常に重要であって、ある程度低い周波数にすることが望ましいが、大抵の場合 500 c/s 程度にすればさしつかえないと考えられるので C_s としては

$$C_s \geq 100/L_s \text{ (mH)} \text{ (}\mu\text{F)}$$

ぐらいを考えればよい。この程度の C_s にすれば、残留電流のかなりある場合の充電電圧の減衰による再起電圧のヒズミも、ほとんど無視することができることは、計算から確かめることができる。これについては文献(4)を参照されたい。

なお高圧振動回路の電流は電流源回路の電流、すなわちその等価試験に対応する実回路の電流に比較して、波高値はきわめて小さく、持続時間も短いので、高圧源のインダクタンスは通常の短絡試験設備に使用される限流リア

クトルに比較して、浮遊容量が小さく共振周波数のきわめて高いものを手軽に製作できるので、最近問題になっているキロメートル故障のような複周波数再起電圧の試験などにはとくに威力を発揮することができる。なお試験送電線を付加することもきわめて容易である。

4.2 電流源回路の常数

3.2 節で述べたように、高圧シ断器のアーク電圧は回路の回復電圧にくらべて無視できるので、アーク電流は計算から推定することが可能である。

これまでに提案されている大部分の等価試験方式のように⁽¹¹⁾ 電流源として直接短絡発電機を使用する場合には、発電機電圧をアーク電圧の数倍にえらび、計算によって推定した短絡電流が得られるような短絡インピーダンスを選ばばよい。⁽⁵⁾

当所で実施しているように電流源回路に直流を使用する場合には、大電流波形は想定している実回路のそれとはかなり異なるが、筆者らは 3.2 節で述べたように、所定のアーク時間におけるアークエネルギーの積分値が大体一致するように直流波形を調整すればよいと考えている。空気吹付シ断器あるいは Multiflow 油シ断器のように、電流零点近傍を除いてはアーク電圧が極端な平たん特性を示すシ断器では、所定のアーク期間中の電流の積分値が一致するようにすればよい。さらに一步進んで熱慣性の非常に小さい空気吹付シ断器では、3.2 節で述べたように、電流零点をはるかへだたる前における電流波形までも考慮することは必要条件ではなく、電流零点前の比較的短期間における電流波形を一致させればよく、極端な場合には電流源回路をアーク時間設定のためにだけ用いればよい場合、電極を最初から開極しておいてヒューズスタートで発弧し、高圧振動回路だけで試験すればよい場合などもある。

5. む す び

数年前から当所で行なっている合成等価試験方法に関する研究の過程を述べ、等価性についての裏付けを得るためにその研究と並行して行なって来た各種のアークに関する実験結果を提示して合成等価試験方法の具備すべき必要条件を検討し、その結果えた結論を用いて合成等価試験回路の有すべき合理的な回路常数について論じた。

本稿で得た結論を要約すれば

1. 回路の固有再起電圧周波数が高い場合に流れる残留電流とそれによる再起電圧の変歪、周波数が低い場合に生じる電圧零点前における電流減少の様相等が回路のサージインピーダンスによって大きく影響され

るので、 シヤ断 にもっとも重要な電圧零点前後の数
百 μs の時間的位置における回路の サージインピーダンス
は合成等価試験回路と想定している実回路とで必ら
ず一致していなければならない。

現在までに提案されている等価試験方法のうちで
この条件を完全かつ容易に満足できる唯一の方法は
Weil 回路ではじめて用いられその後 ツ連 の Che-
 rnshev の回路、当所で実施している回路等に応用
されている。充電されたコンデンサを電流零点前に投
入するという方法である。

2. シヤ断 能否 に直接関係するのは、電流零点近傍に
おける シヤ断器 消弧室の物理状態であるから、なん
らかの方法でそれを合成等価試験回路と実回路とで
完全に一致させることができれば、少なくとも シヤ
 断性能 の検証試験としては十分であって、零点近傍
の物理状態には直接影響を与えない零点をはるかへ
だたる前の電流波形までも完全に一致させる必要は
ない。このことは大きな等価容量の拡大率を与える
可能性がある、
ということである。

以上で筆者らの現在までの研究結果をもとにして行な
った合成等価試験方法に関する基礎的考察を終わるが、
ここで今後さらに詳細に進めるべき研究課題を付言すれ
ば

1. いわゆる 空気 シヤ断器 ノズルの閉塞現象と電流源に
直流源を用いた合成等価試験方法との関係
2. 大電流波形の相違による 各種自力形 シヤ断器 の

シヤ断 零点近傍の物理状態の変化
などである。

これらの研究が進められた暁には、手軽に実施できか
つ経済的な合成等価試験方法が少なくとも シヤ断器 の設
計試験、消弧現象の究明に関する試験などに関しては、
大容量の短絡試験設備に匹敵する威力を発揮するときに
来るものと信じている。

終わりに終始ご指導いただいた当研究室の研究員潮恒
郎博士、大容量の シヤ断 試験 に関する資料を提供して下
さった伊丹製作所の瀬渡技師、ご援助いただいた当研究
室の八代、大倉、宮本の各技師に深甚の謝意を表する。

(昭35—9—1 受付)

参 考 文 献

- (1) Hochrainer, A : ETZ-A Bd. 81 H. 10, 1960 p. 349.
- (2) Akodis, M. M. : Elektrichestvo, No. 5 p. 42 (1957).
- (3) Kaplan, V. V. & Nashatiry, V. M. : Elektrichestvo,
No. 11, p. 29 (1958).
- (4) 潮・伊藤 : 電学誌, 77, No. 824 p. 20.
- (5) 山崎 : 日立評論, 40, p. 1047 (昭 33).
: 電学誌, 79, p. 896 (昭 34).
- (6) 西条・大塚 : 電気東京支部大会 (昭 34-11).
- (7) 昭 35 電気連大シンポジウム予稿, S-4.
- (8) 潮・伊藤 : 昭 30 関西支部連大予, 1 p. 11.
- (9) 新井・他 : 「三菱電機」, 33 No. 9, p. 1378.
- (10) 伊藤 : 昭 33 関西支部連大予 87.
- (11) 潮 : 電力 44 巻 3号.
- (12) Cassie, A.M. : E. R. A Tech. Rep G/T 230.
- (13) Horst, D. Th. J. ter ; Rutgers, G. A. W. & Bisht, V.
K. : CIGRE, 106 (1960).

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所属場所
35-12-7	電気書院	誘導電動機の起動法とその装置	宇佐見重夫	名古屋
"	日本工業経営学会誌	作業研究の考え方	奈 川 敏 雄	本 社
"-12-13	電気学会誌	鉄板圧延装置への自動制御の導入	加 藤 又 彦	伊 丹
"	電気学会誌	整流器系の特性と電圧分割法	加 藤 又 彦	伊 丹
"-12-26	電気商品連盟	旅館の照明 (その 3)	小堀富次雄	本 社
"	照明普及会	きしゃのたびと大船観音の水銀灯照明	小堀富次雄	本 社
"	電気学会	ホール効果を利用した関数発電器	加 藤 又 彦	伊 丹
"	"	直流—交流、半導体逆変換装置	加 藤 又 彦	伊 丹
"-12-27	関東電気協会	電力ヒューズ	岩 崎 行 夫	伊 丹

永久磁石発電機の図式解析

姫路製作所 三 木 隆 雄*

Graphical Analysis of Magneto Generators

Himeji Works Takao MIKI

A paper made public by the A.I.E.E. on the subject of magneto generators explains methods of analyzing operating flux, voltage regulation and transient phenomena of an equivalent magnetic path built up through the calculation of magnetic reluctance and leakage resistance. These methods are excellent with their capability of continuous and mechanical calculation, but are handicapped by the difficulty of solving numerical formula when each of constants is treated as variables concerning magnetic flux. This paper deals with graphical representation of flux state in a magnet, and based on this treats methods of calculating operating flux, flux under loading, transient phenomena and eddy current around the magnet. Mutual demagnetizing action of paralleled magnets and leakage flux for a ring magnet are also taken up as a subject of consideration.

1. ま え が き

永久磁石の長足な進歩により高出力の磁石発電機が製作され航空関係、加速器電源、内燃機関点火用等各種の用途に使用されている。これらの磁石発電機に関する諸現象は逐次解明されつつあるが不明の点が多々あり、なおいっそうの努力が必要とされている。このうち永久磁石のふるまいに関し FRITZ・STRAUS 氏らによりかなり明確に解明されているがこの論文では大形発電機で必要になる分割磁石のふるまい、磁石周辺の渦流路の永久磁石に及ぼす影響、特殊形状磁石のふるまい、などにつき永久磁石の内部動作を基にして図式的に解析し、まとめたものである。

2. 永久磁石の漏洩とその動作点

図 2.1 (a) のように磁石を着磁器中に入れ スイッチ S を閉じれば磁石は図 (c) B_s 点(飽和点)に達する。スイッチ S を開けば着磁器鉄心中には磁石より生ずる磁束で満たされ着磁器中の磁位降下を無視すれば図 (c) B_r 点に達する。着磁器より磁石を出した状態すなわち図 (b) の状態は磁石中より出る磁束は全部空気中を通り磁石自身で定まる パーミアンス(基本パーミアンス)により漏洩 ϕ_l を生ずる。かような動作点は図 (c) P 点で表わされる。つぎに磁石をふたたび着磁器中に入れれば マイナーステリシスループ(可逆導磁率曲線)(点線)を通して B' 点に至る。以後磁気抵抗の変化に対し マイナーステリシスループを移動するがなんらかの現象により P 点を越すような大きな減磁作用があれば P 点以下たとえば P' 点にくる。マイナーステリシスループの幅 B_H の最大値は磁石発電機に使用される

ような高エネルギー磁石では約 200~400 ガウスであり、その中心線 PB' のような直線形でおきかえてもその誤差はわずかである。

3. 磁石単体の漏洩磁束

図 2.1 (b) の状態における磁石中の磁束は次のように計算できる。反磁場係数を $\bar{N}$ とすれば

$$\bar{N}I = \frac{B_d}{H_d} = \frac{4\pi}{N} \quad (3.1)$$

であり $\bar{N}$ は磁石の寸法比 (L/D) の関数で図 3.1 のようになる。また $\tan\theta$ は磁気伝導度係数(permeance)

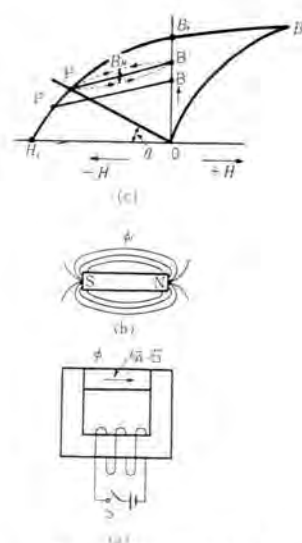


図 2.1 磁石の基本動作
Fig. 2.1 Operation principle of permanent magnet.

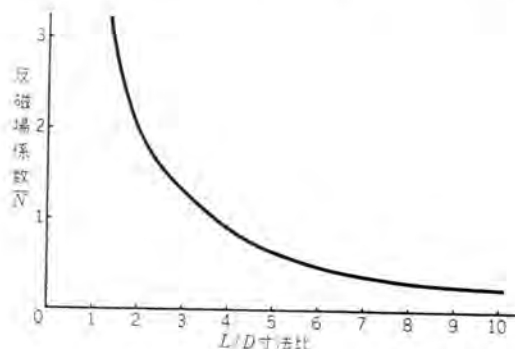


図 3.1 反磁場係数

Fig. 3.1 Demagnetizing factor.

coefficient) といわれている。

以上式 (3.1) で磁石単体の動作点がわかるから、このときの磁石周辺の基本パーミアンスは図 3.2 から

$$P_m = \frac{B_d S_m}{H_d l_m} = \frac{4\pi S_m}{l_m N} \quad (3.2)$$

図 3.2 動作点
Fig. 3.2 Stabilized point.

S_m : 磁石の断面積

l_m : 磁石の長さ

4. 磁石端に導磁片がついたときの Permeance

図 4.1 の形状のもので磁束通路を楕円と考えれば面 1 のパーミアンスは

$$P_1 = \frac{B}{\pi} \log \left[1 + 2 \frac{A + \sqrt{A^2 + Al_m}}{l_m} \right] \quad (4.1)$$

また側面 2 のパーミアンスは

$$P_2 = \frac{C}{\pi} \log \left[1 + 2 \frac{A + \sqrt{A^2 + Al_m}}{l_m} \right] \quad (4.2)$$

磁石周辺の全パーミアンスは $2(P_1 + P_2) + P_m$ となる。



図 4.1 極片付磁石
Fig. 4.1 Pole arrangement.

5. 実装状態のリーケージ

以上 4 項で磁石端に特殊な極片をつけたときのリーケージパーミアンスとその動作点についての計算式を示したが実際の磁石発電機ではこのような極片が付くことはなく一般には図 5.1 (a) の形状のものである。この発電機では図 5.1 (b) のようなリーケージパスがあり $P_1 \dots P_7$ は各リーケージパーミアンスを示したものである。図 5.1 (c) における符号より各部のパーミアンスを計算すれば

$$P_1 = \frac{W}{\pi} \log \left(1 + 2 \frac{t + \sqrt{t^2 + tg}}{g} \right) \quad (5.1)$$

$$P_2 = \frac{QW}{g} \quad (5.2)$$

$$P_3 = 2 \frac{Q}{\pi} \log \left(1 + 2 \frac{U + \sqrt{U^2 + gU}}{g} \right) \quad (5.3)$$

$$\text{ただし } U = \frac{l_m - g}{2}$$

$$P_4 = P_m K \quad (5.4)$$

ただし K は磁石下端に P_1, P_2, P_3, P_4 などがあるため磁石単体のパーミアンスより下端を除いたものすなわち $K = \frac{2N+W}{2(N+W)}$ となる。 P_5 はポール面における磁束の通路を直線 (発電機内径 r が小的时候だけ、大きいときまたは Instator leakage permeance の算定には楕円磁路と考えて式 (5.1) のような形状になる) と考えると

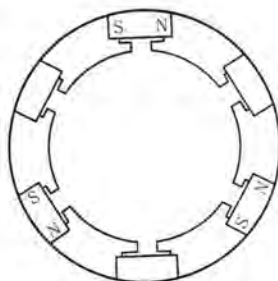
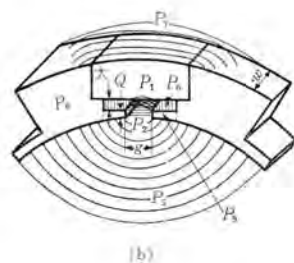


図 5.1 (a) 磁石発電機の極配列

Fig. 5.1 (a) Pole arrangement of magneto generator.



(b)

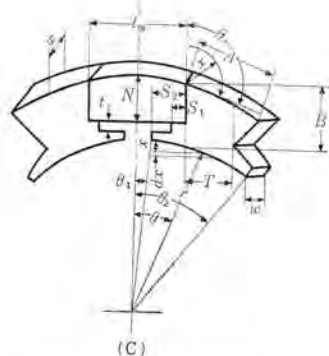


図 5.1 (b) (c) パーミアンス
Fig. 5.1 (b) (c) Permeance.

$$dP = \frac{W dx}{2r \sin \theta}$$

$$P_5 = \int_{\theta_1}^{\theta_2} dP$$

$$= \frac{W}{2} (\theta_2 - \theta_1)$$

$$\dots\dots\dots (5.5)$$

P_6 は磁石の起磁力が分布するため図 5.2 P_T が飽和しないと考えると X 点の permeance dP は

$$dP = \frac{W dx}{t}$$

この dP に加わる起磁力は $F_x = H(S_1 + x)$ であるから

$$\begin{aligned} \Phi &= \int_0^{s_2-s_1} \frac{WH}{t} (S_1 + x) dx \\ &= \frac{WH}{t} \left\{ S_1 (S_2 - S_1) + \frac{(S_2 - S_1)^2}{2} \right\} \end{aligned}$$

磁石の両端よりながめた permeance は

$$P_6 = \frac{W}{t l_m} \left\{ S_1 (S_2 - S_1) + \frac{(S_2 - S_1)^2}{2} \right\} \quad (5.6)$$

P_7 は図 5.1 (c) において $dP = \frac{W dx}{l_m + 2\theta x}$ この式を 0 から

$$A \text{ まで積分して } P_7 = \frac{W}{2\theta} \log \frac{l_m + 2\theta A}{l_m} \quad (5.7)$$

つぎに Pole side より出る磁束に対する permeance は

$$P_8 = 2 \frac{B}{\pi} \log \left(1 + 2 \frac{T + \sqrt{T^2 + T l_m}}{l_m} \right) \quad (5.8)$$

以上式 (5.6) 中 P_T が飽和しておれば

$$\begin{aligned} \Phi &= \int_{s_1}^{s_2} \frac{W}{t} \left\{ Hx - \int_0^x H'(\phi) dx \right\} dx = \frac{W}{2t} H (S_2^2 - S_1^2) \\ &- \frac{W}{t} \int_{s_1}^{s_2} \int_0^x H'(\phi) dx \cdot dx \quad (5.9) \end{aligned}$$

より Φ を決定する必要がある。全 permeance は

$$\Sigma P = P_1 + P_2 + P_3 + \dots\dots\dots + P_8$$

を計算すれば任意の磁石起磁力に対する漏洩磁束密度は

$$\phi = H l_m \Sigma P$$

$$B = \frac{H l_m}{S_m} \Sigma P$$

$$\therefore \tan \theta = \frac{B}{H} = \frac{l_m \sum P}{S_m} \quad (5.10)$$

式 (5.10) で表わされた角度で原点より線を引き $B-H$ 曲線との交点を求めれば第1動作点 (Stabilized point) が得られる。

上式による実測値と計算値につき図示したものが図 5.3 (a) である。つぎにステータを入れた場合は前述のようにマイナーループに沿って動作するが、この場合 Leakage permeance P_s はステータコアにより分布することができず、なくなるかまたはステータコアの形状により一部分だけ残る。このことは P_s に相等した磁束がステータコア中を通ると考えてよく図 5.3 (b) では a-c 間が磁石より出る全磁束、a-b 間はステータコア中を通る有効磁束、b-c 間は漏洩磁束を表すものである。この P_s は、小さく当所で設計されている点火用磁石発電機などでは全漏洩

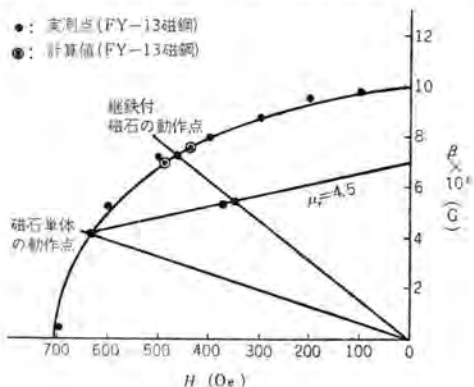


図 5.3 (a) 動作点の計算値と実測値
Fig. 5.3 (a) Stabilized point of calculation and measurement.

磁束の 10% 内外である。

6. 永久磁石の相互減磁作用

磁石内の磁束が並行に通るとき、すなわち磁石断面積が大きくなるほど図 3.1 $\bar{N}$ 曲線より明らかなとおり $\bar{N}$ が大きくなり、したがって動作点は磁束密度の低下する方向へさがる。大きな出力を必要とする磁石発電機では必然的に大きな磁石が使用されるが、磁石 1 個当たりの体積が増大することは磁石内におけるブローホールの生成 cooling velocity の各部の相違などにより規定の減磁曲線が得にくくなったり、磁石を鋳込むとき湯回りがいちじるしく悪化したりする。このため図 6.1 のように適当な大きさの磁石に分割の上鋳込まれるが、鋳造時には各磁石をくっつけずに適当な間隔をあけるほうが動作点の低

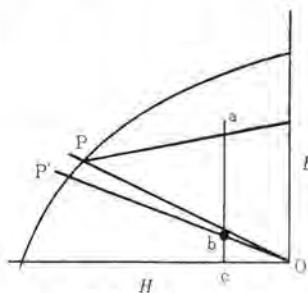


図 5.3 (b) 動作点
Fig. 5.3 (b) Stabilized point.

下が少なくなる。かような関係を実験したものが図 6.2 であり、図 6.3 は同種の曲線で縦軸を減磁率として示したものである。分割磁石間隔が広いときは各単一の磁石として計算しても支障ないが、間隔が狭くなると隣の磁石より減磁作用を受けるため動作点が低下してくる。図 6.2 よりこれらの影響は磁石間隔 4 cm くらいより影響しあい、とくに 1~2 cm くらいではかなりの影響があることが認められる。ついに間隔が零に至れば寸法比が $\frac{1}{\sqrt{n}}$ になるため、この値に相当した減磁率に増加する。ただし n は並列磁石数である。

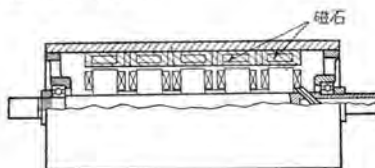


図 6.1 F-1068 形永久磁石発電機の断面図
Fig. 6.1 Cut away view of type F-1068 P.M.G.

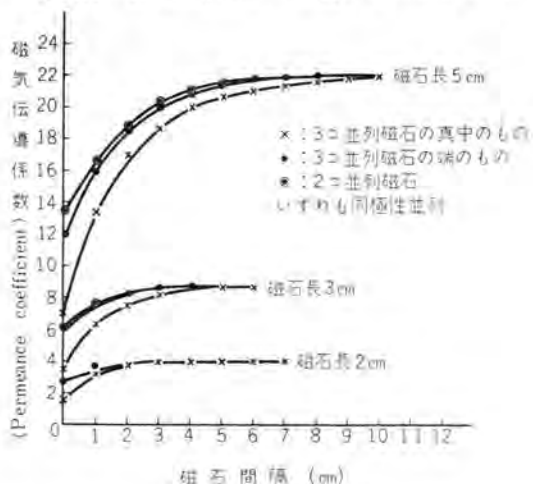


図 6.2 相互減磁作用
Fig. 6.2 Mutual demagnetization.
(Permeance coefficient versus magnet distance in cm.)

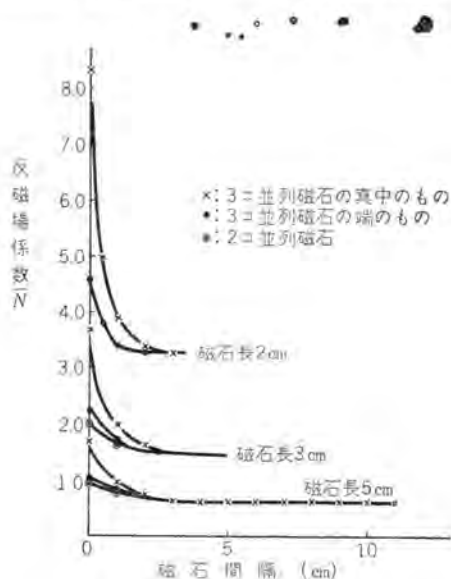


図 6.3 相互減磁作用
Fig. 6.3 Mutual demagnetization.
(Demagnetizing factor versus magnet distance in cm.)

7. 輪形磁石とその漏洩磁束

小形の発電機では機械的な製作の容易さより図7.1に示されるような輪形磁石が多く用いられる。かような磁石は field cooling のむずかしさ、分子方向の不ぞろいなどにより減磁特性の角ばったものの製作は困難とされているが図7.2に示されるような減磁曲線を有するものが作られている。小出力の発電機では磁石頭に磁極をつけないときもあるが、ステータの歯数が荒くなれば磁極をつけなければ出力低下がいちじるしいときがある。

以上の形状の磁石では6項で述べたように各磁石間に相互減磁作用が働くので以下のように考える。すなわち図7.4は1極だけ示したもので OQ_2-OQ_1 で分割した一片が六つ重なり図7.1のものができ上がっていると考えて計算する。ところが $O-Q_2$ 上で組合せると $O-P_1$ 付近と $O-Q_2$ 付近とはその寸法比に相違をきたし、とくに $O-Q_2$ では各磁石中の磁束方向が並行して通るから相互減磁作用により低下する。このことは上記6個の磁石より取り出せる磁束よりも、組合せ磁束はかなり低下することを意味している。ゆえに $O-P_1$ 、 $O-P_2$

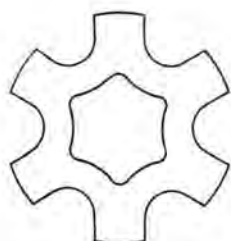


図 7.1 輪形磁石外形
Fig. 7.1 Ring type magnet.

間における磁石中の磁束の流れを考えると φ 線である。これより図7.3中点線部 L の長さだけほぼ Q 部の断面積の $1/2$ と考えられるが一般にこの長さは短く他の磁石部長さに比べ考えないことにすると、輪形磁

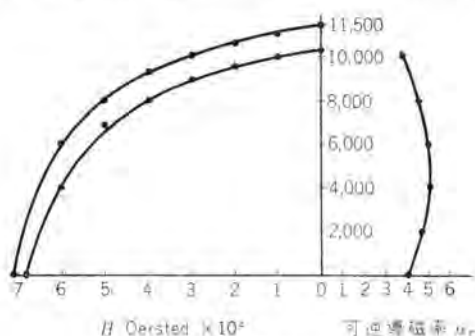


図 7.2 NFW-5C 形磁石特性
Fig. 7.2 Type NFW-5C cast magnet characteristic.



図 7.3 輪形磁石中の磁束
Fig. 7.3 Flux flow of ring type magnet.

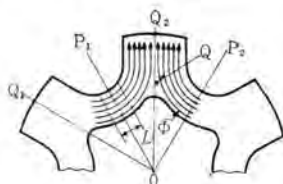


図 7.4 輪形磁石の一片
Fig. 7.4 One piece of ring type magnet.

石は図7.4の形状のものでその断面積が $2S$ と同一のものを3個独立して配置したものと等価になる。(図7.4参照)

8. 輪形磁石の開路磁束および磁極片付の動作点

輪形磁石に関し7項のように考えると開路磁束は下記のようになる。

S_m : 図7.3 Q 部の磁石断面積 すなわち $2S$

L_m : 図7.4のような磁石の平均磁石長

$$\text{等価直径 } D = \sqrt{\frac{4 S_m}{3.14}} \quad (8.1)$$

$$\text{寸法比 } R = \frac{L_m}{D} \quad (8.2)$$

式(8.2)と図3.1を用いて Permeance coefficient を計算し、式(3.2)より磁石の基本パーミアンスを計算することができるが磁石が半径方向に湾曲しているので修正係数を乗する必要がある。この修正係数の曲線を図8.1に示す。

つぎに磁極片付のものでは磁極片がついたために新たに増加するパーミアンスを計算して棒状磁石と同様に動作点を求めることができる。ただし磁石断面積は7項で考慮したことにより式(8.1)の S_m をとる必要がある。

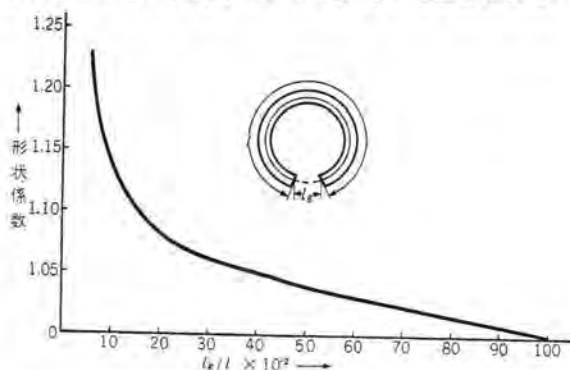


図 8.1 形状係数
Fig. 8.1 Form factor.

9. 永久磁石発電機の安定法と動作点

磁石を着磁後どうように組立てるかによりステータに通る磁束量、電圧変動率などいちじるしく変化する。安定点を得る方法に次のような方法がある。

- (1) 組立てたまま着磁後直ちに使用する。
- (2) 組立てたまま着磁後全負荷を加える。
- (3) 組立てたまま着磁後短絡運転を行なう。
- (4) 極片付磁石部(ロータ)だけ着磁後ステータを入れずに放置する。
- (5) 同上で着磁後定格運転状態で突発短絡を起こさせる。
- (6) 磁石だけ着磁後組立てる。

上記のうち1項は直軸分の作用しない直流機、スピーカ

用磁石などに使用されるが、このままでは経時変化のため徐々に有効磁束が低下するので、最近の磁石では約10%程度減磁しておけばよい。この場合図9.1のようになる。

すなわち O-P' は前に述べた ステータ を入れたときの磁石周辺のリーケージで図5.1 (b) の P_5 を除いたものである。角 δ は

$$\tan \delta = \frac{l_m S_g}{\delta S_m}$$

l_m : 磁石長さ
 S_m : 磁石断面積
 S_g : 空隙の断面積
 δ : 空隙長

ゆえに $\overline{SS_1}$ が有効磁束

$\overline{S_1S_2}$ が漏洩磁束となる。

ゆえに漏洩係数は $\sigma = \frac{\overline{SS_2}}{\overline{SS_1}}$ となる。

2~7項は交流機に、5, 6項は交、直流機に使用される2項の方法は最大かつ最悪遅れ力率で運転するもので回路の不用意の短絡などにより動作点が低下しやすく不安定であるから、あまり使用しないほうがよい。この場合の全負荷時において ステータ 中に通過する磁束は $\overline{QQ_1}$ であり漏洩磁束は $\overline{Q_1Q_2}$ である。磁石に加わる減磁力は $\overline{OQ_2}$ で表わされる。4項の方法は式(5.10)で示される角 θ で安定化されこの点より マイナループ に沿って動作するが Instator により P_5 が減少するため θ より P_5 を除いた $\overline{OP'}$ 線が漏洩線になる。ゆえに減磁力が $\overline{OS_2}$ であれば $\overline{S_1S_2}$ が有効磁束で $\overline{S_1S_2}$ が漏洩磁束となる。上述のような1, 2, 5項による安定化方法では磁極片をフェライト鉄心などで作り適当な減磁力が加わったとき磁極片が飽和するようにすれば(図9.1点線

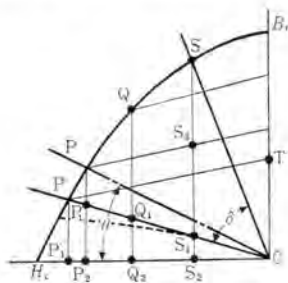


図 9.1 動作点

Fig. 9.1 Stabilized point. のように) 発電機の電圧変動率を良好にすることができる。7項ではその動作点が磁石の基本パーミアンスだけで定まると考えて大差なく、動作点はかなり低下するだけでなく磁極より漏洩する磁束は動作点の向上にはなんら役立たず、いたずらに漏洩磁束を増加させるだけであるから上述項目中でいちばん非能率的な使用法となる。つぎにもっとも一般的に使用される3項の方法につき詳述する。

10. 短絡安定された磁石発電機の動作点と有効磁束

磁石発電機の出力端子を短絡し運転すれば図9.1か

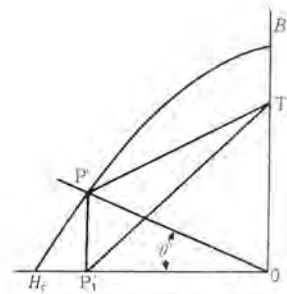


図 10.1 定常状態の動作線
Fig. 10.1 Operation curve for steady-state.

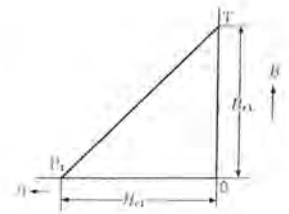


図 10.2 有効磁束の抽出
Fig. 10.2 Extraction of effective flux.

ら

$$\left. \begin{aligned} K_1 \overline{PP_1} &= I_s \sqrt{x_s^2 + r^2} \\ \overline{OP_2} &= K_2 I_s \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (10.1)$$

K_1, K_2 : 常数

を満足するような動作点で P 点が停止するが、一般の発電機、または点火用磁石発電機などでは $\overline{PP_1}$ は非常に小さく $P \rightarrow P'$ となり、ついには P と P' が一致すると考えてもよい。図10.1は上記の考えで動作点が P' にくると考えると式(5.10)より

$$\tan \theta' = \frac{l_m (P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_7 + P_8)}{S_m} \dots \dots \dots (10.2)$$

で P' 点を求める。つぎに P' より H 軸に垂直に P_1' 点を求めれば $\triangle P_1'OT$ が有効磁気エネルギーを表わす。いま図10.2のようにこの有効三角形だけ取り出せば B_{r1} と H_{c1} は上述の作図により求まるから、図10.2は

$$B = \frac{B_{r1}}{H_{c1}} (-H) + B_{r1} \dots \dots \dots (10.3)$$

となる。つぎに発電機の無負荷状態では

$$F = B_g \delta + \sum F_i \dots \dots \dots (10.4)$$

$$B_g = \frac{\phi}{S_g} \dots \dots \dots (10.5)$$

$B_g \delta \gg \sum F_i$ のときは

$$H = \frac{\phi \delta}{l_m S_g} \dots \dots \dots (10.6)$$

$$B = \frac{\phi}{S_m} \dots \dots \dots (10.7)$$

式(10.6)、(10.7)を式(10.3)に代入すれば

$$\phi = \frac{B_{r1}}{\frac{1}{S_m} + \frac{B_{r1} \delta}{H_{c1} l_m S_g}} \dots \dots \dots (10.8)$$

となり無負荷電圧 $E_{No} = K_s \Phi$ より計算できる。ただし K_s は単位磁束当たりの誘起電圧を示す。

また 有効磁気エネルギーは $[HB]$ で示されるから

$$B[-H] = \frac{B_{r1}}{H_{c1}} H^2 - B_{r1} H \dots \dots \dots (10.9)$$

$$\frac{d}{dH} B[-H] = 2 \frac{B_{r1}}{H_{c1}} H - B_{r1} \dots \dots \dots (10.10)$$

$$\text{式(10.10)より } H = \frac{H_{c1}}{2} \dots \dots \dots (10.11)$$

$$\text{式 (10.11) より } B = \frac{B_{71}}{2} \quad (10.12)$$

$$|BH| = \frac{1}{4} H_{cl} B_{r1}^{-1.17672+0.00098\log(1.00000-0.00000-0.00000-0.00000)} \quad (10.13)$$

式 (10.13) より $(H_{c1}B_{r1})$ ができるだけ大きくなるような動作点に P' 点をもってくればよい。かような点は磁石の減磁曲線上の最大エネルギーの位置に P' 点を選ぶこととなる。

11. 内部リアクタンス

短絡時の漏洩リアクタンス および抵抗を無視すると動作点が図 10.2 P_1' 点となるから短絡電流は

$$I_s = \frac{H_{cl} l_m}{0.4 \pi \sqrt{2} N} \quad (11.1)$$

式 (11.1) より 発電機内部リアクタンス は

$$X = \frac{0.4 \pi \sqrt{2} N E_{N0}}{H_{01} l_m} \quad (11.2)$$

である。定格負荷時では

$$F_d = 0.4\sqrt{2} \pi N I_d \dots\dots\dots (11.3)$$

$$B_g \delta = \frac{\phi}{S_n} \delta_{(1,1) \rightarrow (1,1) \times (1,1) \rightarrow (1,1) \times (1,1) \rightarrow \dots \rightarrow (1,1) \times (1,1) \rightarrow (1,1)} \quad (11.4)$$

$$\phi = \frac{e \cdot 10^8}{4.44 f N K_{\alpha}} \quad (11.5)$$

$$H = \frac{0.4\sqrt{2} \pi I_d + \frac{\phi}{S_0} \delta}{l_m} \quad (11.6)$$

$$B = \frac{e \cdot 10^8}{4.44 f N K_{wv} S_m} \dots\dots\dots (11.7)$$

式 (11.6), (11.7) を式 (10.3) に代入して e を求めると

$$e = \frac{4.44 f N K_w B_{r1} \left(1 - \frac{0.4 \sqrt{2} \pi I_d}{H_{c1} l_m} \right) \times 10^{-8}}{\frac{1}{S_m} + \frac{\delta}{S_g H_{c1} l_m}} \quad (11.8)$$

図 11.1 より

$$E = \sqrt{e^2 + (I_q X_q)^2} \quad (11.9)$$

として端子電圧 E を求められる。ただし上式において

 F_d : 直軸分電流による起磁力

N : 弁電子の1磁石当たりの巻数

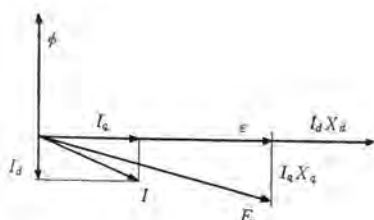
 I_d : 直軸分電流 K_W : 卷線係數

図 11.1 ベクトル図

Fig. 11.1 Blondel diagram with armature resistance and leakage reactance neglected.

永久磁石発電機の図式解析・三木

 J : 周波数 X_q : 横軸分リアクタンス I_q : 横軸分電流

12. 過渡リアクタンス

永久磁石発電機に使用する磁石部分はとくに電機子反作用を利用するもの、たとえば点火点灯用磁石発電機などを除いて導電性のもので包むほうがよい、これは突発短絡などを生じたとき磁石を囲んで流れる渦流の作用により減磁を防止することができる、また単相発電機では上記の作用により内部リアクタンスの減少が生じ電圧変動率が少なくなるなどの利点がある、これらの磁石周辺における渦流路にはかなり大きな電流が流れるからその通路の抵抗はできるだけ少なくする必要がある、抵抗が高いときは突発短絡による減磁作用がいちじるしくなる、また力率の悪い負荷が加わったとき磁石周辺よりの発熱が大となることもある、

いま発電機が突発短絡を起こしたときの状態を考える（ただし直流分を考えない）と図 12.1 において無負荷時の動作線が $\overline{OS}$ であるとき ステータ には $\overline{SS_1}$ の磁束が通過しており磁石中には $\overline{SS_2}$ の磁束が通過する。磁石中の磁束は短絡電流による減磁作用を受けても、磁石周辺において渦電流が流れるため減少することができず S 点が矢印直線方向へ移動し、漏洩線 OP' を延長した点 R が動作点となる。すなわち $RUP'S$ は磁石周辺の渦電流により外部回路へ供給する 磁気エネルギー となる。ただし渦流路の抵抗を無視したものである。図 12.1 より過渡電流 I_{ss} およびリアクタンス X_s は

$$H_c' l_m = 0.4\pi\sqrt{2}NI_{gs}$$

$$I_{ss} = \frac{H_c \gamma_m}{0.4 \pi \sqrt{2} N} \quad (12.1)$$

$$\therefore X_s = \frac{0.4\pi\sqrt{2}NE_{N0}}{H_{c1}l_m} \quad (12.2)$$

つぎに磁石周辺の渦流路に流れる電流の最大値は

$$I_{se} = \frac{\overline{RS} l_m}{0.4\pi} \dots \dots \dots (12.3)$$

500 VA 程度の磁石発電機では $RS \doteq 400$ Oersted であるから $I_{sc} = 1,440$ A (ただし $l_m = 4.5$ cm) に達する。

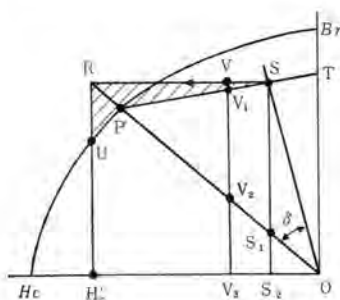


図 12.1 突発短絡時の動作線図

Fig. 12.1 Characteristic curve for sudden short circuit.

13. 磁石周辺に渦流路をもつ単相発電機

三相発電機の場合は平衡負荷時においては一様な減磁作用を磁石部分に及ぼすが、単相発電機では電機子反作用の脈動性により磁石周辺の渦流路に電流が流れる。

たとえば図 12.1 において無負荷時に $\overline{S_1S}$ の磁束がステータ中を通過していたとすると磁石の回転により減磁作用が増大 (I_d による) し、動作点が V 点に移ったとすれば磁石中の磁束は磁石周辺の渦流路がないと $\overline{V_1V_3}$ となるが、渦電流により、磁石中の磁束は $\overline{SS_2}=\overline{VV_3}$ となり渦電流による出力増加は $\overline{VV_1}$ で表わされる。すなわち $\overline{VV_2}$ がステータ中を通過するのである。かように考えて図 12.1 から有効磁束分だけ抽出すると図 13.1 で示す三角形が得られるから式 (11.8) は

$$e' = \frac{4.44 f N K_w B_{r2} \left(1 - \frac{0.4 \sqrt{2} \pi I_d}{H_c' l_m} \right) \times 10^{-8}}{\frac{1}{S_m} + \frac{\delta}{S_g H_c' l_m}} \quad (13.1)$$

となる。このとき磁石周辺の渦流路に流れる電流の最大値は

$$I_{ed} = \frac{\overline{SV} l_m}{0.4 \pi} \quad (13.2)$$

となる。 $H_c < H_c'$ であるから $e < e'$ となり出力が増加することがわかる。

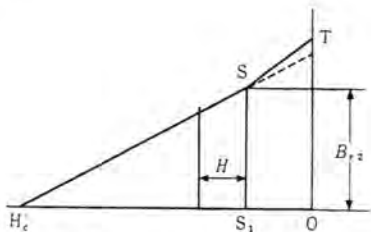


図 13.1 有効磁束の抽出
Fig. 13.1 Extraction of effective flux.

14. 製作例

図 14.1 は VC-3 形加速器上部電源用として製作された磁石発電機で プーリ内に磁石部分がある。外観写真はプーリ部分が見えるが中空軸より導線がでている。磁石部分は図 6.1 の形状で 5 単位からなっており磁石部分を極片とともに鋳込み プーリ内面に圧入したものである。図 14.2 は ステータ写真を示す、表 14.1 はこの発電機の諸元であり、図 14.3 は外部特性曲線を示す。

以上はできるだけ電機子反作用を少なくするよう設計した発電機であるが現在磁石発電機としてもっとも多く作られているものに内燃機関点火用発電機がある。これは回転数が可変であり 2,000 rpm ~ 8,000 rpm 程度で定出力を要求されるから、負荷電流のほとんどは直軸分と



図 14.1 F-1068 形永久磁石発電機
Fig. 14.1 Type F-1068 P.M.G.

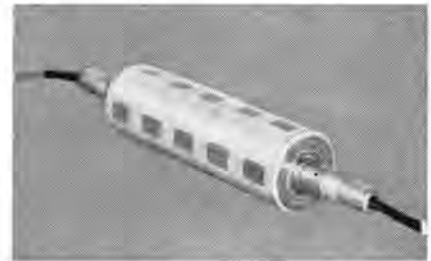


図 14.2 F-1068 形永久磁石発電機固定子組立
Fig. 14.2 Stator assembly of type 1068 P.M.G

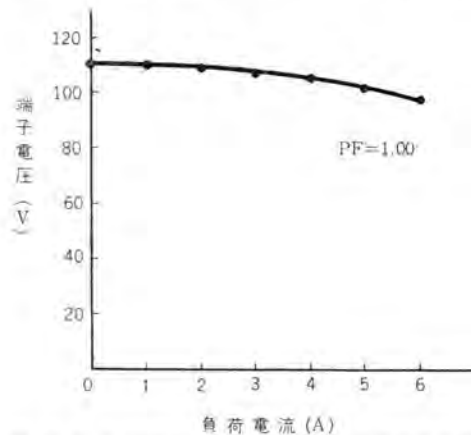
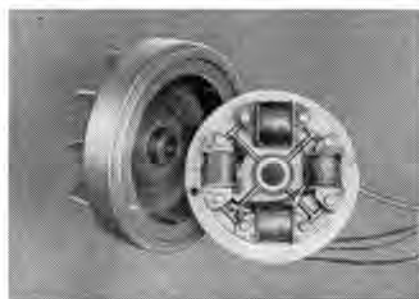
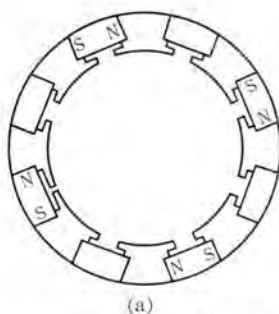


図 14.3 F-1068 形永久磁石発電機外部特性曲線
Fig. 14.3 Voltage versus load characteristic curve of type F-1068 magneto generator.

表 14.1 F-1068 形永久磁石発電機

電 圧	100 V
出 力	500 VA
回 転 数	400 rpm
周 波 数	133 c/s
有効磁束	32,000 maxwell/pole
磁 石	NFW-7
	$H_c=620$ (Oe)
	$B_r=12,200$ (G)
	$[BH]_m=4.8 \times 10^6$
可逆導磁率	$P_r=3.5$
	$B_{r1}=9,000$ (G)
	$H_{c1}=520$ (Oe)
直 径	108 ϕ
長 さ	306

して働くよう設計し、さらに点火コイルの一次側を接点で短絡開放を繰り返して点火火花を得る。かようなものでは接点の電流容量の点より短絡電流が制限されるから点火を主とすれば動作点、すなわち B_{r1} はできるだけ大きくして H_{c1} を少なくする、他方点灯コイルなどはその出力ができるだけ大きくするほうが有利であるから減磁曲線上の動作点はできるだけ $[BH]_{max}$ 点にくるの



(a) (b)
 図 14.4 MFK-22Q 形磁石発電機
 Fig. 14.4 Type MFK-22Q magneto generator.

がよい。かように前者と後者は相容れないので点火に必要な所だけ磁石位置のパーミアンスをいちじるしく増大するオーバラップ形式が用いられる。この方式を図14.4に示す。

15. む す び

強力な磁石の出現とともに、構造の簡単さ、保守の不要などの点からその用途はますます広がりつつあり、その設計方法についても磁石内における磁束の移動を考えて図式的に解析してゆくほうがわかりやすいので、この方法につき考察した。

磁石発電機は漏洩磁束量により動作点が決定されるため最適漏洩量が存在し、しかもこの漏洩磁束は非常につかみにくいものの一つである。また磁石そのものも鋳造操作により製作されるので磁気量のバラツキが多く実測値とは一致しにくいものである。

この論文では

- (1) 磁石の基本パーミアンスの設定による漏洩磁束の計算方法。
- (2) 相互減磁作用の磁石間隔の変化による影響。
- (3) 相互減磁作用の輪形磁石への摘要。
- (4) 磁気有効分だけの抽出による動作磁束の計算。
- (5) 磁石周辺の渦流路の磁石発電機に及ぼす影響。

以上5項目について基本的な考え方および一部の計算結果を示した。

参 考 文 献

- (1) Synchronous machine with rotating permanent magnet, Part II, AIEE, 887 (1952).
- (2) Design principle of flux-switch alternator, AIEE, 1261 (1955).
- (3) Designing stabilized permanent magnet, ELECTRONICS, 118 (1944).
- (4) Analysis and design of permanent magnet, MACHINE DESIGN, 122 (1957).
- (5) Design of permanent-magnet alternator, AIEE, 70, 1578 (1951).
- (6) Design calculation for permanent magnet generator, AIEE, 53 (1952).
- (7) High-Coercive force permanent magnet material and Their application, AIEE, 891 (1954).
- (8) Synchronous machine with rotating permanent magnet field, Part I, AIEE, 670 (1952).
- (9) 最近の磁石とその応用, アダ社 (昭 33 年).

≡≡≡≡≡≡≡≡≡ 最近登録された当社の特許および実用新案 ≡≡≡≡≡≡≡≡≡

区 別	名 称	特許または 登 録 日	特許または 登 録 番 号	発 明 考 案 者	所 属 場 所
特 許	エスカレータの踏板	35-9-8	264758	向井徳樹	名古屋
"	紡績機械掃除用移動ファン	"	264796	瀬原田三郎・三矢周夫	名古屋
"	並行回線搬送保護継電方式	"	264798	北浦孝一	神戸
"	巻鉄心の製作方法	"	264799	山田三郎	名古屋
新 案	ケイ光灯ツケット	35-9-26	519070	船田淳三	大船
"	多極回路シャ断器の電磁引はずし装置	"	519071	高見 滋・中原敏行	名古屋
"	防爆容器の排気装置	"	119072	上原利夫	福岡
"	静電気集じん装置	"	519073	斎藤 実	神戸
"	電気トースタ	"	519074	増谷良久	菱機
"	半導体整流器負荷平衡装置	"	519075	加藤又彦	伊丹
"	共鳴器	35-9-28	520303	八島英之・安藤 滋	研究所
"	輻射光断続装置	"	520304	八島英之・安藤 滋	研究所
"	洗たく機	"	520305	服部信道	日本建鉄

GM 部品 について (2)

— 油 圧 機 器 —

無線機製作所

香 取 由 之*・森 川 洋**・池上 駿一郎**

Components of Guided Missiles (2)

Electronics Works

Yoshiyuki KATORI・Hiroshi MORIKAWA・Kiichirō Ikegami

Following the same subject in the previous issue, the writers introduce components of guided missiles manufactured by Mitsubishi. This article covers an oil pressure system and oil pressure apparatus built for trial, which need further experiment and study on their performance and dependability. It is the writers' belief that pains-taking effort on the part of the engineers will eventually bring about success in the manufacture of these components. Of them servo valves are particularly designed for use with Oerlikon type 56 guided missile, but are applicable to oil pressure apparatus for industrial use in general.

1. ま え が き

先に『GM 部品について (1)』⁽¹⁾という論文でエリコン 56 形誘導飛しょう体の概要と、油圧機器を除いた機械系部品、電気系部品について発表されているので、今回は油圧機器について述べる。

元来油圧機器、とくに油圧 サーボ機構 の特長は

- (1) 慣性が小さいため迅速なる応答が得られる。
- (2) 油圧系に用いられる大部分の油は空気と異なり非圧縮性とえられるから制御が確実、迅速であり精度がよい。
- (3) 油圧系は急激に変化する操作にも損傷を与えることがない。
- (4) 小形で効率よく大馬力を発生させることができる。しかも力の伝達が容易で簡単に直線運動にも回転運動にも変換できる。
- (5) 電気信号との連絡が容易である。
- (6) 作動が円滑でしかも広範囲にわたる速度制御ができる。
- (7) 加速度振動などに対しても十分耐えうる構造を持っている。

等が考えられる。これらの利点を有するため、小形軽量しかも High accuracy, High response, High power を要求される誘導飛しょう体には最適であり、現に米国の ナイキ を始めとしすべての誘導飛しょう体の操舵機構も油圧で行なわれているといっても過言ではない。エリコン 56 形誘導飛しょう体の操舵機構も油圧 サーボが採用されているので、その油圧系の概要と系を構成する主要油圧機器の試作結果を簡単に紹介する。

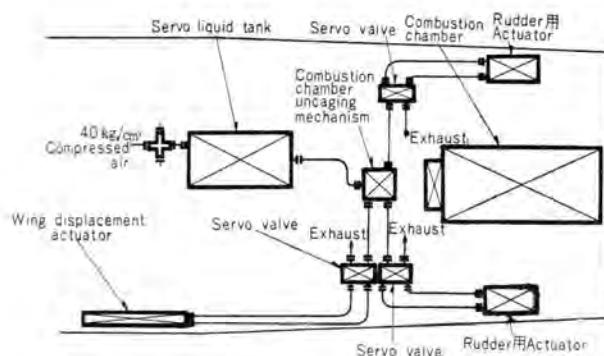


図 2.1 油 圧 系

Fig. 2.1 Oil pressure system.

2. 油 圧 系

エリコン 56 形 誘導飛しょう体の油圧系を図 2.1 に示す。誘導飛しょう体の発射と同時に機体内部の 300 kg/cm^2 Compressed air は火薬により放出され regulator で 40 kg/cm^2 に regulate され各部に送られることは先の論文に紹介したところであるが、油圧系もこの 40 kg/cm^2 の Compressed air で pressurize される。すなわち Servo liquid tank は硝酸タンク、燃料タンクと構造がまったく同じで piston を内部に持ち発射と同時にピストンの片側に 40 kg/cm^2 に regulate された Compressed air が送られるために tank の油 (Kerosene) は 40 kg/cm^2 に pressurize され、油圧源となる。pressurize された油は Uncaging mechanism 内の金網製 filter を通り X-Rudder 用・Y-Rudder 用・Wing displacement 用の各 Servo-valve に分配される。

X, Y Rudder servo では Computing amplifier からの Error signal によって流量を制御し各 Actuator のピストン

を動かすことによって Combustion chamber, およびそれに固定されている Rudder を動かす。Return の油は Actuator から配管を経て各 Servo valve の Return 回路を通して機体外に放出される。



図 2.2 Wing 移動用 Actuator
Fig. 2.2 Wing displacement actuator.

Wing displacement servo は飛しょう体が飛行するにつれて燃料がなくなり重心が変化するので、wing を前方に移動させ、空力中心と重心とを一定にし、飛しょう体の空力的安定をもたせる目的で設けられたもので Command signal は Time switch の Time schedule に従って Wing displacement potentiometer が作動し Servo valve に与えられる。Servo valve は X, Y-Rudder 用とまったく同じである。しかし Actuator (6 本) は直動形ではあるが異なっている。Wing displacement の Return の油は Servo valve に戻り機体外に放出されるのは X, Y-Rudder の場合とまったく同じである。Wing displacement actuator の取付状態を図 2.2 に示す。

以上で油圧系の大要を述べたが、このうち Servo liquid-tank, Combustion chamber uncaging mechanism, Servo valve は Valve support plate と呼ばれる軽合金の板にささえられ、飛しょう体後部に取付けられている。各機器の配置状態を図 2.3 に示す。

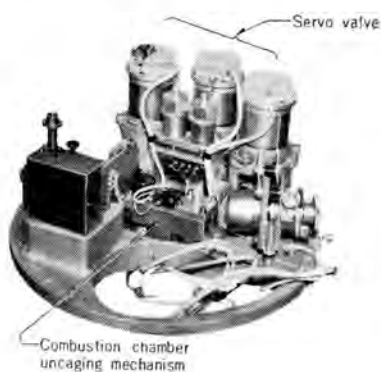


図 2.3 Valve 支持板
Fig. 2.3 Valve support plate.

3. 油 圧 機 器

3.1 Servo liquid tank

外径 150 mmφ 長さ 300 mmφ の軽合金製で容量は約 3,560 cc である。エリコン 56 形飛しょう体の場合には推進燃料の Kerosene を満たし 40 kg/cm² の Compressed air で pressurize し作動流体としている。

GM 部品について (2) ・香取・森川・池上

図 3.1 にその概観を示す。

3.2 Combustion chamber uncaging mechanism

(1) 作動原理および構造

エリコン 56 形誘導飛しょう体は前述のとおり propellant 燃焼時は Rudder だけ

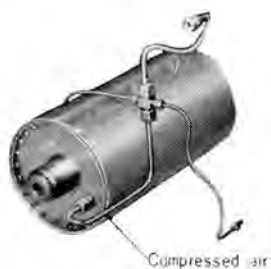


図 3.1 油タンク
Fig. 3.1 Servo liquid tank.

でなく Combustion chamber を X, Y-Rudder 用 Servo で動かし、その噴射方向を変え回転モーメントを与えて誘導している。しかし発射直後は誘導する必要もなく、さらに飛しょう体の空力的安定からいえば発射直後は速度もなく、不安定な状態にあるので、Combustion chamber がなんらかの機械的原因あるいは電気的原因によってふらつき失速することをさけるために Uncaging mechanism の Control-pin によって Cage されている。Uncaging は Time switch の Time schedule (4 sec) によって行なわれる。その概観を図 3.2 に示す。

Combustion chamber uncaging mechanism を構造的に分けると Servo liquid tank からの pressurize された油を介し X, Y-Rudder 用 Servo・Wing displacement servo にそれぞれ分配する分配器と Combustion chamber を Cage している Control-pin となっている main piston および Time switch の Command signal によって Control-pin に作動を起こ



図 3.2 燃焼室固定装置
Fig. 3.2 Combustion chamber uncaging mechanism.

させる magnet valve の三部よりなる。その大略の構造を図 3.3 にまた部品構成を図 3.4 に示す。発射後 Servo liquid tank に Compressed air が送られ pressurize された油は filter 部にはいり多数の

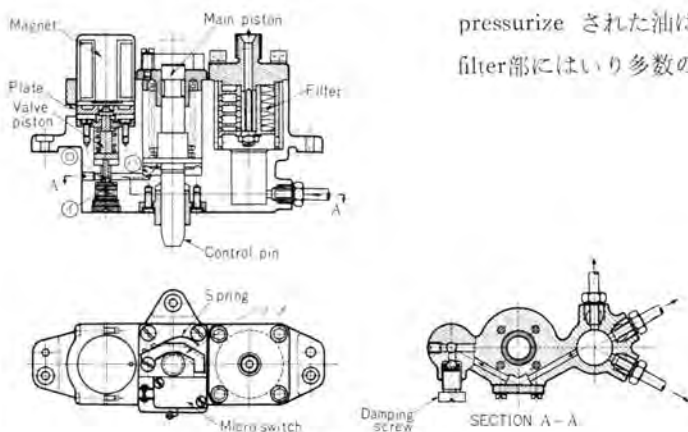


図 3.3 燃焼室固定装置
Fig. 3.3 Combustion chamber uncaging mechanism.

金網を通ることによって汙過され図3.3の Section A-A に示すように X,Y-Rudder 用, Wingdisplacement 用 Servo valve に内径4mmφのアルミパイプで送られる。油はもう一方では図3.3の Section A-A に矢印で示すように Mainpiston の横を抜けて㊦の通路を経て㊤に至る。

発射後4secを経過すると Timeswitch の Cam 1 が作動し電源部からの DC 160 V が uncaging mechanism 上部にある Microswitch を経て Magnet coil に送られる (Command signal)。Coil が energize すると spring に抗して plate すなわち valvepiston をわずか持ち上げる。Valvepiston の先端はゴムになっていて coil が energize される以前は Spring で押しつけられて油路を㊤の点でシャ断しているが Valvepiston が coil の energize でわずか持ち上げられると pressurize された油は Valvepiston を完全に押し上げると同時に破線矢印で示すように Mainpiston の片側にはいる。

Mainpiston は coil が energize される以前は Valvepiston と同様振動、加速度、衝撃等に影響されないように強い spring で押しつけられている。Mainpiston の先端は Combustion chamber の後部にある穴にはいりこんで lock しているわけであるが Mainpiston が圧油で引き上げられるので uncage され Combustion chamber は自由の状態となる。

Mainpiston が完全に引き上げられると凹所に ツメ ははいりこみ ツメ の先端は Microswitch を押して coil を energize している回路を断つ。

Combustion chamber の Cage を行なうには Valvepiston および Mainpiston にはいつている油を抜き ツメ をはずさなければならない。まず driver で Damping screw をゆるめると今まで ball で押えられていた油はここから逃げる事ができ、Valvepiston、Mainpiston の hydrauliclock がはずれる。他方特別の工具で Mainpiston を lock している ツメ をはずして、Mainpiston を自由な状態にする。

油が抜け自由な状態になれば Valvepiston および Mainpiston は Spring で押しもどされるので Caging の状態に復帰するわけである。

Piston が Caging の状態になったら Damping screw を締め穴を完全にふさげばふたたび作動準備完了の状態になる。

Damping screw をゆるめないで ツメ をはずすと Coil に電流が流れる構造になっているので焼損する恐れがあるが、このような点が安価に、しかも故障の原因をなくするために極力複雑さを避けている点であろう。

(2) 試作結果

この油圧機器は Magnet coil と plate とのすきまを調整する必要がある。第二に Valvepiston 先端のゴム材質の選択、Command signal のこない前に油が Mainpiston に流れ込まないように完全に油路をシャ断し、しかも Magnet coil の energize で十分 Valvepiston が引き上げられるような Spring の強さ、第三に各部の油漏れをなくすることなどが調整を必要とした点であった。

今回製作したものを試験した結果はいずれも完全に作動し十分満足のゆくものであった。Coil にかかる電圧を DC 160 V とし 40 kg/cm² の油を使用した場合に Uncaging time は瞬時にして行なわれ問題にする必要はない。

3.3 Servo valve および Actuator

(1) Servo valve

a. 作動原理および構造

Servo valve は Computing Amplifier の Error Signal を Control needle の動きに換える電気—機械的変位の transducer 部と Control needle の機械的変位を油の流量と方向とを制御する Valve 部、および飛しょう体の加速度によって Servo valve が影響をうけないような補正装置すなわち Mass Compensation よりなる。

Servo valve を図3.5に、Transducer に Mass compensation をつけた外観を図3.6に、Mass compensation を図3.7に、Valve の部品構成を図3.8に示す。

Servo valve を Schematic に描くと図3.9となる。定

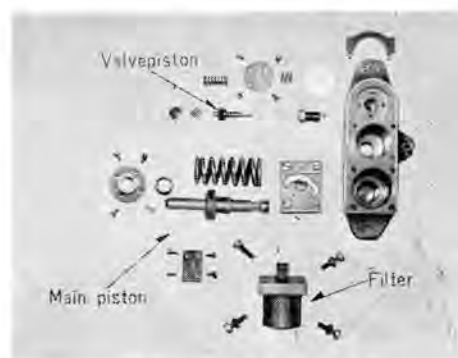


図 3.4 部品構成
Fig. 3.4 Composition of parts.



図 3.5 Servo valve 外観
Fig. 3.5 Servo valve.



図 3.6 変換装置と加速度補正装置
Fig. 3.6 Transducer and mass compensation.



図 3.7 加速度補正装置
Fig. 3.7 Mass compensation.

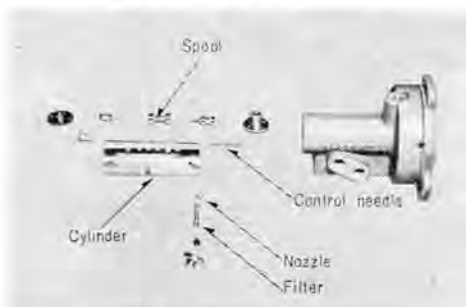


図 3.8 Valve 部品構成
Fig. 3.8 Composition of valve parts.

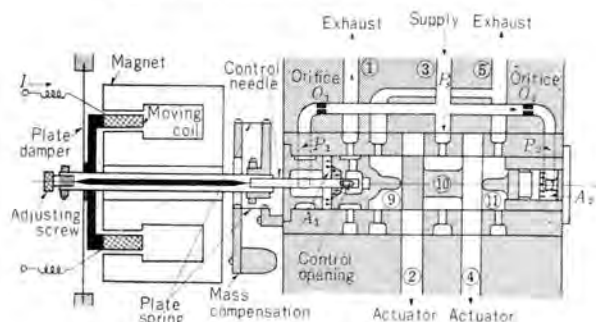


図 3.9 Servo valve 原理図
Fig. 3.9 Principle of servo valve.

常状態では Computing Amplifier からの電流により Moving coil は magnet によって反発力を受け Mass compensation の plate spring, plate damper のそれぞれの反力と抗してある釣合の位置にある Computing amplifier からの Error Signal はこの釣合の位置を neutral とし Moving coil すなわち Control needle を左右に変位させる。

Uncaging mechanism よりの圧油 P_s は Valve の port ③を経て一方は Orifice O_2 を通って follow up spool ⑩に至り、他方は Orifice O_1 を通って follow up spool ⑨に至る。

Spool ⑨⑩の有効面積 A_1 と A_2 ($A_1 > A_2$) とは異なるので Mainspool は動かされるはずであるが、Control needle 先端に Opening があり油の一部はこの Opening を通って port ①を経て機体外に排出されている、すなわちこの exhaust によって pressuredown が生じ spool ⑨を押している力 $P_1 A_1$ と spool ⑩を押している力 $P_2 A_2$ とが等しくなり Main spool が ②、④ port をふさぐ neutral の位置に止まることになる。

この Valve の Neutral と Moving coil に流れる電流の Neutral とを一致させるために Adjusting screw が

GM 部品について (2)・香取・森川・池上

設けられてある。飛しょう体が誘導ビームの中心からはずれ Computing amplifier によって Error signal が生じると Moving coil と Magnet, plate spring, plate damper の釣合が破れ Moving coil は左右いずれかに動かされる。すなわち Control needle に変位を与えることになる。Error signal の大小によって Control needle の変位の大小が定まり Error signal が Neutral 位置の電流より大きい小さいかによって Control needle の変位方向が定まる。

Control needle の変位方向と変位量によって Opening よりの流量が異なり pressure down が異なるので今までの balance が破れ $P_1 A_1$ と $P_2 A_2$ の小さいほうへ spool は移動する。

spool ⑨が移動すれば当然 pressure down が neutral と同じ状態すなわち $P_1 A_1 = P_2 A_2$ の状態になるのでそこで spool は止まり、安定な状態となる。すなわち spool ⑨は follow up servo をなしているわけである。Main spool の動きは port ②④のいずれかを open にするので 40 kg/cm^2 の pressurize された油は Main spool の動き量に比例した流量となって port ②④のいずれかから流れ出て行く。

油が port ②④のいずれかから流れれば Actuator で仕事をし Return の油は port ②④の反対側から Servo valve にもどって来る。この油はもはや不要であるから port ⑤を通して機体外に排出される。

Actuator の速度は port ②④いずれかを流れ出る油の流量に比例する。すなわち流量は Control needle の変位量に比例し Control needle の変位量は Error signal に比例するので Error signal に比例して Actuator は動くことになる。

Mass compensation は飛しょう体に加速度が加わったとき Moving coil, Control needle の系は当然力を受け、あたかも Error signal をうけた状態になり操舵作用を行なう。これを避けるために Servo valve の性能を一部犠牲にして重錘をつけ、plate spring を通って Moving coil などがうける力とちょうど支点に対して釣合ようにされている。

(2) Actuator

a. 作動原理および構造

Actuator は Servo valve の port ②④のいずれかからの油の流量を機械的変位に変える Cylinder piston 部とその変位量を feedback する Feedback potentiometer 部よりなる。

Actuator 外観を図 3.10 に示す。

Servo valve よりの油は port ①②のいずれかにはいり piston に変位を与える。piston の変位は Foak を経て

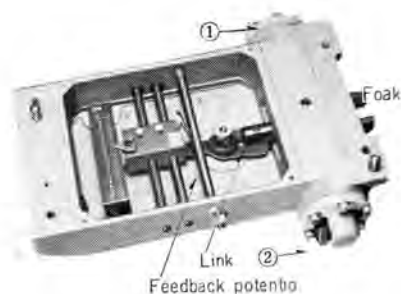


図 3.10 Actuator
Fig. 3.10 Actuator.

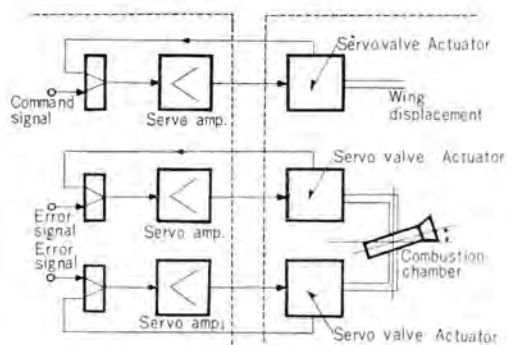


図 3.11 ブロック図
Fig. 3.11 Block diagram.

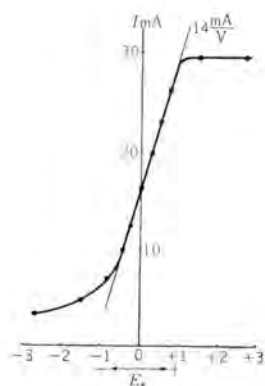


図 3.12 Servo amplifier の静特性
Fig. 3.12 Static characteristic of servo amplifier.

Combustion chamber と Rudder に変位を与える。他方 piston の変位は Link を経て Feedback potentiometer 部に至り、電圧の signal となって Computing amplifier にもとり feedback signal となる closed loop をつくっている。

以上をまとめて Block diagram に描いたものが図 3.11 である。

(3) 試作結果

a. 静的試験

(a) Servo Amplifier

使用した Servo Amplifier は電圧増幅 (12 AX 7), 電力増幅 (6 AK 6) の 2 本より成り、Error signal を増幅し Servo valve の Magnet coil を励磁するものでその特性を図 3.12 に示す。

図より出力電圧 ± 0.5 V まではほぼ直線性を持ち、その gain は

$$K_a \doteq 14 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \text{ である。}$$

(b) Servo valve の入力電流と Control needle の変位特性

Servo valve の coil に電流を流し、そのときの Control

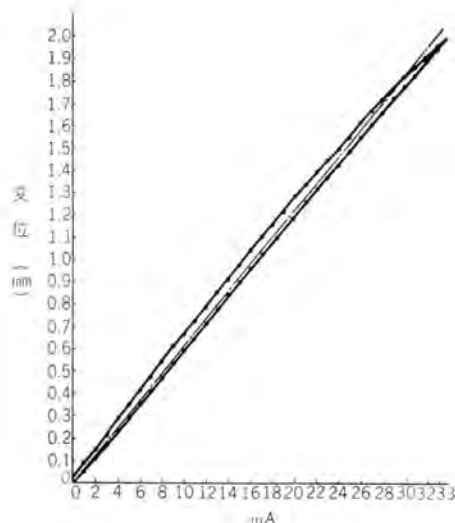


図 3.13 Control needle の変位特性
Fig. 3.13 Displacement characteristic of control needle.

needle の変位を顕微鏡で測定したものの一例を図 3.13 に示す。エリコン 規格は $33 \text{ mA} \pm 1 \text{ mA}$ の電流値に対して 2 mm の変位を要求している。その調整は plate spring によって行なう。

(c) Servo valve 入力電流と流量との関係

Servo valve の coil に DC 電流を流し Supply pressure を 28 kg/cm^2 , 42 kg/cm^2 , 56 kg/cm^2 として流量特性を測定したのが図 3.12 である。

Servo valve を単に Amplifier と仮定して解析すれば Linearzone の応答範囲では伝達係数 K_v は

$$K_v = \frac{Q}{I} = 13 \frac{\text{cm}^3}{\text{sec mA}}$$

ただし Actuator 接続としているので流量は図 3.13 の $\frac{1}{\sqrt{2}}$ としている。

(d) Actuator

ピストンの有効面積 7.05 cm^2

したがって積分動作だけを考えればその伝達関数 $G_p(S)$ は

$$G_p(S) = \frac{Y}{Q} = \frac{1}{AS} = \frac{1}{7.05 S} = \frac{0.142}{S}$$

ただし Y: ピストンの変位

Q: 油の流量

Link 機構を介して Feedback になっている。その間の伝達係数 K_f は図 3.14 より

$$K_f = \frac{V}{Y} = 0.6 \frac{\text{vol}}{\text{cm}}$$

b. 動的試験

静的試験から各伝達関数とその Block diagram を書く

$$\text{Servo amplifier } K_a = 14 \frac{\text{mA}^{(2)}}{\text{V}}$$

$$\text{Servo valve } K_v = 13 \frac{\text{cm}^3}{\text{sec mA}}$$

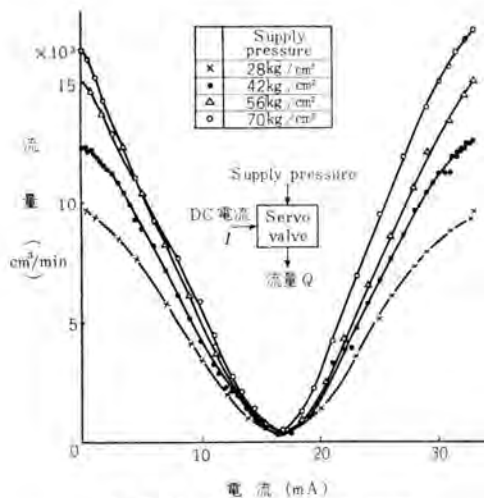


図 3.14 Servo valve 流量特性
Fig. 3.14 Flow characteristic of servo valve.

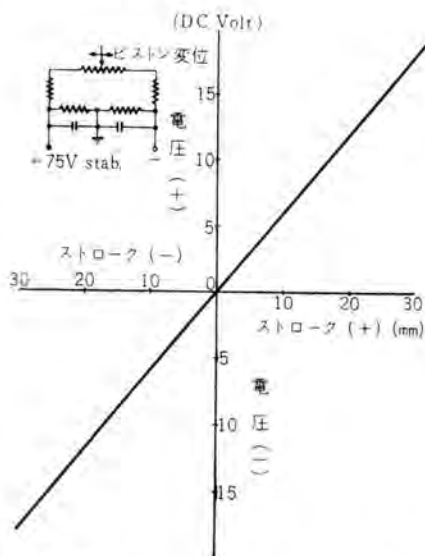


図 3.15 Feedback 電圧とストロークとの関係
Fig. 3.15 Relation between feed-back voltage and stroke.

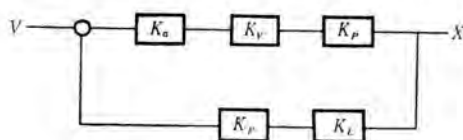


図 3.16 ブロック図
Fig. 3.16 Block diagram.

Actuator $G_p = 0.142 \frac{1}{S} \frac{\text{cm}}{\text{cm}^3 \text{ sec}}$

Link $K_L = 2 \text{ cm/cm}$

Feedback potentiometer $K_f = 6 \frac{\text{volt}}{\text{cm}}$

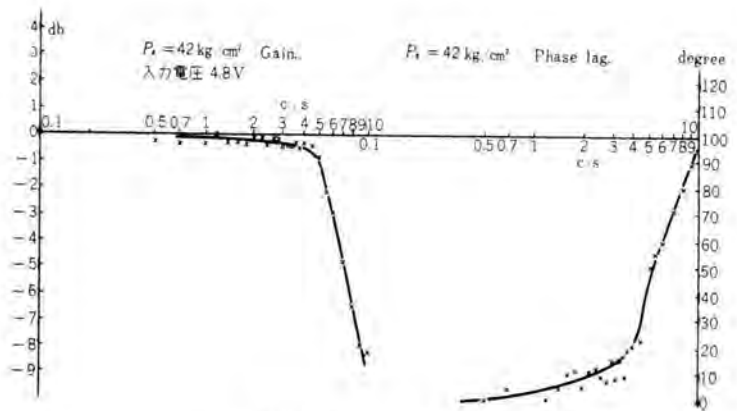


図 3.17 周波数特性
Fig. 3.17 Frequency characteristic.

ただし $V = 4.8 \sin \omega t$ $\omega = \text{rad/sec}$
入力周波数 $P_s = 42 \text{ kg/cm}^2$

Closed loop の伝達関数 $G_c(S)$ を求めると

$$G_c(S) = \frac{25.8}{S + 31}$$

折点周波数 f_c を求めると

$$f_c = \frac{31}{2\pi} \approx 5 \text{ c/s}$$

図 3.17 に図 3.16 に示す Block diagram で測定を行なった周波数特性を示す。

4. む す び

以上 エリコン 56 形誘導飛しょう体に用いられている油圧系および油圧機器の概要とその試作結果について紹介したがまだ試作品であり、その性能信頼性の面で幾多の実験研究にまたなければならない点があり、さらに機器自体改良すべき点がある。今後とも、それらの点を一步一步積み重ねて、より良きものを製作してゆきたい。

ここに紹介した Servo valve は エリコン 56 形誘導飛しょう体で使用されたものであるが、もちろん飛しょう体だけでなく一般産業用油圧機器として大いに活用されるものであることを最後に強調しておきたい。

脚 注

- (1) 「三菱電機」34 巻 11 号
- (2) エリコンの Servo amp は noise 対策として phaselag network が組込まれている。

ジルコニウムおよびその合金の高温酸化 (3)

研 究 所 山 森 末 男*・実 博 司**

High Temperature Oxidation of Zr and Its Alloys (Part 3)

Research Laboratory Suetō YAMAMORI・Hiroshi JITSU

Distinctive features of an oxygen-diffusion-zone have been examined with various zirconium alloys oxidized at high temperature. As a result, it has been revealed that there exists a definite relationship between the feature of the diffusion-zone and the oxidation resistance. Also it has been made possible to improve the oxidation resistance of Zr-Al or Zr-Nb alloy without fall of high-temperature strength by the addition of copper. Of a variety of alloys, Zr-1% Nb-2% Cu one has been found the best of all as to the high-temperature strength and oxidation resistance.

1. ま え が き

第1報⁽¹⁾および第2報⁽²⁾では Zr およびその各種合金の高温酸化に関し、酸化増量曲線の測定によってその耐酸化性を検討するとともに、酸化膜の状態を顕微鏡によって観察し、またその結晶構造を X 線回折によって調査した。

さてこのような高温酸化においては、その過程における酸素の拡散速度はかなりいちじるしく、とくに Zr は酸素固溶度の大なる金属であるため、その高温酸化の検討において酸素拡散層の特長あるいはその影響を各種 Zr 合金について比較調査することは重要である。この点についてはすでに第1報において純 Zr を中心として若干の報告を行なったが、今回はさらに種々の Zr 合金について比較検討した結果を報告する。

つぎにこの報告の第2の目的は、これまで報告して来た Zr 二元合金の検討結果を利用し、高温強度にすぐれた合金の耐酸化性を第三元素の添加によって改良しようとするものであり、さらにこの場合の耐酸化性の改良が酸化膜のいかなる状態変化に対応するかを調査した。この報告ではこれらの結果のうちとくに Zr-Al, Zr-Nb 合金に対する Cu 添加の影響についてのべる。

2. 試料および実験方法

酸素拡散層に関する実験に用いた試料は、いずれも前報にかかげた各種合金である。(第1報の表2.2, 第2報の表2.1参照)。

これらの各種合金より作った試片を 700°C の dry O₂ 中で所定時間酸化したのち、合成樹脂中にうずめて断面を研磨した。拡散層は研磨した面を腐食すればその顕微

鏡組織によっても認めうるが、あまり明確ではないのでこの実験では次の方法によって観察することにした。すなわち研磨した断面を引っかき硬度計(荷重 25 g)を用いて酸化表面に垂直方向に数本の条痕を引き、つぎにこの条痕の幅を顕微鏡によって観察する方法である。この場合その条痕は酸素未拡散の試料断面中心部では一定の幅を有しているが、拡散によって酸素をより多く固溶した表層部に近づくほど硬度の上昇のため条痕の幅がせまくなるのがわかる。したがってこの実験では条痕の幅がせまくなり始める所から酸化膜と金属との境界までを酸素が拡散した層と考え、この深さを顕微鏡観察によって測定した。

つぎに酸素の固溶がその合金の耐酸化性にあたえる影響をしらべるために、純 Zr, Zr-3% W, Zr-2.5% Sn, Zr-2.5% Sn-1% Fe の各合金に酸素を固溶させた試料を作ったが、その作製法は第1報でのべたのと同じである。すなわち上記合金試片を一定時間 700°C の dry O₂ 中で酸化し、つぎにこれを 800°C の真空中 (10⁻⁵ mm Hg) で約 20 時間加熱して酸化膜中の酸素を金属内に拡散固溶させた。酸素含有量の種類は最初に酸化させるときの時間を適当に変化させることによって作った。試料の酸素含有量(分析値ではない)を表2.1に示す。

このような試料の酸化増量曲線は前報と同じ方法を用いて 700°C の酸素中で酸化して測定した。

つぎにこの報告で用いた三元合金は 1~3% Al 合金、1~5% Nb 合金にそれぞれ 0.5~2% の範囲で Cu を

表 2.1 酸素固溶試料

基 本 合 金	酸 素 固 溶 量 (%)				
Pure Zr	0,	0.1,	1.0,	1.4,	1.9
Zr-3% W	0.1,	0.4,	0.7,	1.0,	1.9
Zr-2.5% Sn	0,	0.2,	0.8,	1.4,	1.9
Zr-2.5% Sn-1% Fe	0,	0.2,	0.8,	1.1,	1.9

表 2.2 三元合金組成

No.	合 金 組 成
1	Zr-1% Al
2	#-1% Al-0.5% Cu
3	#-1% Al-1% Cu
4	#-1% Al-1.5% Cu
5	Zr-2% Al
6	#-2% Al-0.5% Cu
7	#-2% Al-1% Cu
8	#-2% Al-2% Cu
9	Zr-3% Al
10	#-3% Al-0.5% Cu
11	#-3% Al-1% Cu
12	Zr-1% Nb
13	#-1% Nb-0.5% Cu
14	#-1% Nb-1% Cu
15	#-1% Nb-2% Cu
16	Zr-5% Nb
17	#-5% Nb-1% Cu
18	#-5% Nb-2% Cu
19	Zr-1% Mo-1% Cu
20	Zr-0.2% Sn-0.1% Fe-0.1% Nb-0.1% Ni (Ozhennite)
21	Zr-1.5% Sn-0.15% Fe-0.05% Ni-0.1% Cr (Zircaloy-2)

添加した Zr-Al-Cu および Zr-Nb-Cu 系合金で、その組成を表 2.2 に示す。試料の作製方法は前報と同じである。なお性質の比較のため従来から実用合金として知られている Zircaloy-2、Zr-Cu-Mo および Ozhennite の各合金試料も同じ方法によって作った。

実験は酸化増量曲線の測定と酸化膜の顕微鏡観察とを行なった。酸化増量曲線は 0.5 mm 厚の試片を用いて 700°C の dry O₂ 中酸化について測定し、また酸化膜の観察はその断面において行なったが、その方法は前報とまったく同様である。

さらに三元合金の一部については高温硬度を測定したが、試片は厚さ 2 mm の焼鈍状態 (800°C・5h) を用い、測定には高温ビッカース硬度計 (荷重 5 kg) を使用した。

3. 酸素拡散層

3.1 酸素拡散層の観察

Zr およびその各種合金を酸化した場合の酸素拡散層の深さ、ならびに酸化時間にもなう深さの変化を引っかき硬度の条痕から測定した。

図 3.1 には耐酸化性にすぐれち密な酸化膜を生成する合金グループの代表例として、純 Zr の酸化試料断面に引いた引っかき条痕の顕微鏡写真を示し、図 3.2 には耐酸化性に劣り porous な被膜を生成する合金グループの代表例として Zr-Sn 合金の結果

を示した。この写真からわかるように、条痕の幅がせばまっている層、いいかえれば酸素が拡散している層の深さは純 Zr においては酸化時間の長くなるに伴い深くなり、1,000 分以上では明了な厚さとして観察される。これに対して Zr-Sn 合金では酸化時間の長いものでも拡散層はそれほど深くない。

他の種々の Zr 合金についても同様の方法で拡散層を検出しその深さを測定した。この結果を図 3.3 には酸化時間を横軸とし、また図 3.4 には酸化増量を横軸として図示した。

これらの図からわかるように、純 Zr をはじめとし Zr-Cu、Zr-Ni、Zr-W の各合金の拡散層深さは酸化時間が長くなるほど、すなわち酸化増量が大となるにしたがって深くなる。これに対して Zr-Al、Zr-Ti、Zr-Sn-Ni、Zr-Nb-Ni の各合金の拡散層は Zr-Sn 合金の場合と同様に浅く、かつ酸化時間にもなう変化がほとんど認められない。

さらにこれらの図をみて明らかなように、同一の酸化増量 (すなわち同じ量の酸素を補集した状態)、あるいは

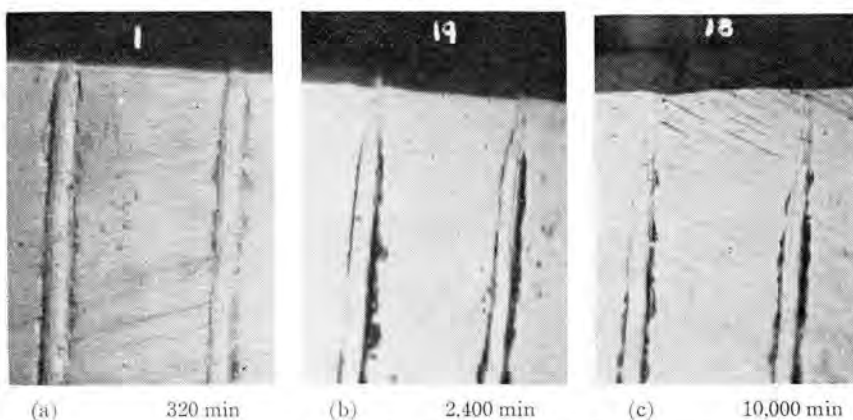


図 3.1 酸化した純 Zr 断面の引っかき条痕顕微鏡写真

Fig. 3.1 Microphotography of the streaks by means of the scratching-hardness tester (load 25 g) on the section of the oxidized samples of the pure Zr. ($\times 210$)

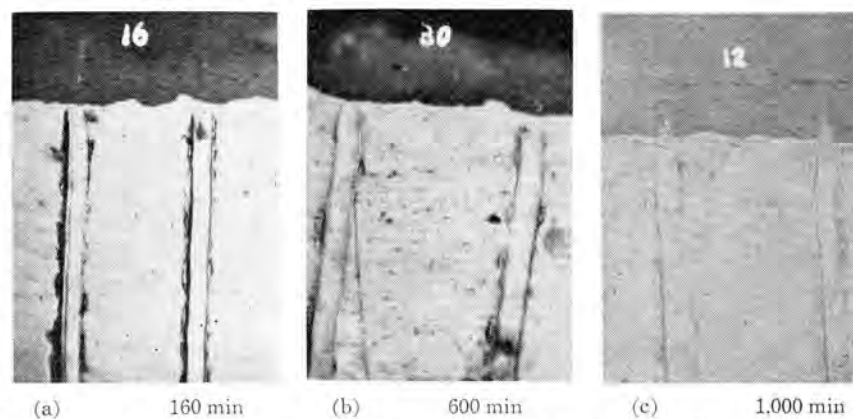


図 3.2 酸化した Zr-Sn 合金断面の引っかき条痕顕微鏡写真

Fig. 3.2 Microphotography of the streaks by means of the scratching-hardness tester (load 25 g) on the section of the oxidized samples of Zr-Sn alloy. ($\times 210$)

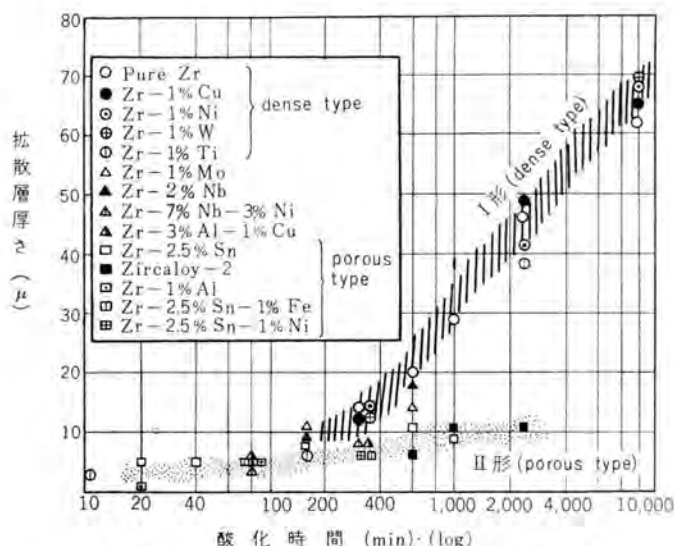


図 3.3 種々の Zr 合金の拡散層厚さと酸化時間の関係
Fig. 3.3 Relation between the thickness of the diffusion zone of various Zr alloys and the oxidation time.

同一の酸化時間についてこれらの各合金の拡散層深さを比較した場合、前者の耐酸化性良好で密な被膜を生成する グループ の合金における拡散層の深さは、後者の耐酸化性わるく porous な被膜の合金の場合よりもつねに深いという特長が認められる。なお耐酸化性あるいは酸化膜の特長において前記の 両グループ の中間的特長を示す Zr-Nb, Zr-Mo らの合金は、拡散層の深さに関しても中間的特長を示した。以上の結果、拡散層の特長とその合金の耐酸化性との間には一般的対応関係があることがわかった。

なお酸化膜に隣接した層における前記条痕幅は、たとえば図 3.1 および図 3.2 でみるように、純 Zr らの グループ

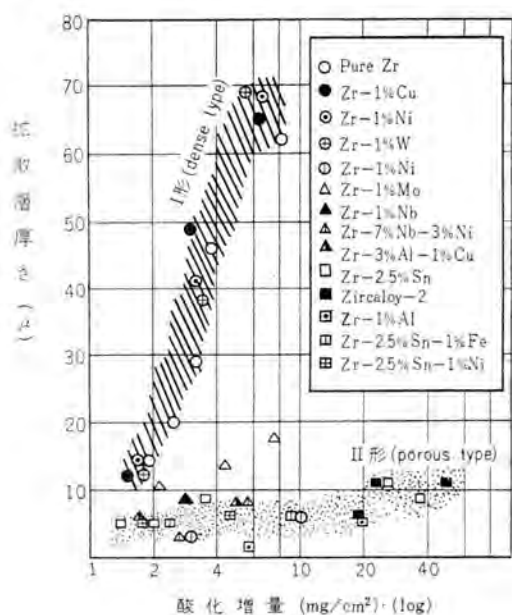


図 3.4 種々の Zr 合金の拡散層厚さと酸化増量の関係
Fig. 3.4 Relation between the thickness of the diffusion zone of various Zr alloys and the weight gain.

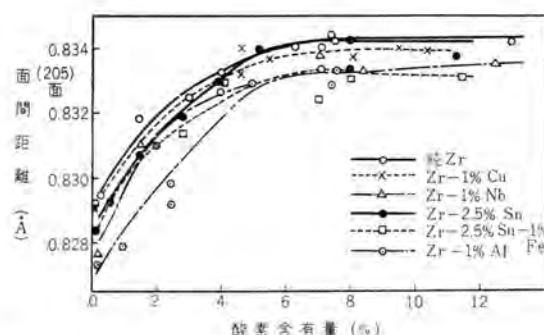


図 3.5 種々 Zr 合金の (205) 面間距離にあたる酸素含有量の影響

Fig. 3.5 The relations between interfacial distance of (205) lattice plane and the oxygen content for various Zr alloys.

ープのほうが Zr-Sn で代表される グループ よりも細いようであった。しかしこの実験の方法では明確な幅の相違としては取あげることにはできない。

3.2 各種 Zr 合金への酸素の固溶限

酸素拡散層についての検討と関連して、純 Zr, Zr-1% Cu, Zr-1% Nb, Zr-2.5% Sn, Zr-2.5% Sn-1% Fe および Zr-1% Al の各合金に対する概観的な固溶限を X 線回折によって測定した。すなわち α -Zr 相に酸素が固溶すればその結晶格子面間距離は拡大し、⁽³⁾ 固溶限に至ればほぼ一定の飽和値に達するであろうという考えに基づき、各合金に種々の量の酸素を含有させた場合の α -Zr の (205) および (123) 結晶面の面間距離の変化をしらべた。

この結果の一例として (205) 面についての結果を図 3.5 に示す。その結果、いずれの合金においても酸素の固溶とともに面間距離が次第に拡大し、ある酸素含有量においてほとんど飽和値に達したが、その酸素含有量は合金の種類によって大差がない。したがってこれらの合金への酸素固溶限はとくにいちじるしい相違がないと判断した。

なお Zr およびその合金は酸素を固溶するとともに硬度が増加し、固溶限以上ではその変化は少ないと考えられるので、各種合金の酸素固溶試料の引っかかり硬度を測

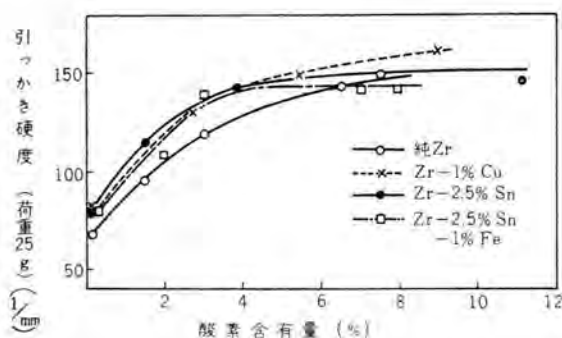


図 3.6 種々 Zr 合金の硬度にあたる酸素含有量の影響
Fig. 3.6 The relations between scratch hardness and the oxygen content for various Zr alloys.

定し、これを図3.6に示した。この結果から明らかなように、硬度変化はいずれの合金においてもほぼ同じ酸素含有量で飽和の傾向を示し、各種合金への酸素固溶限にはとくに相違のないことが確かめられた。

以上の結果、前項における拡散層の深さの相違、あるいは酸化膜に隣接した部分の条痕幅が一見相違する結果を、酸素固溶限の大小ととくに関連させて説明することはできないようである。

3.3 酸素の固溶が耐酸化性に与える影響

前述のように酸化膜と金属と接する層には酸素を固溶した拡散層が存在し、したがって酸化過程において酸化膜を経て浸入する酸素はこの拡散層と反応するわけである。このため酸素の固溶による酸化速度への影響が合金の種類によって相違するか否かを調査する必要がある。この報告では前報でいわゆるI形として分類した合金の中から純ZrおよびZr-3%Wを選び、またII形からはZr-SnおよびZr-Sn-Fe合金を代表として、それ

ぞれの耐酸化性に与える酸素固溶量の影響をしらべた。

図3.7および図3.8はそれぞれ、種々の量の酸素を固溶したZrおよびZr-3%W合金の700°C dry O₂ 中における酸化増量曲線である。これらの合金の場合は図からわかるように、その初期酸化過程では酸素を固溶したもので酸化増量はとくに大ではなく、酸素含有量による酸化速度への影響はほとんどなかった。

これに対して図3.9および図3.10に示したZr-SnあるいはZr-Sn-Fe合金の場合の結果では酸素をより多く固溶したほど酸化増量の多いことが知られた。

図3.11にはこのような特長の比較をみやすくするため、各合金の酸化の初期過程を一応 parabolic rate にしたがうものと仮定して酸化速度恒数 (k) を求め、酸素固溶量に対して図示した。この結果、純ZrあるいはZr-3%WのようなI形に分類される試料では酸素の固溶によって酸化速度がそれほど増加しないに比べて、Zr-Sn, Zr-Sn-FeのII形に属する合金では酸素固溶量の

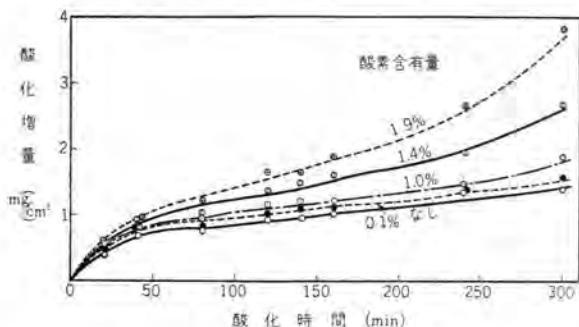


図3.7 種々の量の酸素を固溶したZrの700°C乾燥酸素中における酸化増量曲線

Fig. 3.7 Weight gain curves of Zr metal of various content of solid soluble oxygen due to oxidation in dry O₂ at 700°C.

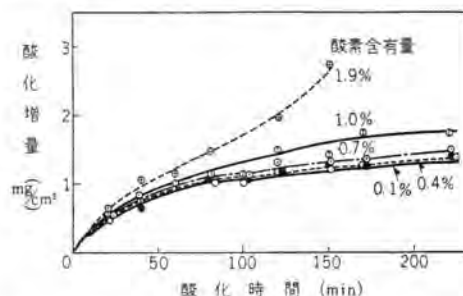


図3.8 種々の量の酸素を固溶したZr-3%W合金の700°C乾燥酸素中における酸化増量曲線

Fig. 3.8 Weight gain curves of Zr-3%W alloy of various content of solid soluble oxygen due to oxidation in dry O₂ at 700°C.

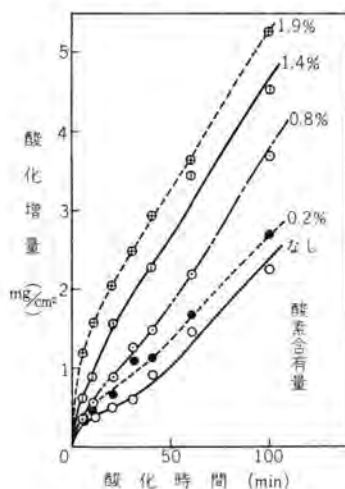


図3.9 種々の量の酸素を固溶したZr-2.5%Sn合金の700°C乾燥酸素中における酸化増量曲線

Fig. 3.9 Weight gain curves of Zr-2.5%Sn alloy of various content of solid soluble oxygen due to oxidation in dry O₂ at 700°C.

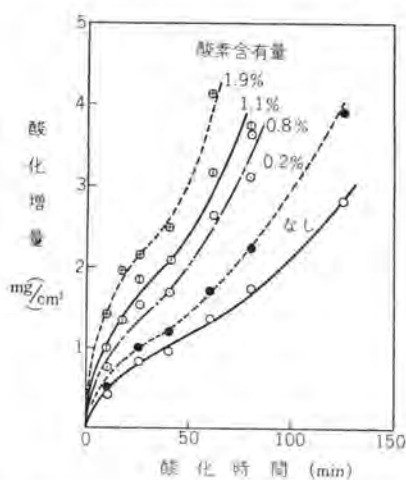


図3.10 種々の量の酸素を固溶したZr-2.5%Sn-1%Fe合金の700°C乾燥酸素中における酸化増量曲線

Fig. 3.10 Weight gain curves of the Zr-2.5%Sn-1%Fe alloy of various content of solid soluble oxygen due to oxidation in dry O₂ at 700°C.

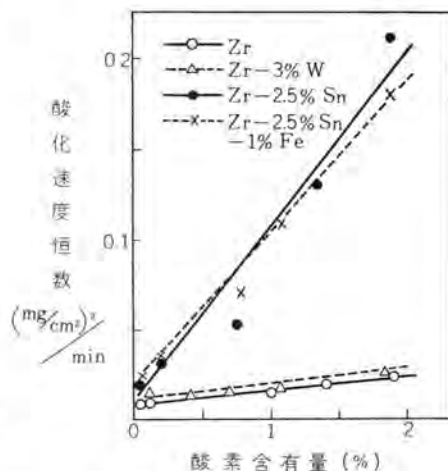


図3.11 種々のZr合金における酸素固溶量と酸化速度恒数の関係
Fig. 3.11 Relations between the oxidation rate constant and the content of solid soluble oxygen in various zirconium alloys.

増加とともに酸化速度が急激に増加することが知られる。

このような結果、II 形合金の酸化に際しては、酸化膜を経て拡散層に到達した酸素はすでに酸素を固溶した状態にある拡散層と鋭敏に反応すると考えられ、その結果酸素拡散層のすぐあとを酸化膜の生成が追いつくという状態をとるために、前記のような拡散層が非常に浅いという特長を示すのであろう。

なおまた、このような現象は II 形合金の酸化速度が I 形にくらべて大であるという理由の説明としても都合のよい結果である。

なおこの項で使用した合金は新しく作ったインゴットから加工したもので、加工上の不手ぎわからやや表面状態がわるいので、第 1 報の結果などに比べてやや酸化増量が多い傾向にあるがこのような比較実験にはさしつかえがない。

4. Zr-Al, Zr-Nb 合金の耐酸化性改良

第 1 報、第 2 報ならびに前章にのべたように、各種の Zr 合金の高温酸化に関して多角的な調査を行ない、その結果の相互の対応関係についてもしらべてみるとおのずから Zr の耐酸化性に有効な添加元素が制限されてくる。

ところで一般に Zr の高温強度に寄与すると報告されている⁽⁴⁾Al, Nb, Mo, Ta などとの合金は高温酸素中における耐酸化性は純 Zr に比べてかなり劣っており、高温強度と耐酸化性兼備の目的のためにこれらの合金の耐酸化性改良が望まれる。この報告では高温強度に寄与する元素の中でとくに中性子吸収断面積も小さい Al, Nb との各合金に対して、従来の検討結果として耐酸化性に好影響をもたらすことが知られている Cu, Ni, Fe などのうちとくに Cu を複合添加することによって耐酸化性の改良を試みた。

4.1 酸化増量曲線

表 2.2 に示した各合金を 700°C の酸素中で酸化した場合の酸化増量曲線について説明する。

まず図 4.1 は耐酸化性の比較に用いた Zr 1% Cu-1% Mo 合金および Ozhennite 合金の酸化増量曲線である。Zr-1% Cu-1% Mo 合金は炭酸ガス中の耐酸化性が良好な Zr-Cu 合金の高温強度改良合金として開発された⁽⁵⁾合金であり、酸素中の酸化では図のように比較的短時間に break away が認められるが、break away 後の酸化勾配が比較的緩慢な特長がある。しかしその酸化増量は純 Zr よりはかなり多い。Ozhennite 合金は少量の Sn, Fe, Nb, Ni を配合した合金で本来高温水中の使用を目的として開発された⁽⁶⁾合金であり、酸素中酸化

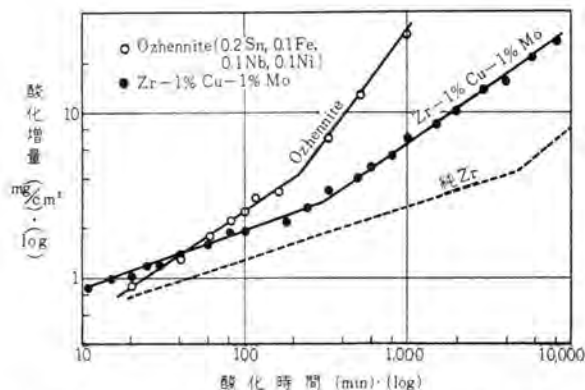


図 4.1 Zr-1% Cu-1% Mo および Ozhennite 合金の酸化増量曲線

Fig. 4.1 Weight gain curves of Zr-1% Cu-1% Mo alloy and Ozhennite alloy.

では酸化速度ならびに break away が早く耐酸化性は良好ではない。

この二つの合金の結果は以下の各図において適宜比較

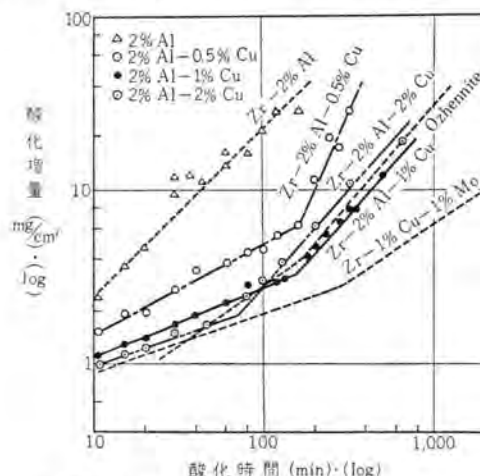


図 4.2 Zr-2% Al-Cu 合金の酸化増量曲線

Fig. 4.2 Weight gain curves of Zr-2% Al-Cu alloys.

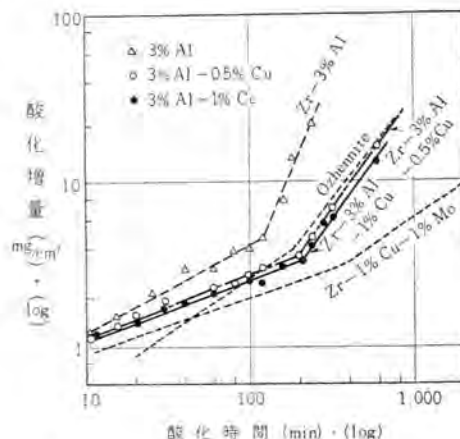


図 4.3 Zr-3% Al-Cu 合金の酸化増量曲線

Fig. 4.3 Weight gain curves of Zr-3% Al-Cu alloys.

表 4.1 Zr-2% Al-Cu 合金の酸化結果

合金	2 Al	2 Al-0.5 Cu	2 Al-1 Cu	2 Al-2 Cu	Ozhennit
酸化時間 (min.)					
40	11.0	3.4	1.9	1.5	1.2
80	15.5	4.2	2.9	2.4	2.5
160	20.8	6.3	3.2	1.7	3.8
320		27.0	7.0	11.0	7.8
break away 時間 (min)	きわめて短時間	160	160	70	180

のためにかかげた。

図4.2および図4.3にはそれぞれ2, 3% Al 合金にCuを添加した場合の結果を示した。図4.2は2% Al 合金およびこれに0.5, 1, 2%のCuをそれぞれ添加した3種の三元合金の酸化増量曲線であり、表4.1には代表的な酸化時間における酸化増量およびそのbreak away 時間を示した。この結果からわかるように2% Al-Zr 合金はごく短時間から酸化増量がいちじるしく多く、被膜もはがれやすく測定にも正確を欠くようであった。これに対して0.5%のCuを添加した三元合金では酸化膜が安定し、初期酸化過程における酸化量は減少し、break away 時間もやや長時間となった。またCuを1%まで増加すると酸化増量はさらに減少しその耐酸化性はOzhennite とほぼ同等となった。

3% Al 合金は本来2% Al 合金より耐酸化性がよいが、この系においてもCuの添加による改良効果が認められ、0.5~1%のCuを添加した三元合金の耐酸化性はOzhennite と同等である。

1% Al 系についても実験したが、この場合ではそれほどいちじるしい改良効果がない。

以上のように耐酸化性のいちじるしく悪い Zr-Al 二元合金はCuの添加によってある程度まで改善することができる。しかしZr-1% Cu-1% Mo 合金よりはかなり耐酸化性が劣り実用合金としての価値はZr-Al-Cu 系合金では見出されなかった。

つぎに1% Nb 二元合金はZr-Al 合金のようにいちじるしく耐酸化性の悪い合金ではないが、そのまま実用合金として使用するには不満足である。

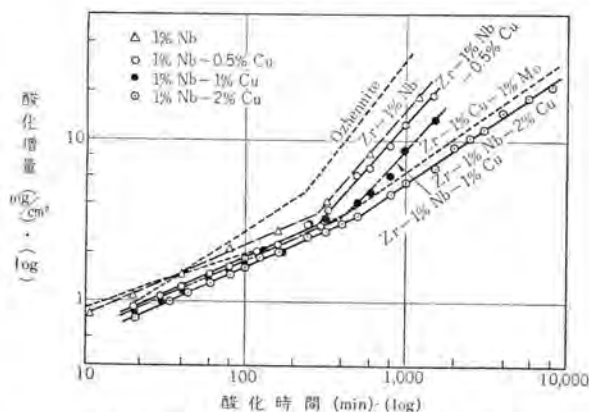


図 4.4 Zr-1%Nb-Cu 合金の酸化増量曲線
Fig. 4.4 Weight gain curves of Zr-1%Nb-Cu alloys.

表 4.2 Zr-1% Nb-Cu 合金の酸化結果

合金	1Nb	1Nb-0.5Cu	1Nb-1Cu	1Nb-2Cu	1Mo-1Cu
酸化時間 (min.)					
160	2.7	2.3	2.0	2.0	2.4
600	8.0	7.0	4.8	3.8	5.0
1,500	24.0	19.0	14.0	6.8	8.3
3,000	—	—	—	11.5	13.0
8,000	—	—	—	21.0	27.0
break away 時間(min)	270	300	440	500	320

図4.4には1% Nb 合金に0.5, 1, 2%のCuを添加した3種のZr-Nb-Cu 合金の酸化増量曲線を示し、表4.2には代表的な酸化時間における酸化増量およびbreak away 時間を一括した。

まず0.5% Cuを添加した合金では全酸化過程を通じて若干酸化増量が減少したが、break away 時間あるいは酸化速度勾配にはとくに影響がない。

1% Cuを含有する合金の場合、初期酸化過程では0.5% Cu添加合金とはほとんど相違はないが、break away 時間が若干長いため600分以上の酸化増量がCuを添加しない合金よりもかなり少ない。しかし既知実用合金の1% Cu-1% Mo 合金と比較すると、長時間の酸化における増量がかかり多い。

これに対して2%のCuを添加した合金では1% Cu-1% Mo 合金にもまさる耐酸化性を示した。すなわち、この合金の初期酸化過程における増量は1% Cu添加合金よりもさらに少なく、break away 時間はZr-1% Nb 合金の約2倍長い。さらに図から明らかなように、break away 前後の酸化速度勾配の変化は0.42より0.68へという比較的小さい変化であり、他の合金の場合のようにlinear rate とはならない特長がある。すなわちbreak away 後の酸化増量の変化が少なく、耐酸化性の上においてきわめて有利であり、1% Nb 合金に対するCuの添加は効果的であった。さらに表4.2に示したように、1% Nb-2% Cu 合金の酸化増量は8,000分までの全酸化過程において既知の実用合金である1% Cu-1% Mo 合金よりも酸化増量がつねに少ないので、これに匹敵する実用合金としてみとめる。

5% Nb 合金の耐酸化性は1% Nb 合金に比べてかなり劣った合金であるが、Cuの添加によって同様の改良効果がみとめられた。図4.5には5% Nb-1% Cu, 5% Nb-2% Cu 合金の酸化増量曲線を示す。5% Nb-1% Cu 合金は試料の表面状態の不良からか結果がややばら

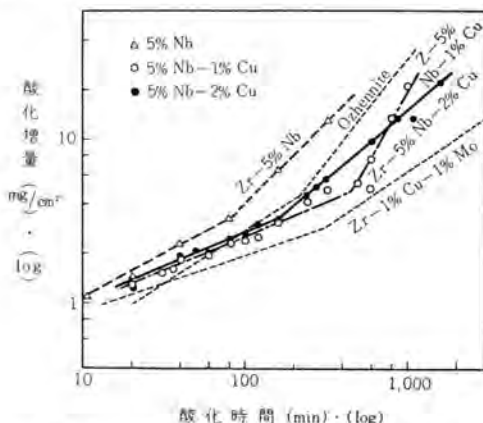


図 4.5 Zr-5%Nb-Cu 合金の酸化増量曲線
Fig. 4.5 Weight gain curves of Zr-5%Nb-Cu alloys.

ついたが、5% Nb 二元合金より酸化増量が少なく break away 時間も長いようである。2% の Cu を添加した合金では初期酸化増量が少なく、かつ break away 時間が若干長くなることは明らかであり、さらに1% Nb-2% Cu 合金と同様に break away 後の酸化速度勾配がゆるやかとなる特長がみとめられた。

4.2 酸化膜の顕微鏡観察

前述のような耐酸化性改良にともなってみとめられる酸化膜の状態変化を観察した。まず図4.6には Zr-Al-Cu 系合金の代表例として Zr-2% Al-1% Cu 合金に生成した酸化膜の顕微鏡写真を示す。すでに前報でのべたように Zr-Al 二元合金の酸化膜には酸化の早い時期か

ら pore が発生し、しかも急速に発達する特長があり、たとえば Zr-2% Al 合金の120分酸化後の被膜は図4.6(a) のようにはなはだしく porous であった。これに対して1% の Cu を添加した合金では、図4.6(b) のように、同じ酸化時間で比較して酸化膜厚さは非常に減少し、pore の数はきわめて少ない。図(c)はこの合金を320分間酸化した酸化膜であって明瞭な pore が認められるが、酸化時間にともなう pore の発達が遅いようであった。

その他の Zr-Al-Cu 系合金の酸化膜についても同様の観察を行ない、酸化膜の porosity を定性的にしらべた結果を表4.3に示した。これらの結果から明らかなよ

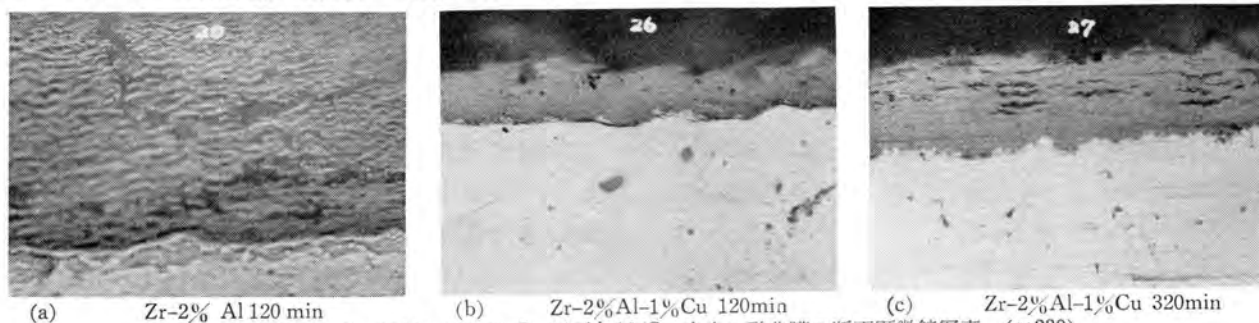


図 4.6 Zr-2%Al および Zr-2%Al-1%Cu 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×230)
Fig. 4.6 Microphotographs of the oxide layer of Zr-2%Al and Zr-2%Al-1%Cu alloys in the cross section.

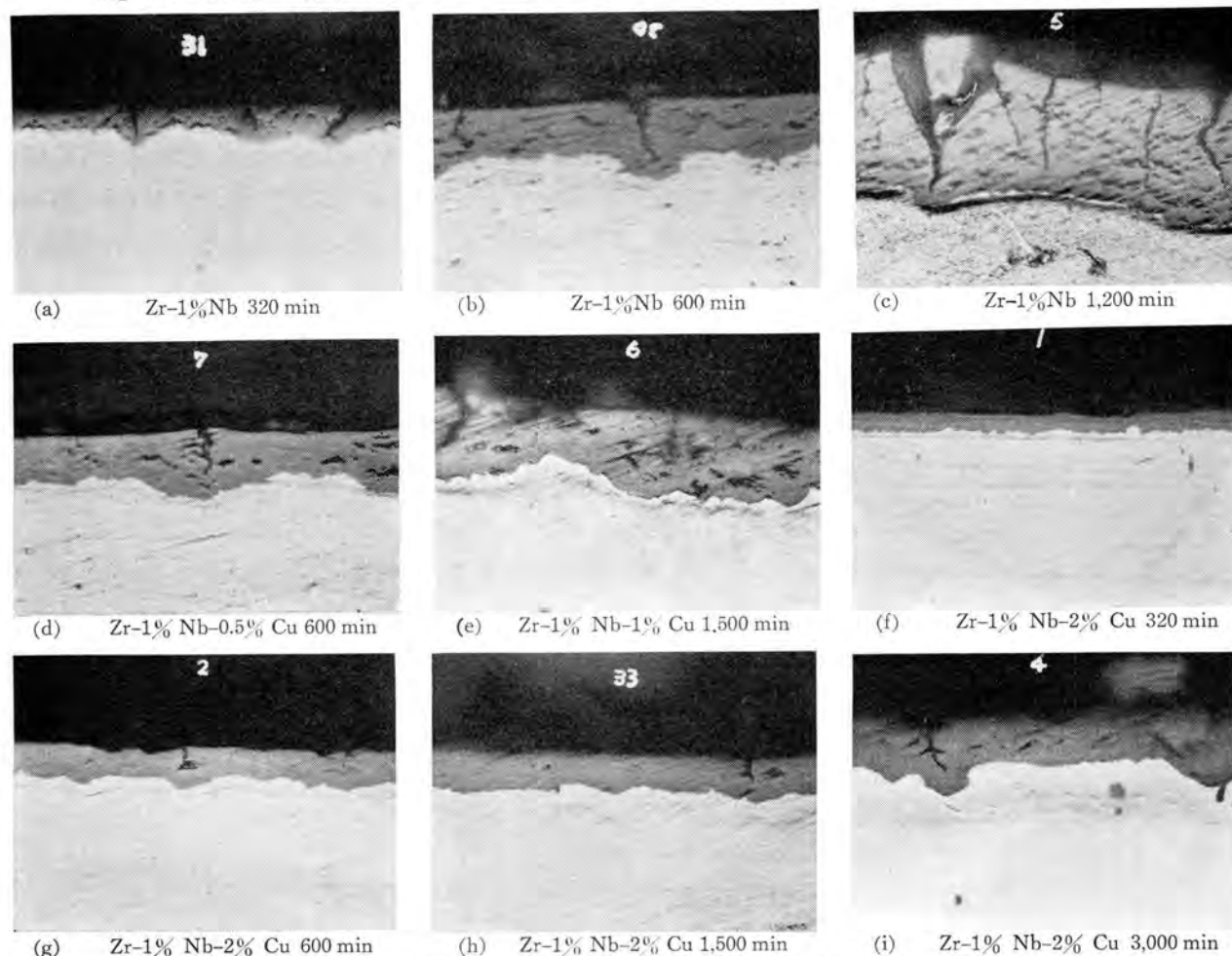


図 4.7 Zr-1% Nb および Zr-1%Nb-Cu 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×230)
Fig. 4.7 Microphotographs of the oxide layer of Zr-1%Nb and Zr-1%Nb-Cu alloys in the cross section.

表 4.3 酸化膜の porosity

酸化時間 (min)	120	160	320	600	1,500	3,000
合金						
2% Al	++++					
2% Al-0.5% Cu	+		+++			
2% Al-1% Cu	+		++			
2% Al-2% Cu	+		+++			
3% Al		++±				
3% Al-0.5% Cu		±±	++±			
3% Al-1% Cu		+	+++			
1% Nb		-	++	++	+++*	
1% Nb-0.5% Cu				+	++	
1% Nb-1% Cu			-	-	++	
1% Nb-2% Cu				-	±	+
5% Nb		++±	+++			
5% Nb-1% Cu			-	++±**		
5% Nb-2% Cu			-	++±**		
1% Mo		-		++	+++*	
1% Cu-1% Mo		++±	±		+	++
Ozhennite		+++	+++			

* 1,200 分 Porosity: - 全然 pore なし
 ± ほとんどなし
 ++ わずかにある
 +++ 部分的だがある
 ** 800 分
 ++± かなりある
 +++ 全的に porous
 ++++ いちじるしく porous

うに、Zr-Al 合金に Cu を添加すると一般的に pore の発生あるいはその発達が抑制されることがわかり、耐酸化性の改善はこのような現象に対応して認められた。

つぎに Zr-1% Nb-Cu 合金の酸化膜の状態をその基本合金である Zr-1% Nb 合金に比較して図 4.7 に示し、その porosity の定性的判断結果を前述の表 4.3 に一括して示した。1% Nb 二元合金の酸化膜の特長は、図 4.7 (a), (b), (c) のように (すでに第 1 報で示した)、酸化の初期から中期にかけてち密な酸化膜と local attack に特長を有するいわゆる I 形のものであるが、pore の発生よりあとはいわゆる II 形の特長を有する中間形であった。この合金に 0.5% の Cu を添加した合金の酸化膜はこれとほぼ同じ特長を示し、たとえば 600 分では図 4.7 (d) のように若干の pore がみとめられる。しかし 1% Nb 二元合金の 1,200 分酸化後の被膜が図 4.7 (c) のよ

うにいちじるしく porous であるのに比べてこの合金の pore は少なく、また Cu を 1% とした場合の 1,500 分酸化後の被膜では図 4.7 (e) のように図 (c) と比べて porosity の減少は明らかであった。

図 4.7 (f) ~ (i) は Zr-1% Nb-2% Cu 合金を 320 ~ 3,000 分間酸化した酸化膜を示した。まず図 4.7 (f) は 320 分後のものできわめてち密であり、図 (g) は break away 後に相当した 600 分酸化後の被膜であるが I 形の合金でよくみられる local attack が認められるだけで一般にはち密な酸化膜からなっている。図 (h) は 1,500 分後の酸化膜であって、ほとんど pore が認められず 1% Nb 合金 1,200 分酸化の図 (c) に比べていちじるしく相違した。さらに長時間の 3,000 分後では図 (i) のように縦方向に起因した酸化膜の局部的肥大が増大しているが、一般には酸化膜は均一でしかもほとんどち密であった。この傾向は 8,000 分までの酸化膜でも認められ、このような酸化膜の特長はもはや Zr-1% Nb 合金のような中間形特長ではなく、むしろ I 形の合金における特長と同一である。なおこの合金の酸化増量曲線の break away 後における勾配が比較的ゆるやかであった結果と上記酸化膜の特長とはよく対応しているようであった。

さらに図 4.8 には 5% Nb-Cu 系の一例として 5% Nb-2% Cu 合金の結果を示した。図 4.8 (b) は 160 分後の酸化膜であって 5% Nb 二元合金 (図 (a)) のような pore はほとんどみとめられず、縦方向に起因した local attack がやや観察されるにすぎない。酸化時間の経過にしたがって local attack の発達と pore 発生が併行して起こり、800 分では図 (c) のような酸化膜がみとめられた。

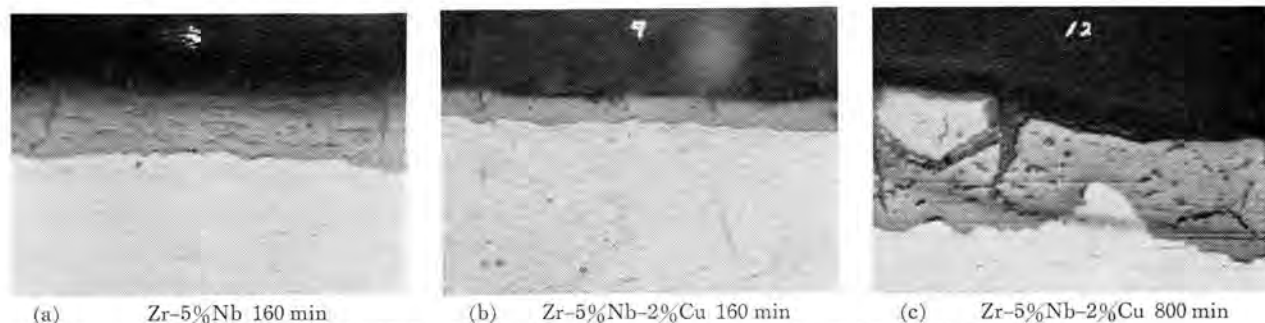


図 4.8 Zr-5%Nb および Zr-5%Nb-2%Cu 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×230)
 Fig. 4.8 Microphotographs of the oxide layer of Zr-5% Nb and Zr-5% Nb-2% Cu alloys in the cross section.

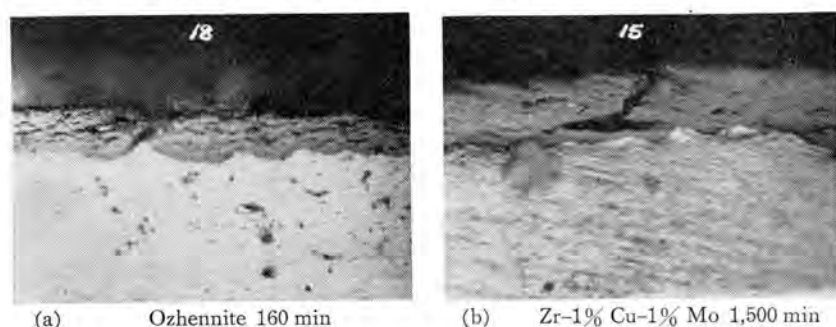


図 4.9 Ozhennite および Zr-1% Cu-1% Mo 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×230)

Fig. 4.9 Microphotographs of the oxide layer of Ozhennite and Zr-1% Cu-1% Mo alloys in the cross section.

なおこの報告で比較のために用いた合金のうち Ozhe-
nnite 合金は酸化のかなり初期から酸化膜に pore が認
められ、160 分後の酸化膜は 図 4.9 (a) のようになり
porous であった。これに対して 1% Cu-1% Mo 合金
は break away 後においても pore の発達がおそく、図
4.9 (b) は一例として 1,500 分後の酸化膜を示した。た
だし 3,000 分間の酸化後の被膜には部分的にあきらかな
pore が認められる。

以上の結果、Zr-Al または Zr-Nb 合金に Cu を添加
すると、酸化膜の pore の発生あるいはその発達が抑制
され、いわゆる I 形合金の酸化膜にみられる特長に近づ
き、これに対応して耐酸化性が改善されることが明らか
であった。すなわち二元合金において認められた酸化膜
と耐酸化性との対応関係が三元合金においても同様に認
められたわけである。

4.3 Zr-Al-Cu, Zr-Nb-Cu 合金の実用合金としての価値

第 1 報のまえがきでのべたように原子炉材料としての
Zr 合金の価値は高温における耐酸化性、中性子吸収断
面積ならびにその高温強度によって評価される。

この章でのべた各三元合金の基本である Zr-Al およ
び Zr-Nb 合金はいずれも高温強度にすぐれた合金であ
るが、この耐酸化性を Cu によって改良した三元合金の
高温強度を硬度の測定によって検討した。

図 4.10 にはその代表例として 3% Al-1% Cu, 1% Nb-
2% Cu, 5% Nb-2% Cu の各合金の 600°C までにおけ
る硬度変化を測定した結果を純 Zr, Zircaloy-2, Zr-1%
Cu-1% Mo の測定結果と比較した。この結果、3% Al-
1% Cu 合金の高温硬度はいちじるしく高く、400°C に
おいてもなお 200 以上のビッカース硬度を保っている。5
% Nb-2% Cu 合金の硬度は既知実用合金 1% Cu 1%
Mo 合金よりかなり高い。また 1% Nb-2% Cu 合金は

300°C 付近で 1% Cu-1% Mo 合金よりやや低い、概
して同水準の高温硬度を有し、純 Zr よりはもちろんの
こと Zircaloy-2 よりもかなり硬度が大であった。

さて以上の耐酸化性ならびに高温硬度の結果を基とし
て各合金の実用性を考えてみると、まず Zr-Al-Cu 系
合金は Zr-Al 二元合金よりいじりしく耐酸化性がよ
いが、実質的には十分な耐酸化性合金とはいいがたく、
たとえ高い高温強度と小さい中性子吸収断面積の特長が
あるとしても実用性はない。またこの合金は加工性に難
点がある。

Zr-5% Nb-Cu 系は高温強度が高く、ある程度の耐酸
化性も有するがその耐酸化性はなお十分ではなく、さら
に加工性があまりよくないので使用範囲は制限される。

これに対して Zr-1% Nb-Cu 系のうちとくに Zr-1%
Nb-2% Cu 合金は高温硬度において既知合金 1% Cu-
1% Mo 合金よりわずかに劣るが、Zircaloy-2 よりかな
り高く、加工性も良好である。なかんずくその耐酸化性
は 700°C・8,000 分の酸化においても防護被膜を維持する
ほど良好であり、1% Cu-1% Mo 合金の耐酸化性よりす
ぐれている。

以上のように Zr-1% Nb-2% Cu 合金は強度、耐酸化
性、加工性においていずれも妥協しうる良好な性質を有
し、さらに Zr 本来の中性子吸収断面積が小さい特長を
ほとんど害さないと考えられるので、Zr-1% Cu-1% Mo
合金ら既知合金に匹敵する実用合金として適当である。

5. む す び

この報告では Zr 二元合金の酸化に伴う諸現象のうち
前報までに残されていた酸素拡散層に関する検討を、種
々の Zr 二元合金を対象として行なった。この結果、前
報までにのべた各現象が合金の種類によって二つの形に
分けられたのと同様に、本報の拡散層の性質にも二つの
対称的な特長が認められ、かつその特長は耐酸化性の良
否とそれぞれ対応することがわかった。

つぎに第 1 報から本報に至る Zr 二元合金の高温酸化
に関する多角的な検討によって、Zr の耐酸化性に好影
響をあたえる添加元素が選ばれるので、本報ではそのう
ちからとくに Cu を選び、これを Zr-Al, Zr-Nb のよ
うな高温強度に特長を有する Zr 合金に複合添加して、
その耐酸化性にあたえる効果をしらべた。その結果、い
ずれの場合においても酸化膜中の pore の発生あるいは
発達が抑制され、これに対応して耐酸化性の改良がみと
められ、中でも Zr-1% Nb-2% Cu 合金は高温強度と耐
酸化性兼備の実用合金として有望であることをみとめた。

(昭 35-8-26 受付)

参 考 文 献

- (1) 山森・実・中島：シリコウム およびその合金の高温酸化
(1), 『三菱電機』, 33, No. 8, p. 79 (昭 34).
- (2) 山森・実・中島：シリコウム およびその合金の高温酸化
(2), 『三菱電機』, 33, No. 12, p. 134 (昭 34).
- (3) R. M. Treco: J. of Metals, 5, 344 (1953).
- (4) O. S. Ivanov et al.: A/CONF. 15/P/2046 (1958).
- (5) G. C. E. Olds et al.: A/CONF. 15/P/1455 (1958).
- (6) R. S. Ambartsumyan et al.: A/CONF/P/2044 (1958).

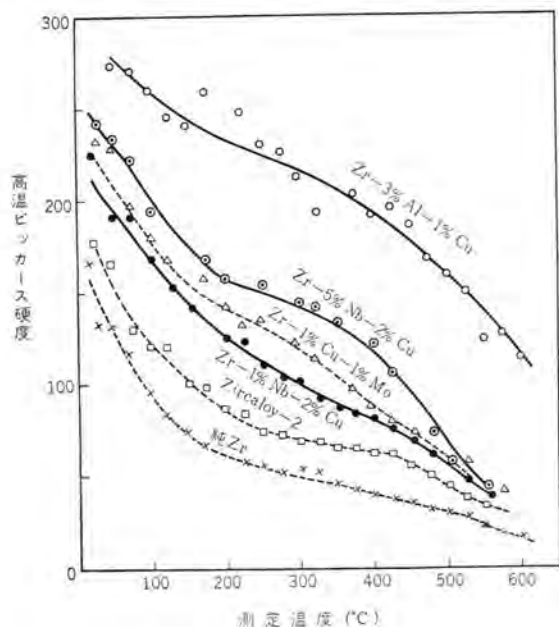


図 4.10 種々の Zr 合金の高温硬度 (荷重 5 kg)
Fig. 4.10 Vickers hardness of various Zr alloys at high
temperature. (load 5 kg)

粒子加速装置の展望 (2)

三菱原子力工業株式会社研究所 今村 元*

3.4 サイクロトロン (cyclotron または fixed frequency cyclotron)

サイクロトロンは、よく知られているように E.O. Lawrence⁽²³⁾ の発明したイオンを加速する装置で、原子核反応の研究に非常に貢献した装置である。原理は図 3.18 に示すようなものである。2 個の D 形の電極 A および B があって、これに外部より高周波電圧を供給し、A、B 電極間の狭い間隔には高周波電界が働くようにしてある。さらに電極 A および B を一様なしかも紙面に垂直な磁場内に入れておく。このとき、たとえば P からイオンがある速度で動き出して電極 A 内にはいったとすると、

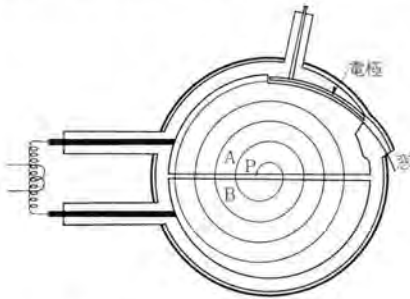


図 3.18 サイクロトロンの原理図

そこでは電界は働かず、磁界だけが働くからイオンは図のように一定の半径の円を描いて、ふたたび AB 間の間隙に出てくる。このときちょうど、AB 間の高周波電界が A→B のほうに向いていると、このイオンはそこで加速されて エネルギー を増し、電極 B 内にはいる。B 内においては、イオンは前より速度が増しているため、大きい半径の円を描いてふたたび AB 間の間隙に出てくる。この電極 B 内において半円を描いて走る時間がちょうど高周波の周期の半分になっていると、イオンが AB 間の間隙にはいったときは電界の向きは前と反対になっていて、ここでふたたび加速されて電極 A 内にはいる。そこで描く半円の半径は前よりもさらに大きくなっている。しかも都合なことは、強さ H の磁界内で質量 m 、電荷 e のイオンが半円を描くに要する時間 t は、簡単な計算からわかるように、

$$t = \frac{\pi m}{He}$$

で与えられるから、その半径の大きさには無関係である。すなわち、半径が大きくなるときには速度も大きくなっていて、時間は変わらない。したがって、一度高周波の位相とイオンの位置が適当になっていると、イオンは間隙にはいるごとに必ず加速され、エネルギーが漸次増加するとともに半径も大きくなりながら回るのである。

このようにして、間隙を通過するごとに得るエネルギーは小さくても、回る回数が非常に大きくなると、最後には非常に大きいエネルギーを得ることができる。その最後のエネルギー E は最大

の半径 R と磁界の強さ H で決まるものであって、次式で与えられる。

$$E = \frac{e^2}{2m} H^2 \cdot R^2$$

上式によると、エネルギーは磁界の強さの 2 乗に比例し、さらに半径の 2 乗に比例する。サイクロトロンに強大な電磁石が必要なことはこれからみても明らかである。イオンの得るエネルギーは高周波電界の電圧には関係しないわけであって、高周波電界の電圧が低いときには回る回数が増加するだけである。通常ピーク電圧 50 kV 程度のものが用いられる。またその周期は前式によって明らかのように、イオンの質量と電荷の大きさの比に対して適当に定める必要がある。水素原子イオン、重水素イオン、 α 粒子等に対しては通常波長 30 m くらいの高周波電圧が用いられる。電子に対して、サイクロトロンを用いようとしても、電子は質量が小さいので、半円を描く時間が非常に短く、それに適合するような波長の短い高周波電圧を D 形電極に供給することは困難である。

なお、上式よりみて明らかのように、磁界および最大半径が一定の場合、すなわち、一つのサイクロトロンでは、その得られるエネルギーはイオンの電荷の 2 乗と質量の比に比例するので、重水素原子核は水素原子核の半分のエネルギー、ヘリウム原子核は水素原子核と等しいエネルギーを得ることができることになる。

電磁石によって作られる磁界は普通 10~15 k·gauss 程度の均一性のあるものが必要であるため、上下磁極間の場所によって 0.2 % 以上の差異があっては不都合だといわれている。

イオンが装置の中央で発生してから外に出るまでに何回くらい回るかというと、使用する高周波ピーク電圧は 50 kV 程度であるから、10 MeV のイオンを作るためには 200 回加速する必要がある。イオンは 1 回回るごとに 2 回ずつ加速されるので、結局 100 回回る必要がある。イオンの走る全長は非常に長いのであるが、数十 μ A の高速イオンが得られるのは、イオン流に対して D 形電極の中央の平面近くで集束作用が働いているからである。サイクロトロンではこの集束作用を二つにわけて考えることができる。第一に電界による集束作用であって、D 形電極

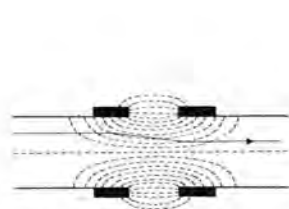


図 3.19 サイクロトロンの D 形電極の電界による集束

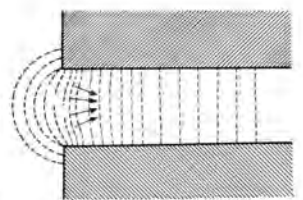


図 3.20 サイクロトロンの磁界による集束

が向かい合った所における電界は図 3.19 の点線で示すようになっている。したがって、左からはいって来たイオンは、ここでエネルギーを増すとともに、矢印のように進んで中央付近に引き込まれるのである。第二には磁界による集束作用であって、磁界の状態は周辺付近で図 3.20 の点線で示すようになっているため、イオンに対して矢印の方向に力を及ぼし、集束作用に役だつのである。実際にはこの二つの集束作用の結果は、簡単にイオンが D 形電極の中央の平面近くに単に引き付けられるだけでなく、その中央平面の上下を振動して、複雑な径路をとるのであるが、いずれにしても、これらの集束作用があるためにイオン流は発散することなく、したがって最後には図 3.18 の D に 50~100 kV の電圧を加えて、この集束イオン流を外に取り出せることになり、原子核反応の研究が行なえるわけである。

3.5 ベータトロン (betatron)

3.4 で述べたサイクロトロンでは電子を加速することはできないが、これにやや似たもので、電子を加速しようとしてあらわれたのがベータトロンで、この高速電子をターゲットに当てることにより透過力の強い X 線を発生させることができる。この名前は創始者 D.W. Kerst⁽²⁴⁾ が提案したものである。また初期には磁気誘導加速装置 (magnetic induction accelerator) ともよばれていたものである。

この装置では強度の変化する磁界を利用するのが特長である。いま針金で一つの円形の環が作ってあるとし、その環の中に環の面に垂直方向の磁界があったとする。この磁界の大きさが急に变化すると、針金に電流が流れることはよく知られている。この針金の代わりにガラス管で円形の環 (ドーナツと呼ぶ) を作り、中を真空にしておくと、この環の面を貫く磁界が変化したとき、真空中にあった電子は真空中を走り出すはずである。これがベータトロンの原理である。図 3.21 の (a) と (b) にベータトロンの構造とドーナツ断面の略図と電子の軌道を示す。ここで問題は、電子がドーナツ内を回転する回数は非常に多いわけであるが、いかなる条件を満足すればドーナツ内で安定に回転するかということである。

真空中の磁界 H 内で速度 v 、質量 m の電子の描く円軌道の半径を r とすると次の関係が成立つ、

$$mv = eHr$$

この電子の円軌道内に含まれる磁束を ϕ とし、これが時間的に変化するものとすれば、電子に働く加速電界 E は

$$E = \frac{1}{2\pi r} \frac{d\phi}{dt}$$

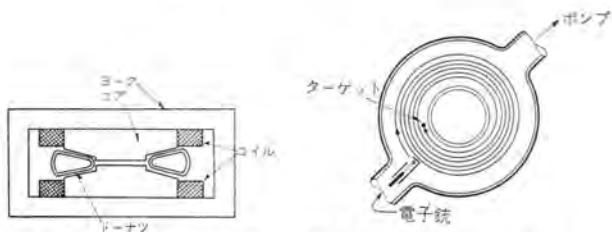


図 3.21(a) ベータトロン の構造 (Kerst 形)

図 3.21(b) ベータトロン のドーナツ断面と電子軌道

であらわされる。

このため運動量 mv が変化するが、 H がそれに比例して変わると r を不変として電子の加速が可能である。

すなわち

$$\frac{d}{dt}(mv) = eE$$

であるから

$$\Delta\phi = 2\pi r^2 H$$

となる。

これはベータトロン の基本式である。いま $H=0$ のとき $\phi=0$ とすると $\phi=2\pi r^2 H$ で、一樣磁界の場合の 2 倍の強い磁界が必要なることを示している。

しかしベータトロン磁界としてはこれだけでは不十分である。というのは電子が 1 回転して得るエネルギーは数十 eV 程度であるから 20~30 MeV に加速するには数十万回の回転をしなくてはならない。したがって軌道への集束力が電子に働かなくては加速は不可能となる。このためには r および Z 方向の集束を考えて、軌道半径 r_0 近傍の磁界の分布が次のようになっていなければならない。

$$H = H_0(r_0/r)^n, \quad 0 < n < 1$$

つぎに実際問題として加速するに当たりまずどのようにして電子を軌道に入射するかという点であるが、通常軌道の外側から電子銃によりパルス的に行なう。入射電圧とその瞬間の磁界の値が適当であるときだけ電子は軌道に捕獲される。そしてこの際入射電流により、空間電荷が形成されるためのエネルギー損失で軌道が収縮し、入射電子は電子銃に衝突することなく軌道に捕獲されうると説明されている。

捕獲された電子はその後加速を受けるが、適当な時期にベータトロン の基本式の条件を乱すと、軌道は拡大または収縮するので電子はターゲットに当たり、X 線をパルス的に発生する。

電子エネルギー (MeV)、磁界の強さ H (gauss) および安定軌道半径 r_0 (cm) の関係について述べる。電子は 1 MeV 程度で相対論的速度となるので、その運動エネルギー $K.E.$ は次式で与えられる。

$$K.E. = m_0 c^2 \left(\frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}} - 1 \right)$$

ここで m_0 は電子の静止質量、 c は光速、 $\beta = v/c$ である。

一方 運動エネルギー $K.E.$ は

$$K.E. = \frac{e^2 H r_0}{v} - m_0 c^2$$

したがって

$$K.E. \approx 3 \times 10^{-4} H r_0 - 0.51 \text{ (MeV)}$$

となる。

上式より、ベータトロン のエネルギーを決めると、 r_0 を適当に選

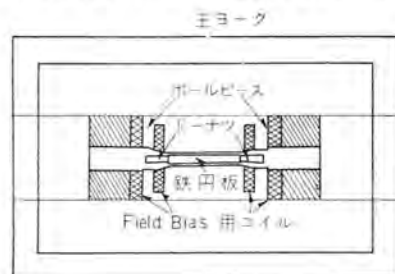


図 3.22 ベータトロン の構造 (Field Biased 形)

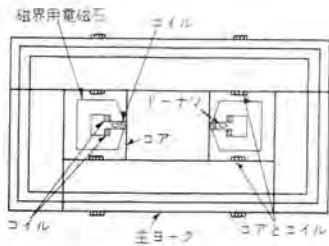


図 3.23 ベータトロン の構造 (Flux Biased 形)

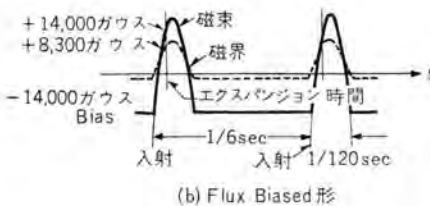
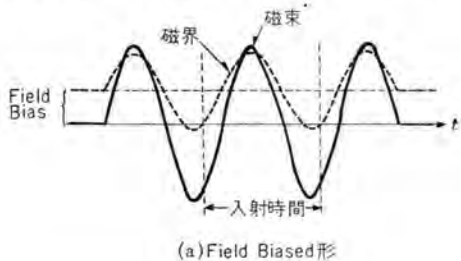


図 3.24 (a) (b) ベータトロン 電磁石磁界と磁束の波形

べば、磁界の最大値が決まってくる。たとえば 30 MeV で $r_0 = 18$ cm とすれば $H_{max} = 5,600$ gauss が必要になる。

ベータトロン の形式には Kerst が作った図 3.21 のいわゆる Kerst 形と図 3.22 および図 3.23 に示す Biased 形⁽²⁵⁾とがある。さらに Biased 形を発展させた Gregg 形⁽²⁶⁾(flux-forced, field-biased 形とも呼ばれている)がある。これらの相違は図 3.24 に示すように電子を入射する時期 I が異なるので、加速される範囲が Biased 形のほうが長い。同一容量のものでも高エネルギーに加速できる利点はあるが、一方その調整はかえってむづかしく、かなり熟練を必要とするようである。

三菱電機研究所では昭和 29 年⁽²⁷⁾Gregg 形のベータトロンを試作完成し、わが国で初めてベータトロンより電子線を空気中に取り出すことに成功した。この装置は実験用に組み立てたのであ

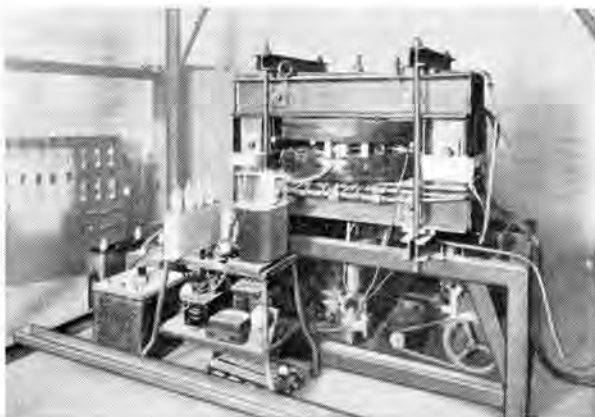


図 3.25 三菱電機製 ベータトロン

るが、消費電力は Kerst 形の約 1/2 でよかった。装置の写真を図 3.25 に示す。

3.6 線形加速装置 (linear accelerator)

線形加速装置は強力なマイクロ波の電界によって荷電粒子を一直線上で加速する装置であり、電子加速用とイオン加速用と区別して考えることができる。もちろん両者の加速方法は原理的には似ているのであるが、ただ電子加速の場合は、電子の質量が小さいため、加速によってその速度が容易に光の速度に近くなるので、相対論的取扱が必要になり、技術的にもこのことを考慮しなければならないことになる。

線形加速装置はかなり早い時期に開発されたもので、R. Wideröe (1928 年)⁽²⁸⁾に始まるというよいであろう。彼は 3 個の円筒形の空洞を直線状にならべ、両端の電極は接地し、中央の電極に発振器をつなぎ、ナトリウムとカリウムのイオンを電極電圧 (25 kV) の 2 倍に相当するエネルギーに加速することができた。その後 D.H. Sloan は同様な方法で 1930 年に水銀イオンを 200 KeV まで加速し、1934 年には 2.85 MeV にまで到達させた。

ところがこのころ E.O. Lawrence が 3.4 で述べたようにサイクロトロンを考案した。これは考え方としては線形加速装置と同じ原理で円形に加速する方法である。

一方 D.H. Sloan は 6 Mc の Tesla コイルで実験を行ない、共振変圧器への発展の糸口をつけているのも見のがせないことである。

このように、サイクロトロンの出現によって、線形加速装置は影をひそめてしまった。その理由は、その当時大電力のマイクロ波管ができなかったためである。しかし第二次世界大戦で、レーダの技術が進歩するとともに大電力用マイクロ波管(たとえばマグネトロン、クライストロン)が開発されたので、戦後急激に線形加速装置が発達した。原子核研究用はもちろんのこと、比較的小形で、ビーム・エネルギーを高くすることができるので工業的利用を目的としたもの、とくに電子加速用のものが英米両国で製作されており、わが国でも電機会社で研究開発がすすめられている。

つぎにイオン加速用と電子加速用とにわけて説明する。

(1) イオン加速用

たとえば陽子のような重い粒子のときは、 TM_{010} 形の円筒形の空洞共振器の中に陽子の速度を考慮して、図 3.26 に示すように、適当な間隔をあけた同心円筒(それぞれ長さが異なる)を一直線上にならべ、マイクロ波の電界の向きが粒子を減速する向きになっているときには、粒子は電界からシャベされたこの同心円筒内を加速されることなく走り、マイクロ波の電界の向きが粒子を加速する向きになったときだけ、粒子は円筒電極の間の間隔を次々に通って加速されるような方法を用いる。この形のものは Alvarez 形と呼ばれている。

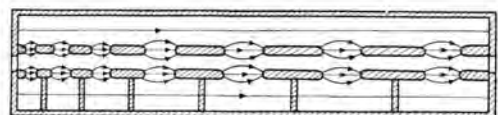


図 3.26 Alvarez 形線形陽子加速装置の原理図

表 3.2 外国における線形陽子加速装置の一覧表

エネルギー (MeV)	名称	所在国および研究所	現 状	加速粒子の平均速度 (10^{-8} A)	ビームパルス (10^{-8} s)	入 射 系		加速用高周波数系		タンクの長さ (m)	タンクの直径 (cm)
						形	エネルギー (kV)	周波数 (Mc)	高周波電力 (kW)		
9.99 39.95 68	プロトシニア・アクセラレータ	アメリカ: ミネソタ大学物理学部	68 MeV の完成予定 1955 年後半	0.2 0.04 0.02	150	60 倍の変圧器	500	202.55	600 2,000 3,200	5.49 12.2 12.2	140 152 132
50	50 MeV プロトシニア・アクセラレータ	イギリス: ロザフォード高エネルギー研究室	完成予定 1959 年前半	—	パルスの割合 50/秒	コッククロフト・ワルトン	500	202.5	4,000	10, 20, 20 MeV に対する三つのタンク	—
50	12.5 BeV シンクロトロン入射装置	アメリカ: アルゴンヌ国立研究所	完成予定 1961 年 1 月	5,000	250	—	—	200	2,500	33.5	99
50	ブルックヘブン AGS 入射装置	アメリカ: ブルックヘブン国立研究所	完成予定 1959 年	>1,000	—	カスケード変圧器	750	200	2,500	33.5	91
50	25 BeV プロトン・シンクロトロン入射装置	スイス: CERN	完成 1959 年	—	ビーム電流 (セシウム値) 5mA	—	—	200	2,500	33	—
40	—	ソ連: モスクワ物理研究所	完成 1957 年以前	—	—	—	—	—	—	—	—
31.5	32 MeV リニア・アクセラレータ	アメリカ: 南カリフォルニア大学	完成予定 1959 年夏	1 秒間 15 パルスで 0.2	400	バン・デ・グラフ	4 MeV	202.55	1 秒間 1.5 パルスで 20	内側で 12.3	内側で 122
21	—	ソ連: ウクライナ技術研究所	完成 1950 年	—	4/秒	—	1.7 MeV	—	—	12.4	—
20	(7 GeV シンクロトロン入射装置)	ソ連: 熱工学研究所	建設開始 1957 年	—	—	—	—	—	—	—	—
9.9	ベゾトロノ用 10 MeV 入射装置	アメリカ: カリフォルニア大学放射線研究所	完成 1959 年 11 月	330	500	コッククロフト・ワルトン	480	202.5	500	6.1	107 空洞

実際の装置では、たとえば ベゾトロノ (6 BeV) への粒子入射装置として作られた 10 MeV の陽子加速装置において、まず最初 コッククロフト・ワルトン形 加速装置で陽子を 500 KeV まで加速し、偏向磁石でそれを 20 度まげて陽子加速装置に入射している。空洞共振器の長さが 18 ft、直径が $42\frac{1}{4} \pm 1\frac{1}{16}$ in. で、共振周波数としては 202.5 Mc (波長は 148 cm) を使用し、42 個の同心円筒は適当な間隔をあけて、空洞共振器の中央に 5/8 in. φ の銅の支柱でささえられている。

表 3.2 に外国における陽子加速装置の一覧表を示す。この表からわかるように陽子加速装置はそれ自身研究用として使用されるばかりでなく、さらに巨大な加速装置の入射用として使用されている。現在使用されているものはほとんど Alvarez 形であるが、helix 形、interdigital 形、organ-pipe 形等のものも研究されているようである。

(2) 電子加速用

前にも述べたように、電子を加速する場合は相対論的取扱いが必要になるが、電子の速度が光速に近くなるとかえって構造としては簡単になる。すなわち、最初直流的に 40~80 kV に加速された電子は光速 c の 0.4~0.5 倍であるから、入射した電子は マイクロ波 の電界で加速されるにつれて、その速度が増加して光速に近づく。その電子の速度と マイクロ波 の速度とが一致するように、加速管の構造も少しずつ変えてやらなければならない。一方、電子がほとんど光速に近づいて一定になってしまうと、加速管の中の マイクロ波 の位相速度は一定でよいから構造は等間隔にできる。大体 1~3 MeV の低いエネルギーでも電子の速度は $0.94 \sim 0.99 c$ 程度になり、光速に近くなる。加速管の構造は適当な導波管を用いて、その中を伝わる電波の位相速度と粒子の速度とを一致させ、一度加速電界の位相にはいった粒子はつねに加速電界を受けながら電波といっしょに進む

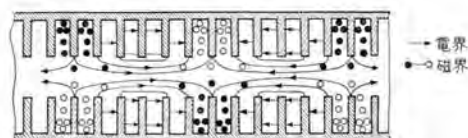


図 3.27 線形電子加速装置加速管内の電界と磁界

ようにする。その方法としては軸方向に電界をもった円筒形導波管の中の TM_{01} のマイクロ波の電界を使用するが、普通の円筒形導波管中では電波の位相速度は光速より大きい。そこで円筒の中に中心に穴のあいた円板を適当に分布させることにより、位相速度を光速に等しくするか、または光速より小さくすることができる。

加速管の中を進むマイクロ波の管内波長 λ_g の $1/4$ ごとに円板を差し込む方式を $\pi/2$ 方式と称し、米国ではこの方式をとっており、一方英国では λ_g の $1/5$ や $1/10$ ごとに円板を入れる方式を使っているものもある。

いま $\pi/2$ 方式を用いたときの加速管の中の電界の時間的変化を円板の穴のまわりに生ずる電荷の移動とともに示すと図 3.27 のようになる。

このような線形加速装置の加速管の設計は次のようにする。まず使用する マイクロ波 の周波数をきめ、円筒の内径や円板の間隔、穴の径など加速管の寸法をきめると、この中を伝わる マイクロ波 の位相速度がきまる。一方この加速管へ入れる マイクロ波 の大きさと加速管の寸法から軸方向の電界強度が計算される。このとき、加速管の壁や電子流による マイクロ波 の電力の損失を適当に評価しなければならない。こうして入射された電子に対する加速電圧がきまり、軸方向の電子の速度分布がきまる。この電子の速度分布と マイクロ波 の位相速度の分布が一致するように、加速管の寸法を調節すれば良い。実際には相当めんどろな計算が必要で、さらにテスト用の空洞共振器を作って実験し、最終的寸法を決めなければならない。一般には電子銃からパルス状に入射された電子は pre-buncher でマイクロ波のある位相範囲にそろえられ、buncher で電子の速度と マイクロ波 の位相速度が一致するように 1 個 1 個の空洞の大きさを変化させ、出口ではほとんど一定の位相にそろえられる。この後は電子が光速に近くなるので最初に述べたように一定間隔の構造をもった regular section が用いられている。実際の加速管の製作に当たっては、壁損失を少なくするために電気伝導度のよい無酸素銅が使用されている。とくに注意しなければならないのは工作精度を非常によくすることと表面仕上げをきれいにすることである。製作方法としては最近では電鍍法といって、まず銅製の円板を作り、アルミニウムのスペーサを用いて円筒状に組上げ、その外面を電気メッキ法を用いて銅を厚くメッキする。アルミニウムはアルカリで溶かしてしまう。このような方法で製作した加速管の写真を図 3.28 に示す。これは東京大学原子核研究所の エレクトロン・シンク



図 3.28 新三菱重工業製線形電子加速装置用加速管の断面

ロトロンに入射用線形電子加速装置の regular section で新三菱重工業で製作したものである。

加速管とともに大切なものは、大電力のマイクロ波管である。パルス のピーク値で少なくとも 2 MW 程度の電力が必要で、マグネトロン発振器 か クライストロン 増幅器が使用されている。マグネトロンを使用すると周波数の安定性が問題になる。2 MW のマグネトロンを用いた英国のものは、加速管の円板の穴の径を大きくして、管内をつたわる マイクロ波の群速度を大きくし、周波数安定性に対する要求をゆるくしている。その代わりに、加速管の出口でも マイクロ波の電力がかなり余るのでふたたび入力側に帰還して何回も加速につかわれるようにしてある。その模様を図 3.29 に示す。

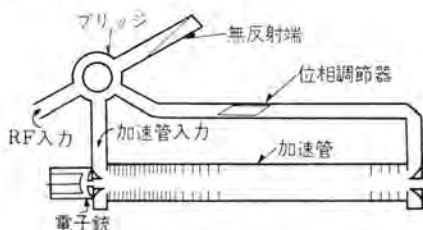


図 3.29 線形電子加速装置の原理図

クライストロンを用いるときは、周波数安定性の問題は前段の弱い電力のマイクロ波発振器（進行波管）の問題に帰着するので簡単になる。

三菱 グルーウ では三菱電機、新三菱重工業、三菱原子力工業で試作研究を行っており、着々と成果をあげている。

3.7 シンクロ・サイクロトロン (synchro-cyclotron または frequency-modulated cyclotron)

3.4 で述べた サイクロトロン ではイオンの エネルギー が上昇すると、質量 m が相対論的に増加し、 $t = \pi m / H e$ が一定でなくなるため、ある エネルギー 以上は加速 エネルギー の増大は望めない。

3.5 で述べた ベータトロン では円形軌道のため輻射損失が大きくなり、加速しうる エネルギー に制限がある。ところが 1945 年 V. Veksler⁽³⁰⁾ (U. S. S. R.) と E. M. Mc Millan⁽³¹⁾ (U. S. A.) によって独立に シンクロトロン 加速の原理が発見された。これは位相の安定性に関するものである。その方法は磁界かまたは高周波の周波数を時間的に変化させることによって エネルギー の増加をはかることである。

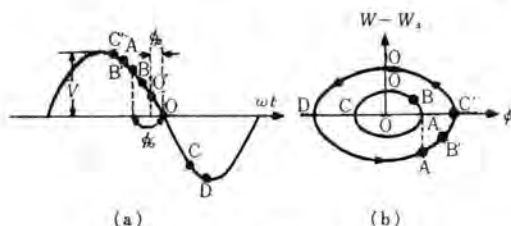


図 3.30 シンクロトロン の原理図

荷電粒子が円形軌道上をまわっており、この円形軌道上の 1 点に加速間隙があり、そこに高周波電圧が印加されているものとしよう。軌道付近の磁界が安定領域である $0 < n < 1$ の条件を満足していると、エネルギー の大きい粒子ほど軌道を 1 周する時間が長くなる。まず磁界と高周波の周波数が時間的に一定であるとする。加速電圧は高周波電圧が正弦波であるとし、高周波と等しい角速度を持つ粒子の全 エネルギー を W_0 とする。この粒子が図 3.30 (a) の A の位相で加速間隙を通ったとすると、そのときこの粒子は $eV \sin \phi_0$ だけ加速されるから、回転周期はその分だけ長くなり、つぎにこの間隙を通るときには位相がおくれて、つぎの波の B という位相になる。このようにして徐々に位相はおくれていき、O をすぎると今度は減速を受けるが、そのときはまだ W_0 より大きい エネルギー を持っているので O に対して A と対称な位相 C までおくれる。ここではその エネルギー は W_0 に等しくなり、この領域が減速領域だから今度はエネルギー が W_0 より小さくなり始めるので、位相は進み A にもどる。このようにして位相は A と C との間を振動する。それにつれてこの粒子の エネルギー も (b) のように W_0 を中心に振動する。もし最初の エネルギー が W_0 より小さければ、位相はまず B' のほうに進み、エネルギー が W_0 に等しくなる点 C' に到達するとおくれ始め、C' と対称な D からもとにもどり C' と D との間を振動する。このようにして、始めに W_0 付近のある範囲の エネルギー をもち、O のまわりのある範囲の位相で加速間隙を通る粒子の位相は O の近くに保たれ、エネルギー も W_0 の近くに保たれる。このような振動を シンクロトロン振動 と呼んでいる。

このとき磁界を徐々に強くしていけば、高周波の周波数と粒子の加速度とが等しいためには、磁界の上昇とともに W_0 が適当な関係をもって大きくなって行かなければならないので、位相振動の平衡点は O' に移り、位相は O' のまわりを振動し、エネルギー も W_0 のまわりを振動しながら大きくなり、自動的に加速が行なわれる。磁界を強くする代わりに周波数を徐々に下げても同様である。このような位相の安定性を利用した加速装置としては、シンクロ・サイクロトロン、エレクトロン・シンクロトロン、プロトン・シンクロトロン がある。

シンクロ・サイクロトロン では直流磁界を使い、高周波の周波数のほうを変えて加速を行なうもので、frequency-modulated cyclotron とも呼ばれている。発振器の構造とシンクロトロン加速に伴うイオンの運転のちがいを除けば、普通のサイクロトロン とほとんど同じである。

シンクロ・サイクロトロン では周波数変調を行なうため、全入射イオンのうち一部分しか最終 エネルギー まで加速されないの、サイクロトロン に比べて 1/100 程度の数 μA のビームしか得られない。

表 3.3 外国における シンクロ・サイクロトロン 一覧表

加速粒子	エネルギー (MeV)	名 称	所在国および研究所	現状	磁極の直径 (cm)	中心での磁場 キロガウス	電力 (kW)	鉄の重さ (トン)	D の口径 (cm)	発振器入力 (kW)	繰返し率 パルス/秒	イオン源	高周波周波数 (Mc)
プロトン重水素核	730 460	18インチ、サイクロトロン	アメリカ：カリフォルニア大学放射線研究所	完成 1946/1957	479.4	23.3	古いコイル 900 補助のコイル 1,600	4,000	12.3	運転状態 10	64	普通のもの	36-13
プロトン	680	6m ファントロン	ソ連：共同原子核研究所	完成 1949/1953	—	16.8	1,000	7,200	—	50	80	熱陰極	26-13
"	600	600 MeV シンクロ・サイクロトロン	スイス：CERN	完成 1957年 8月	500	18.86	680	2,500	12	12 (最大)	55	ベニング源	28.75-16.4
"	460	170 インチ、シンクロ・サイクロトロン	アメリカ：エンリコ・フェルミ研究所	完成 1951年	432	18.6	700	2,200	11.4	140 (最大)	60	直流熱陰極	28.5-11.3
"	440	CIT 440 MeV シンクロ・サイクロトロン	アメリカ：カーネギー技術研究所	完成 1952年 5月	358	20.5	430 (最大)	1,460	9.6	60	180-200	熱陰極	31.5-19.8
"	400	リバプール 156 インチ、シンクロ・サイクロトロン	イギリス：リバプール大学核物理研究所	完成 1954年	381	18.9	800	1,640	9.6	2.9	110	熱陰極 冷陰極 (1958年 9月)	28.2-18.9

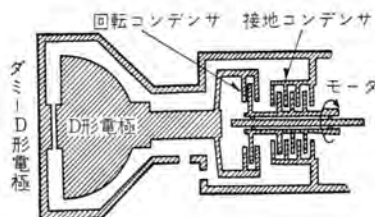


図 3.31 シンクロ・サイクロトロン の原理図

周波数変調には回転コンデンサが使われており、加速電圧が少なくてもよいので、D形電極を1個だけ使い、それに向かいあったダミー電極との間で加速する。その模様を図3.31に示す。

表3.3に外国におけるシンクロ・サイクロトロンの一覧表を示す。シンクロ・サイクロトロンでは現在700 MeV くらいが最高である。

3.8 エレクトロン・シンクロトロン (electron synchrotron)

電子を円形軌道で高エネルギーに加速する方法には3.5のベータトロンがあるが、3.7のシンクロ・サイクロトロンで述べたように、さらに高エネルギーに加速するにはシンクロトロン加速の原理を利用しなければならない。そこであらわれたのがエレクトロン・シンクロトロンである。

この装置には、シンクロトロン加速の原理を利用する前の比較的低いエネルギー段階の加速方法に2通りの方法がある。第一の方法は特別に入射装置をつけず、まずベータトロン加速の原理を利用して、あるエネルギーまで加速し、その後シンクロトロン加速の原理を用いる。この方法は最初から円形軌道上で電子が運動する訳であるが、ベータトロン加速からシンクロトロン加速に移るときの時期またはその能率などが問題になる。またこの方法ではあまり高いエネルギーにまで加速することはできない。第二の方法は、たとえば3.6で述べた線形電子加速装置を入射装置として選び、ここで数 MeV に電子を加速して円形軌道に入射し、その後シンクロトロン加速の原理を利用して円形軌道で加速する方法である。この方法では BeV 級

のエネルギーにまで加速することができ、

シンクロトロン加速の原理を利用する場合、エレクトロン・シンクロトロンでは高周波加速を行なうのであるが電子の速度が光速に近く一定であるから周波数変調は行なわず、ビーム・エネルギーが増加するにつれて磁界の強度を変化させている。

ベータトロン加速を利用するものは、大体ベータトロンと同じ構造の電磁石を利用するが、入射装置を持つ大形のものでは環状の電磁石を用いる。

一般に次に述べるラトロン・シンクロト

ロンの電磁石と同様にC形の電磁石が用いられている。

つぎに高周波加速に使用される空洞にも電磁石の場合と同様2種類ある。ベータトロン加速を用いる小形のものにはドーナツと同じ形をした管(普通石英ガラスが用いられている)の内外面に金属の薄膜をつけ、一方の端に近い部分に切れ目を入れて加速間隙にしてある。この空洞の長さは高周波の1/4波長になるようにしてある。大形の装置では加速電圧が大きくなるので小形のものに用いたものではだめで、Qの大きい銅板製のRe-entrant形空洞が用いられている。加速エネルギーを大きくする場合にはこの高周波加速部分を複数個にしたほうが能率が良い。高周波の周波数は普通数10~200 Mc 程度のものが多い。

わが国では東大原子核研究所に入射装置として線形電子加速装置を使用した1 BeV のものが建設中であり、完成も間近であると聞いている。

表3.4に外国における大形のエレクトロン・シンクロトロンの一覧

表 3.4 外国における大形 エレクトロン・シンクロトロン 一覧表

エネルギー (BeV)	名 称	所在国および研究所	現状	取入の形	平均半径 (m)	最大磁場 (キロガウス)	電力 (kW)	鉄の重さ (トン)	銅の重さ (トン)	ドーナツ断面の半径 (cm)	ドーナツ断面の高さ (cm)	パルスの割合	入射方法	加速用高周波周波数 (Mc)	パルス1個当たりの加速粒子の数
7.5	ドイツ電子シンクロトロン (DESY)	ドイツ：ゲッティンゲン大学	設計 1967年 5月	環状	0.5042	7.89	1,800	600	80	—	—	50/秒	線形加速装置	499.67	10 ¹¹
6.0	ケンブリッジ電子加速器	アメリカ：マサチューセッツ工科大学、ハーバード大学	設計 1960年 11月	環状	36.06	—	1,200	350	55	15.2	4.8	60/秒	*	475.83	1×10 ¹¹
1.5	ゴッセル 1.5 BeV 電子シンクロトロン	アメリカ：コーネル大学原子核研究所	建設開始 1953年 1月	*	3.81	13.5	250	20	0.5	~15	5.4	30	バン・デ・グラーフ	138.1	3×10 ¹⁰
0.75 (~13)	東京 1 BeV 電子シンクロトロン	日本：東京大学原子核研究所	完成 1960年 3月	*	4	6.25 (10.8)	140 (210)	53	7.9	7	2.5	21.5±2/秒	線形加速装置	85-87	10 ⁸
1(1.2)	INFN 1 BeV 電子シンクロトロン	イタリア：国立原子核研究所	完成 1959年	環状	4.37	9.26 (11)	825	~95	8	22.7	8.6	20/秒	コッククロフト・ワルト	42.6-43.7	—
1.2	—	スウェーデン：ムンダ大学物理学部	技術設計 1957年	環状	5.30	11	200	32	6.5	6.0	3.6	12.5	サイクロトロンの	402	—
1.4	カルテック・シンクロトロン	アメリカ：カリフォルニア工科大学	完成 1956年 9月	環状	—	13.4	8,500	—	—	25.4	7.6	1/秒	パルス変圧器	37.6-40	10 ¹⁰ -10 ¹¹
1	—	ソ連：原子力研究所	モデルテスト 1957年	—	—	100	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.6	—	ソ連：レベデフ研究所	建設開始 1956年	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	500 MeV 電子シンクロトロン	ドイツ：ボン大学物理研究所	完成 1958年	環状	2.63	10	75	12	4.8	—	—	50/秒	バン・デ・グラーフ	161.45 163.08	—

表を示す。

3.9 プロトン・シンクロトロン (proton synchrotron)

プロトンは数百 MeV まではシンクロ・サイクロトロンで加速されているが、それでも電磁石は数千トンの重量があり、数 BeV まで加速しようと思うと電磁石の量は非常に大きくなる。プロトンを環状電磁石を用いて円形軌道で加速する方法は H.L. Olyphant⁽³²⁾ 達が初めて提案したもので、3.7 のシンクロ・サイクロトロンおよび 3.8 の電子・シンクロトロンと同様にシンクロトロン加速の原理を利用するものである。1952 年 Brookhaven のプロトン・シンクロトロン Cosmotron によって初めて 1 BeV の加速粒子が得られ、1954 年には 3 BeV に達した。一方 Berkley の Bevatron は 1954 年に 6 BeV に達した。その後ソ連のシンクロ・ファクトロン (10 BeV)、CERN (25 BeV)、Brookhaven (30 BeV) のプロトン・シンクロトロンが次々に完成されている。

プロトン・シンクロトロンはドーナツ形の加速管に垂直に磁界が加えられ、この磁界が増加するようになっているので粒子は円形

軌道を描き、加速空洞で高周波加速を行なうものである。電子のときには 2 MeV で光速に非常に近くなり一定と考えられるが、プロトンの場合は 4 BeV にならないと一定とみなすことができない。位相安定性を確保するために、プロトンの速度が進むにつれて加速空洞に加える高周波の周波数変調を行なわなければならないことが電子・シンクロトロンと相違する点である。周波数変調と磁界の変化の割合は一定の円形軌道を保持できるように正確に制御されなければならない。

入射装置としては 0.5~50 MeV の範囲のバン・デ・グラフ形、コッククロフト・ワルトン形、線形陽子加速装置等が単独または組合されて用いられる。入射装置のエネルギーが大きいほど高周波の可変周波数範囲が少なくてすむ。

Cosmotron では磁界が 300 gauss に達したときバン・デ・グラフ形加速装置で 3.6 MeV に加速されたプロトンを 80~100 μ sec のパルスにして入射し、150 μ sec 後に高周波を加える。高周波は 300 kc から 4.18 Mc まで変えられ、磁界は最終時には 14,000 gauss に達する。プロトンは約 3,000,000 回回転して、1

表 3.5 外国におけるプロトン・シンクロトロン一覧表

エネルギー (GeV)	名 称	所在国および研究所	現 状	取れんの形	平均半径 (m)	最大磁場 (キロガウス)	入力電力 (kW)	鉄の重さ (トン)	銅の重さ (トン)	ドーナツ断面の幅 (cm)	ドーナツ断面の高さ (cm)	パルスの割合	入射方法	加速用高周波周波数 (Mc)	パルス 1 個当たりの加速粒子の数
50	50 BeV シンクロ・ファクトロン	ソ 連: 電気物理装置研究所	完成予定 1961年	強収れん a.g.	—	12	100,000	22,000	—	20	12	6/分	線形陽子加速装置	2.6-6.1	—
30	ブルックヘブン オールタネイティング・グラディエント・シンクロトロン	アメリカ: ブルックヘブン 国立研究所	完成予定 1960年	#	電磁石の半径 85.3	13	—	4,000	400	15.2	6.7	3/分	"	1.5-4.5	—
25-28	CERN 25 BeV プロトン・シンクロトロン	スイス: CERN	完成 1959年11月	#	100	12-14	27-32,000	3,400	アルミニウム 130	14	7	1/3~5秒	"	3-10	5×10 ⁹
12.5	ZGS (ゼロ勾配シンクロトロン)	アメリカ: アルゴンヌ国立研究所	完成予定 1962年	エッジ**	26.5	21.5	~100,000	4,000	65	81.3	13.3	1/秒	"	4.2-14	~10 ¹²
10.6	ANU 10 BeV プロトン・シンクロトロン	オーストラリア: オーストラリア国立大学	設計研究 1953年	弱収れん c.g.	6.4	80	500,000	0	80	22	22	1/10分	サイクロトロン	1-7.5	—
12	西部地方加速装置	アメリカ: オークリッジ国立研究所	モデルテストが1957年に始まった	強収れん a.g.	64.9	10	700	1,200	180	13	6	60/秒	AVF 固定周波数サイクロトロン	98-115	—
10	10 BeV シンクロ・ファクトロン	ソ 連: 共同原子核研究所	完成 1957年	弱収れん c.g.	30.5	13	140,000	35,000	2,700	150	40	5/分	線形陽子加速装置	0.19-1.4	10 ⁹ -10 ¹⁰
7	7 BeV プロトン・シンクロトロン	イギリス: ラザフォード高エネルギー研究所	完成予定 1961年	#	23.63	14	100,000 kVA	7,000	250	91.4	22.9	25-30/秒	"	1.4-8.02	10 ¹²
7	7 BeV シンクロ・ファクトロン (50 BeV に対するモデル)	ソ 連: 熱工学研究所	完成 1959(?)	強収れん a.g.	—	9.5	—	2,700	—	11	8	12/分	"	0.65-8.5	—
6.2	ベバトロン	アメリカ: カリフォルニア大学放射線研究所	完成 1954年2月	弱収れん c.g.	19.2	16	100,000	9,700	347	112	25	11/分	"	0.36-2.46	—
22.5	プロトン・シンクロトロン "サタン"	フランス: CEA	完成 1958年8月	弱収れん c.g.	~11	15	24,000 kVA	1,080	55	磁極の間 52.75	磁極の間 17.57	幅 3.2 秒	静電発電機	0.78-8.41	10 ¹⁰
3.0	コスモトロン	アメリカ: ブルックヘブン 国立研究所	完成 1952年	弱収れん	9.2	13.8	26,000	2,000	70	71.1	15.2	12/分	バン・デ・グラフ	0.33-4.18	10 ¹⁰
3.0	3 BeV 高密度プロトン・シンクロトロン	アメリカ: プリンストン大学 ペンシルベニア大学	完成予定 1960年1月	#	40	13.8	3,000	400	25	17.8	7.0	20/秒	"	2.5-30	1.5×10 ¹¹
1	デルフト プロトン・シンクロトロン	オランダ: 工業大学加速器部門	完成 1959年	エッジ	—	17.5	3,000 kVA	—	—	25	10	1/2秒	サイクロトロン	—	—
1	バーミンガム プロトン・シンクロトロン	イギリス: バーミンガム大学	完成 1953年7月	弱収れん c.g.	5.0	—	—	—	—	—	—	5/分	コッククロフト・ワルトン	0.3-9.6	10 ¹⁰
200 (650) MeV	モデルシンクロ・ファクトロン (7 BeV に対するモデル)	ソ 連: 電気物理装置研究所	完成 1958年	強収れん a.g.	—	5(10)	—	—	—	13.9	7.8	4/秒	—	—	—

* a.g Alternating Gradient の略で、磁界の勾配の逆な電磁石が交互にならんでいる。

** エッジ 電磁石が外側に少し細くなっていて、一様な磁界ではあるが、平均として外側のほうが弱い。

*** c.g Constant Gradient の略で、一様な磁界を用いている。

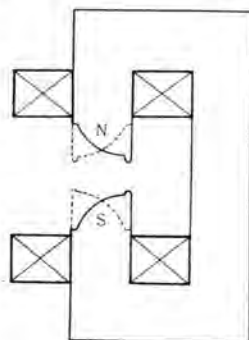


図 3.32 AG シンクロトロン の 電磁石断面図

小さくする必要がある。そこであらわれたのが強収れんの原理で、1950年に N. Christofilos⁽³³⁾、1952年に E.D. Courant⁽³⁴⁾ 達によって独立に見出されたもので、電磁石の磁界の分布の模様から AG (alternating gradient) 集束の原理とも呼ばれ、この原理を用いたものは AG シンクロトロン と呼ばれている。CERN の 25 BeV のもの、Brookhaven の 30 BeV のものはその例である。

AG シンクロトロン の電磁石の断面は図 3.32 に示すようなもので、理想的な形である Q 電磁石 (Quadrupole magnet) を変形したと考えることができる。

磁界と高周波で加速する装置としては、これまでに述べたサイクロトロン、シンクロ・サイクロトロン、プロトン・シンクロトロン と次々に高エネルギーを目指して発展してきた。シンクロトロン 加速の原理を使用すると周波数変調を利用するのでビーム強度はそうでないものの 1/100 程度になり、磁界を変化させるとパルス の繰り返しも少なくなりビーム強度が 非常に減る。そこでシンクロ・サイクロトロン 加速の領域をサイクロトロン 方式に、シンクロトロン 加速の領域をシンクロ・サイクロトロン 方式に変えて、ビーム強度を上げようという試みが提案された。前者は 1938 年に L.H. Thomas⁽³⁵⁾ が発表したものでトーマス・サイクロトロン と呼ばれている。一方 1953~5 年に AG 集束を直流磁界に発展させた FFAG (fixed field alternating gradient) 加速装置が大河⁽³⁶⁾、K.R. Symon⁽³⁷⁾ 達によって独立に提案されている。加速方法により、FFAG シンクロトロン、FFAG ベータトロン、FFAG サイクロトロン と呼ばれているが、トーマス・サイクロトロン は FFAG サイクロトロン の 1 種と考えられる。FFAG 加速装置は磁界分布によって radial sector 形、spiral sector 形および two beam 形 (または colliding-beam 形とも呼ぶ) に大別されているが詳細は省略する。

最近では FFAG 加速装置を用いて、ある一定のエネルギーに達したものを数回分たくわえておいてビーム強度を増す beam stacking 法が実験的に確かめられており、これを利用してビームとビームとを正面衝突させる方法 (synchro-crash)⁽³⁸⁾ が提案されている。これによって、反応に関する実質 エネルギーを非常に大きく (たとえば 500 BeV) することもできるといわれている。

一方、従来電子加速のときに使われている回数の多い繰り返し数をプロトンにも実施する方法がある。これは HRAG (high repetition alternating gradient) 加速装置と呼ばれている。

普通のプロトン・シンクロトロン では 2~5 秒に 1 回の繰り返し数であり、電子・シンクロトロン では 1 秒間に 1~60 回くらいであるから、たとえば 1 秒間に 20 回くらいの繰り返し数をプロトン・シンクロトロン に適用して、ビーム強度を増大させることが試みられている。

これらの大形加速装置の発達によって、これまでは宇宙線に含まれている高速粒子に頼っていた素粒子の物理実験が急速に進歩したことは特筆に値する。今後さらに高いエネルギーを目指して、新しい加速方法が提案され、それによって新しい粒子加速装置が試作されるであろう。最後に外国のプロトン・シンクロトロン の一覧表を表 3.5 に示す。

参考文献

- (23) E. O. Lawrence and M. S. Livingston: "A method for producing high speed hydrogen ions without the use of high voltage" Phys. Rev. **37**, 1701 (1931).
- (24) D. W. Kerst: "The acceleration of electrons by magnetic induction" Phys. Rev. **60**, 47~53 (1941).
- (25) D. W. Kerst, G. D. Adams, H. W. Koch and C. S. Robinson: "An 80-MeV model of a 300-MeV betatron" Rev. Sci. Instr. **21**, 462~480 (1950).
- (26) E. G. Gregg: "A flux-forced field-biased betatron" Rev. Sci. Instr. **22**, 176~182 (1951).
- (27) 弘田実弥・小倉成美: "中型ベータトロン (その I)" 「三菱電機」, **28**, No. 7, 33~37 (昭 29).
- (28) R. Wideröe: Arch. Elektrotechn. **21**, 387 (1928).
- (29) Bruce Cork: "Proton linear-accelerator injector for the Bevatron" Rev. Sci. Instr. **26**, 210~219 (1955).
- (30) V. Veksler: "A new method of acceleration of relativistic particles" J. Phys. U.S.S.R. **9**, 153 (1945).
- (31) E. M. McMillan: "The synchrotron—A proposed high energy particle accelerator" Phys. Rev. **68**, 143 (1945).
- (32) H. L. Oliphant, J. S. Gooden, and G. S. Hide: Proc. Phys. Soc. (London) **59**, 666 (1947).
- (33) N. Christofilos: U. S. Patent No. 2, 736, 799 (1950).
- (34) E. D. Courant, M. S. Livingston and H. S. Snyder: "The strong-focussing synchrotron—A new high energy accelerator" Phys. Rev. **88**, 1190~1196 (1952).
- (35) L. H. Thomas: "The path of ions in the cyclotron (I)" Phys. Rev. **54**, 580~588 (1938). "The path of ions in the cyclotron (II)" Phys. Rev. **54**, 588~598 (1938).
- (36) 大河千弘: 日本物理学会加速器シンポジウム, 昭和 28 年 10 月.
- (37) K. R. Symon: "Fixed field alternating gradient accelerators" Phys. Rev. **98**, 1152~1153 (1955).
- (38) D. W. Kerst, F. T. Cole, H. R. Crane, L. W. Jones, L. J. Laslett, T. Ohkawa, A. M. Sessler, K. R. Symon, K. M. Terwillinger, and Nils Vogt Nilsen: "Attainment of very high energy by means of intersecting beams of particles" Phys. Rev. **102**, 590 (1956).

配電線電圧調整の新しい方法

REGULATION OF DISTRIBUTION VOLTAGE...
A New Approach (Westinghouse Engineer, Vol. 20,
No. 4, Sept. 1960, p. 150-154)

W社は1959年に配電系統の設計とコストについてIBM-704を用いて検討した。その結果従来の一次フィーダにラインレギュレータを入れて末端需要家電圧を上昇させる方法や、柱上変圧器に電圧調整器を取付けて末端電圧を上昇させる方法に比べて、変電所の母線レギュレータで母線電圧を上げ、変電所付近の過電圧地域の柱上変圧器に電圧調整器を取付けて電圧を下げる方法がもっとも経済的であると述べている。図1,2はラインレギュレータ方式と、柱上変圧器の電圧調整器で電圧を下げる方式の4.16 kVと13.2 kVの代表的な配電線についての経済比較を示す。電圧調整装置1台当たりの許容投資とは、従来のラインレギュレータに対する全投資を電圧を下げる調整装置を必要とする柱上変圧器の数で割った等価コストである。一次フィーダ供給面積一平方マイル当たりの需用家数により電圧調整装置が150ドルから1,600ドル（またはそれ以上）であれば総合コストはラインレギュレータ方式と同様となる。したがってもし150ドルで電圧調整装置が購入できれば、圧倒的にすべての場合につきラインレギュレータ方式より経済的である。

この電圧調整装置として、(1)柱上変圧器自身に電圧調整機構を取付ける方法と、(2)柱上変圧器二次側に別置きの低圧用自動電圧調整器を取付ける方法が考えられる。(1)は安価であるかも知れないが、タウ切換機構を追加するため構造が複雑となり、また柱上変圧器の容量や電圧に対して機種が増えるとともに既設の柱上変圧器に追加できない。これに対して(2)は柱上変圧器の一次電圧、形、および容量に関係なく電圧調整器の容量まで使用できる上、既設の柱上変圧器にも追加できる。これらの柱上変圧器用電圧調整器は、(a)バンド幅が小さく、調整速度が早く、しかも精度の高いこと。(b)柱上変圧器より大きい熱的過負荷容量を持つこと。(c)絶縁レベルが柱上変圧器のBILと一致すること。(d)信頼度が高く、保守不用で寿命が長いことなどが性能として要求される。W社は上記を検討の結果“UNOREG”という柱上変圧器二次側に

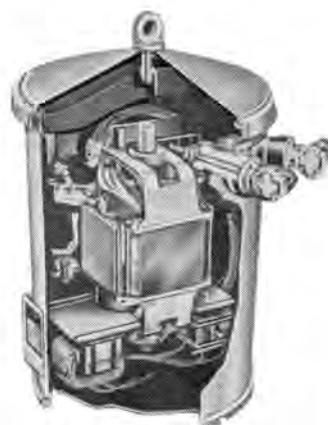


図3 “UNOREG”の中身

取付ける自動電圧調整器を開発した。“UNOREG”は単相誘導電圧調整器、検出回路、静的コントロール回路、および駆動モータより構成され、小形油入タンクに収納してあり電柱に容易に取付けられる。電流回路に接点などの可動部がないから寿命は長い。定格自己容量は1.25 kVAと2.5 kVAの2種類で、1.25 kVAのものは25 kVAまでの柱上変圧器に、また2.5 kVAのものは50 kVAまでの柱上変圧器に対して±5%の調整範囲で使用できる。コントロール回路はASA規格class IIを満足し、2.5 Vのバンド幅で温度補償が施してある。

“UNOREG”は以上のような電圧を下げる目的だけでなく、長い重負荷フィーダの末端電圧の上昇にも使用できることはもちろんであり、多くの電圧問題に対してつねに有効かつ経済的な解答を与える。

(伊丹製作所 早瀬通明訳)

積算電力計用磁気推力軸受

What's New in Engineering: Friction-Free Magnetic Thrust Bearings for Watthour Meters (Westinghouse Engineer, Vol. 20, No. 3, July, 1960, p. 127)

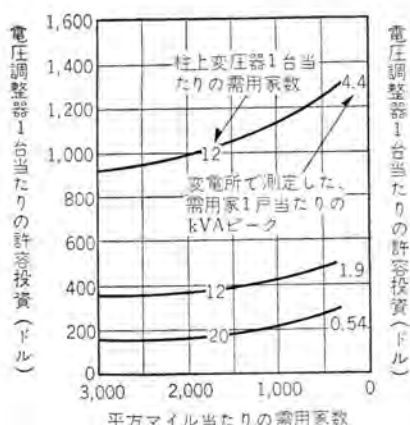


図1 経済比較の第1例

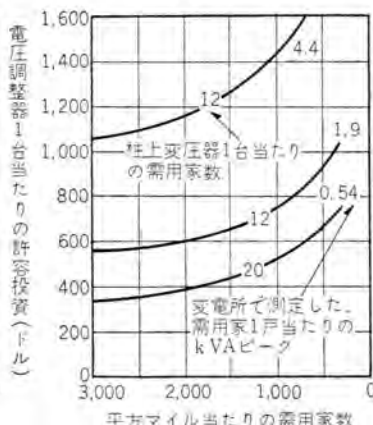


図2 経済比較の第2例

W社の120/240 V単相積算電力計の軸受構造は、周知のようにボールおよび宝石により構成されていたが、今度“Magne thrust”と称する磁気軸受に変更されることになった。

円板ならびに軸部分は、すぐれた安定性と強さを有する焼結磁気材料、すなわち2コの小さなバリウムフェライトのリング間の磁気反発力によりささえられる。これらの磁場は互に反対方向となるように設置されているため、この2コのリングは無摩擦スラスト軸受を構成する。またわずかな横推力による水平方向の運動を防止するため、グラファイトジャーナルを貫通する固定ピンが必要となるが、これらは軸の上部ならびに下部のガイドベアリングを構成する。

新軸受機構の長所は種々あるが、とくに従来より設計的にすぐれた点は輸送による振動、衝撃に今まで以上に耐えること、熱的ショックまたは外界の温度変化に対し安定していること、傾斜の影響が少ないこと、とくになんらの保守を行なうことなく少なくとも30年間使用可能であるということである。炭酸バリウムおよび酸化鉄を焼結して生成される焼結磁気材料、すなわちバリウムフェライトの独特な性質によりこの新設計が初めて可能となったのである。

第二の重要な長所は設備が完全な研究室以外では、フェライト磁石の磁力を減磁することはほとんど不可能であることである。上記長所により電流のサージによる不正あるいは破損に対し高度の安全性が付与されるが、これは積算電力計に關してはとくに好ましい事項であろう。

バリウムフェライトはその磁氣的長所のほか、化学的に安定し極端な温度差にも影響されにくく、かつその比重が軽く、電気抵抗が高いがゆえに、さらに積算計器に適するといえる。磁気推力軸受機構においては磁路を形成する鉄製のカップに2コのフェライト磁石のリングが挿入される。このカップはその中心穴に対し同心となるよう精密な機械加工が施されている。2コのリングが相反発し、かつそのすきまが1/50インチとなるように軸受として組まれますと、この規定された寸法と漏洩磁束が少ないことにより磁気能率がきわめて高く垂直方向の位置が安定し、かつ外部磁界の影響をうけにくいものとなる。回転部上下軸受は軸の横推力をささえるため硬質クロム製のピンならびに純度の高いグラファイトジャーナルからなり立っており、それらにかかる負担は最大負荷時においても問題にならない程度のものである。

この計器を最大トルクで種々くりかえし寿命試験を行なったが1億回の回転部の回転後においても検知されるようなウィークポイントは見出されなかった。このMagne thrust 軸受は定格電圧120, 240, 480, 600 V 定格電流2.5, 15, 30 A のすべてのD2S形積算電力計に使用されることとなる。

(福山製作所 広瀬 寅沢)

光増幅管アストラコン

What's New in Engineering: Near-Perfect Light Amplifier (Westinghouse Engineer, Vol. 20, No. 4, July, 1960, p. 128)

アストラコンといわれる光増幅管は1個の光子の入射により発生する1個の電子でも目に見えるほど高感度である。これは5年前にW社の研究所で発見された特殊な増強原理にもとづいている。肉眼では識別できないほどぼんやりした像を光電面に結像させると光電面で光電子を発生する。この電子は2kVの電圧で加速されて0.1μ程度の厚さのアルミニウムと絶縁物との膜よりできた二重膜を叩く。高速の電子はアルミニウムより絶縁物の面

にまで貫通し、これより4~5個の二次電子を放出する。これはさらに第二の膜(ダイノード)に加速されて順次二次電子増倍が行なわれる。このようにして5段の増倍を行なうと1個の電子は約3,000倍に増大される。増倍された電子は20kVの電圧で加速され出力側のケイ光面を叩き、可視域の20,000個以上の光子を発生する。このようにして入射光がぼんやりして見えないほどのものでも、アストラコンはこれを1,000倍以上に明るく増強してハッキリした像を再生する。この感度をさらに増大させる方法も研究されているが、それには光電面への入射光による光電子放出の確率をあげることが必要である。

弱い光を増強できるこのアストラコンは各方面の研究に利用されている。たとえば天文学では大形望遠鏡の能力を増大するのに有効であり、核物理学の方面では高エネルギーの宇宙線や他の粒子の飛跡を直接見るのに利用されている。

(研究所 鷲尾信雄氏)

耐熱性の高い変圧器用絶縁物

What's New in Engineering: Thermally Stabilized Transformer Insulation (Westinghouse Engineer, Vol. 20, No. 4, Sept. p. 160)

変圧器の許容温度を高くすることができれば、負荷を増加しても、変圧器の寿命は減少しないし、また同じ負荷であれば、変圧器の寿命がのびることになる。現在W社のすべての電力用、配電用変圧器に用いられている新インサルト絶縁物は、旧インサルト方式に比べ、約2倍の効果があり、普通の絶縁物より30°C高い温度で使用しても、同程度の寿命が期待できる。この絶縁物は、標準のWEMCO“C”絶縁油の中で使用でき、また新インサルト絶縁を施した変圧器に使用した油を、普通の絶縁物を使用した変圧器に移して使っても問題はない。

この過負荷耐量増加の利益は、過負荷による運転損失と電圧変動の増加による損失と合わせて考えなければならない。

温度上昇55°Cの柱上変圧器に対する最高許容過負荷は、新インサルトを用いたものでも180%で、普通の絶縁物を用いたものと同一に止められているが、インサルトを用いているだけ安全度が増したと考えてよい。また、すべての油入自冷式電力用変圧器の名板には、55°C上昇における定格とともに、12%増しの連続過負荷容量を記載することになる。送油式のものについては、10%である。その他、新インサルトの効果として、絶縁物が経年劣化する場合、普通の絶縁物に比して、縮みが40%も減少する。これは、変圧器が運転期間中、短絡機械力によく耐えることを意味する。

(新インサルトとは、セルローズ系絶縁物に特殊な安定剤を添加して、熱的安定度を高めたものである。)

(伊丹製作所 菅 寿郎氏)

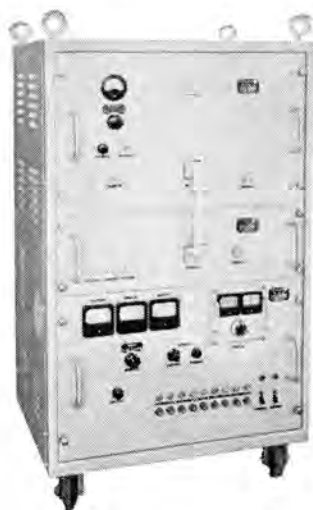
■ 防衛庁技研へ パラメトリック増幅器付 低雑音レーダ受信装置納入

最近非直線性リアクタンス素子をパラメータ励振して得られる低雑音マイクロ波増幅器、すなわちパラメトリック増幅器が盛んに研究されているが、分子内エネルギー遷位を利用した低雑音増幅器メーザに比べると、低雑音の点では劣るが、超低温で働かせる必要がなく、実用上十分な電力利得と帯域幅とを有し、しかも従来を受信機の入力回路に比して内部雑音がきわめて少ない特長があるため、見透し外通信装置、遠距離レーダ、飛しょう体自動追尾レーダなどの受信機に利用され始めている。

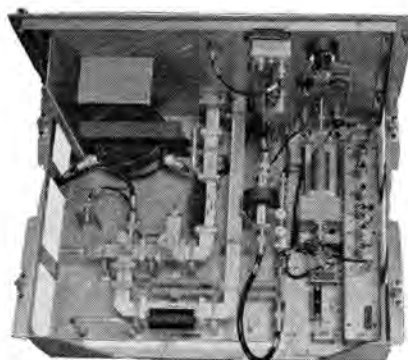
今回防衛庁技術研究所に納入したこの装置は、無線機製作所が、当社研究所の協力のもとに製作したもので、可変容量ダイオードを用いたパラメトリック増幅器を中心に構成された1,300 Mc帯試験用受信装置であって、遠距離レーダの研究に資するため、既製のレーダの受信機ヘッドとして用いられる。この装置は負性コンダクタンス形パラメトリック増幅器とL-バンドヘテロダイン受信機、および下側帯波アップコンバータ形パラメトリック増幅器とX-バンドヘテロダイン受信機の2種類の増幅部を有し、両者を差し換えて実験できる構成になっており、実用機としても十分安定で、取扱いもきわめて簡単である。その主要性能は下表のとおりである。

	パラメトリック増幅器					総合雑音指数 (db)
	出力信号周波数 (Mc)	電力利得 (db)	帯域幅 (Mc)	雑音指数 (db)	ポンプ電力 (mW)	
負性コンダクタンス形パラメトリック増幅器	1,300	25	3.2	2.9	25	3.0
アップ・コンバータ形パラメトリック増幅器	9,375	25	5.0	2.2	25	2.4

なおこのパラメトリック増幅器に用いる可変容量ダイオードは、無線機製作所、北伊丹製作所、および研究所において目下共同試験研究を行なっている。



パラメトリック増幅器付
低雑音レーダ受信装置



パラメトリック増幅部

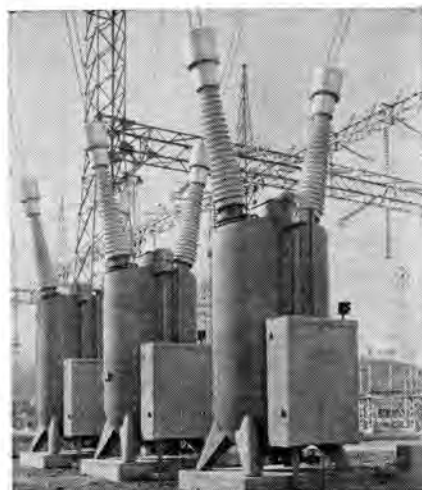
■ 関西電力納め超高圧シャ断器完成

当社は関西電力超高圧送電線の拡張にともない、同社伊丹変電所に納入する超高圧ウォッチケース形油シャ断器を製作中であつたが、昨年10月形式試験を完了し、このほど現地すえ付けを完了した。

このシャ断器のおもな定格はつぎのとおりである。

形式記号	250-GW-1500
定格電圧	300 kV
定格電流	2,000 A
定格シャ断容量	15,000 MVA
定格シャ断時間	3 サイクル
絶縁階級	200 号
重 量	62,800 kg
油 量	32,100 l

このシャ断器の構造は、さきに電源開発田子倉発電所に納入したものと同様で、シャ断容量と定格電流の増加にともない油



250-GW-1500 形超高圧油 シャ断器

タンクとフラッシングの構造が一部変えられただけであり、シ+断特性はすでにたびたび発表されたものと同じである。

なお同時に姫路変電所に3台の同形品を納入したほか新北陸幹線の既設ガイシ形油シ+断器の取りかえとして椿原発電所に2台、新愛本変電所に1台の同形品を納入した。

■ 防振形鋼板フレーム製単相モートル フランジ形鋼板フレーム製単相モートル

鋼板フレーム製単相モートルは昭和34年末分相起動単相モートルSP-R200W 4Pを発売開始以来逐次機種を拡充整備を行なって広く各種の需要に応じて来たが、このたびさらに次の2種の新形式のものを開発した。

1. 防振形モートル

SP-S形（分相起動形）、SC-S形（コンデンサ起動形）

モートルの振動が据付台に伝わってその台を響かせたり、さらに相手側機械に伝わってその性能に悪影響をおよぼすことをとくにさける必要がある場合にはこの防振形モートルがきわめて有用である。

すなわち図1、図2のようにモートルは、本体が防振に対して適切な形状と材質をもった弾性体の防振リングを介して取付脚に支持された構造になっており、本体から発生する振動は防振リングに吸収され取付脚への伝達が防止されているので、使用の際はそのままモートルを直接据付台にセットすればよく、取扱いが簡単で防振効果がきわめてすぐれている。

また取付寸法は従来の固定脚のものと同様であり、しかも防振形の取付脚はモートル本体に対し任意の角度にセットすることができるので、防滴効果をそなわずに壁掛取付け、天井取付けなどができいっそう便利に使用することができる。

2. フランジ形モートル

SP-F形（分相起動形）、SC-F形（コンデンサ起動形）

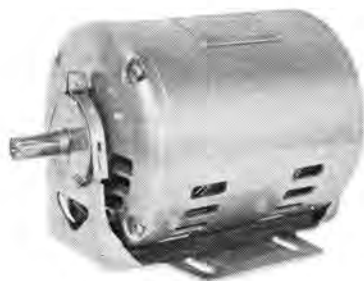


図1 SC-S 200W 4P



図2 SP-S 200W 4P

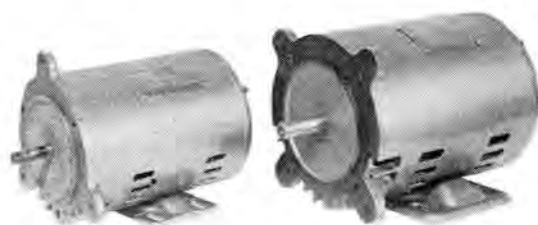


図3 SP-F 65W (左)、200W (右) 各4P

相手側機械との取付けをコンパクトにするため単相モートルについてもフランジによる直結方式の需要が高まって来たので、604.3フレーム、707フレーム鋼板フレーム製フランジ形モートルを開発した。

また鋼板フレームモートルはその小形、軽量が需要家各位にご好評を得ているが、さらにこの特長を生かし相手側機械にモートルを懸垂取付けする用途のものや、あるいは立形使用にも適するよう顧客のご希望に応じてあらかじめ脚なし構造のものを供給することもきわめて容易である。

■ 内圧防爆形電磁開閉器完成

爆発等級3に属するガス（たとえば水素アセチレン）などに対する耐圧防爆構造の製作は困難であるため、工場電気設備防爆指針では、かかるガスの存在するおそれのある場所には電気機器の設置をさけ、安全な場所に設備することを推奨しているが、化学工場の発達にともないやむをえず危険ガスの存在するおそれのある場所に設備しなければならないばあいが起こってくる。このような問題を解決するため内圧防爆形電気品を採用する必要性が生じてくる。内圧防爆構造は清浄な空気を機器内に圧入し、危険なガスを排出した後運転にはいり、運転中はある内圧を保持し防爆の目的を達する構造で運転中電気部分は危険なガスと接触しない非常にすぐれた防爆構造であるが、空気を送る通風装置、監視装置、配管を必要とし設備費は高くなる。



内圧防爆用通風監視装置



内圧防爆形電磁開閉器

しかしながら化学工業の発達に対処し、爆発災害より工場設備と人命を守るため今後内圧防爆構造の採用は増加するものと思われる。当社ではこれらの要求に対し今回内圧防爆形電磁開閉器と通風監視装置を完成し、重油をガス化する工場に納入し好成績に運転をしている。

■ シリコン・パワ・トランジスタ

高温動作、低逆方向電流というすぐれた特長を持つ、シリコン・トランジスタは、すでに外国においては商品化され、いろいろの用途に実用化されている現状であるが、わが国においては入手不可能な状態である。

当社研究所においても拡散法によってシリコン・トランジスタの開発を進めてきたが、写真に示すような高出力トランジスタの試作に成功した。このトランジスタはコレクタ出力容量 80 W 以上、コレクタ・ベース間電圧 100 V 以上、シャ断周波数 5 Mc、電流増幅率 20、エミッタ接地で使用した場合の飽和抵抗 1.5Ω であり、外国の同形のトランジスタに比べ遜色なく、むしろ特性的には上回るものである。

シリコン・パワ・トランジスタ

検査項目	測定条件	記号	測定値
コレクタ・断電流 (mA)	$V_{CB}=200 \text{ V}$ E 開放 $T_a=25^\circ \text{C}$	I_{CO}	6
コレクタ・断電流 (mA)	$V_{CE}=130 \text{ V}$ B 開放 $T_a=25^\circ \text{C}$	I_{CEO}	10
電流増幅率	$V_{CE}=20 \text{ V}$ $I_C=1.0 \text{ A}$	h_{fe}	20
コレクタ飽和抵抗 (Ω)	$V_C=1.0 \text{ A}$ $I_B=0.2 \text{ A}$	R_a	1.5
α カットオフ周波数 (Mc)	$V_{CB}=15 \text{ V}$ $I_E=1.3 \text{ A}$	$f_{\alpha\beta}$	8



高出力シリコン・トランジスタ

■ 国立国会図書館から

セレクトプ・バーチカル・コンベヤ 1 式を受注

国立国会図書館の依頼によりかねてセレクトプ・バーチカル・コンベヤの研究開発を進めていたが、このほど試作完成し正式に受注した。これは普通の垂直のバケットコンベヤにおいて、荷物の出し入れを自動的に行ない、かつ任意の階から行先階を自由に選択できる便利なもので、図書館ではもちろんのこと、一般のビル内での書類運搬など利用の範囲は広い。

トレイ（書類などを入れる容器のこと）は写真で見られる形状でその大きさは内り高さ 254 mm、底面の幅 387 mm、奥行

254 mm、上面の幅 406 mm、奥行 266 mm であり、最大容量は 10 kg である。このトレイに納まるものならば書類に限らず小道具、商品類を運ぶこともできる。コンベヤの速度は 23 m/min で、バケットに相当するカゴは約 3 m のピッチで取付けられているから 1 分間に 7.5 個のトレイを連続的に輸送できる。

国会図書館の工事は第 1 期と第 2 期に分かれ今回の受注は第 1 期分で出し入れ口 8 箇所、揚程 24 m、将来さらに 9 箇所増え計 17 箇所となるのでそのように計画しており、モータは 6 極 2.2 kW である。

このコンベヤの動作を簡単に説明すると、トレイを各階の積荷台にのせて、ダイヤルの指針を目的階に合わせトレイを積荷車に押し込む。下から上のカゴが上がってくると積荷車は自動的に前進してカゴにトレイを渡す。このときダイヤルと連動するセレクトプがカゴのタブに行先をセットする。トレイをのせたカゴは上昇し上端で反転し下降しはじめ、カゴのタブが目的の階を探りながら下降し目的の階で待機している荷受車に指示を与え、トレイを受け取るべく前進させ、荷受車にトレイを渡す。荷受車は自動的に復帰しトレイを荷受台へ移す。

その階の荷受台が満員でトレイののる余地のないときは通過し最下階で降ろされる。

コンベヤのチェーンが伸びたり、パウンドしたりすればコンベヤの運転を止める。また積荷車、荷受車が故障で正規の位置まで復帰しなければコンベヤを止めるなど安全を保障している。コンベヤはすべてボールベアリング入で給油の手間を省いている。

写真は工場で試作したこのコンベヤの正面写真である。



セレクトプ・バーチカル・コンベヤ



トレイ



移 相 器

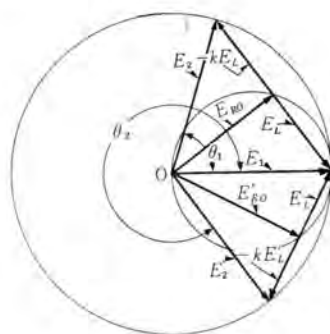
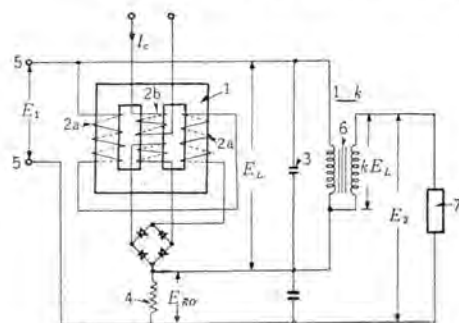
発明者 浜岡 文夫・今出 昭彦

この発明は、イグナイトロ、サイストロなどの点弧角を制御するための移相器に関するものである。

従来の移相器は移相制御角の範囲が130度程度であり、また移相制御角と移相器の制御電流との変化は直線的な比例関係を持っておらず、さらにまた移相器の出力電圧とか電流の波形が移相角の大きさで変化する欠点があった。

この発明は上記欠点を除去した新規の移相器を提供したものである。すなわち、図1に示すように可飽和リアクトル(1)の負荷巻線(2a)に並列コンデンサ(3)を設け、抵抗(4)を介して上記負荷巻線を交流電源の入力端子(5)に接続する。上記負荷巻線とコンデンサにはその並列端子間の電圧を取出す変圧器(6)が設けられ、この変圧器の二次電圧は一次電圧とは逆極性に抵抗(4)の端子電圧と合成されて負荷(7)に印加される。しかして上記可飽和リアクトルの負荷巻線(2)のインダクタンスは制御巻線(2b)の直流付勢電流を変えることにより制御され、この電流を零値より増大させれば上記インダクタンスは最大値より連続的に漸減し、これにより負荷巻線(2a)とコンデンサ(3)との並列回路の特性を容量性から共振状態を経て誘導性へと変化させ、負荷(7)の端子電圧を図2のように移相させる。

図2は電圧ベクトル図を示し、負荷巻線(2a)とコンデンサ(3)の並列回路が容量性で負荷端子電圧 E_2 が位相 θ_1 である場合と、上記並列回路が誘導性で電圧 E_2 が位相 θ_2 である場合を示すものである。



この発明の移相器はこのように構成して移相器の制御電流を調整することにより敏感に作動させ、またこの制御電流の変化に対し出力電圧とか電流の変動を併うことなく直線的に移相角を200度以上までも変化せしめることを可能にした。

(特許第250991号) (山田記)

塑 造 翼 車 の ボ ス 部

考案者 新 倉 宗 寿

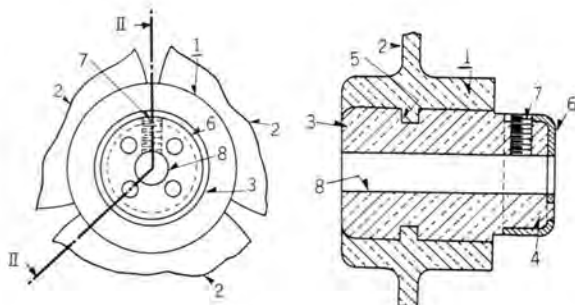
この考案は合成樹脂製造翼車の製造時におけるボス部のキレツ防止をはかり、製品の歩留りを向上させようとするものである。図1は製造翼車のボス部の拡大背面図、図2は図1のII-II線で切断した断面を矢印方向に見た側面図である。

図において(3)は翼車を構成する合成樹脂よりも低収縮率で高伸度の合成樹脂、たとえばポリエステル系樹脂にて作られたブラッシュで、その外周面にはあらかじめ図示のような環状凹部(5)とか、あるいはナールなどが設けられている。(1)は上記ブラッシュを心体として製造される合成樹脂翼車のボス部、(6)はこのボス部の後端面より突出したブラッシュ突出部(4)にかぶせた金属帽体、(7)はこの金属帽体の径方向より上記ブラッシュの軸穴(8)まで達するセットネジのねじ込み穴である。

この考案は上記のように構成されているから、従来の製造翼車のようにボス部の機械的強度保持のために、金属ブラッシュを埋設したり、あるいは肉厚にしたりしたもの比し翼車の製造時の冷却工程において樹脂の収縮による放射状のキレツ

を生ずることがない。また金属帽体を通し、これにセットネジ穴を設けたので、セットネジとの螺合部の機械的強度が大となり、セットネジを短小なものとなしうるばかりでなく、ねじ込まれたセットネジと高伸度のブラッシュとの螺合によりネジのゆるみ止めが十分に行なわれる効果がある。

(実用新案登録第496298号) (小林記)



区 別	名 称	特許または 登 録 日	特許または 登 録 番 号	発 明 考 案 者	所 属 場 所
特 許	空気シ断器	35-9-10	264812	米沢克昌	伊 丹
"	堅形回転機の推力軸受装置	35-9-30	265779	田 附 和 夫	神 戸
"	電気発光装置	"	265799	山下博典・伊吹順章	研 究 所
"	静電気式電気清浄装置	"	265828	齋 藤 寛	神 戸
"	巻鉄心の製作方法	"	265866	山田三郎	名 古 屋
"	ケイ光物質	"	265950	井手平三郎・山崎清司	大 船
"	負荷時電圧調整装置	"	265968	田村良平	伊 丹
新 案	負荷時タツ切換電圧調整器	35-9-28	520306	米沢輝雄	伊 丹
"	扇風機カバー取付装置	"	520307	新倉宗寿	中 津 川
"	ホイス用 フック	"	520308	入 江 厚	福 岡
"	タイムスイッチ	"	520309	吉村四郎	福 山
"	開閉扉の錠止装置	"	520310	河 合 登	大 船
"	ビームアンテナ装置	"	520311	喜連川 隆・三戸教授	研 究 所・大 阪 市
"	着火断続器	"	520312	浅野哲正	大 姫
"	放熱管	"	520313	加藤敏治	伊 丹
"	電気ストーブ	"	520314	奥田文一・小原英一	菱 機
"	避雷器	"	520315	花好精三・森直次 岡田昌治	伊 丹
"	変圧器タツ切換装置	"	520317	米沢輝雄	伊 丹
"	発信セルシンの固定装置	"	520318	高部俊夫・岩佐辰弥	研 究 所
"	帯金緊張装置	"	520319	落合一郎・清水英範	名古屋・伊丹
"	扇風機上下装置	"	520320	白石和雄・沢田明恵 白 植 正 治・白 植 進 美 新倉宗智・神谷昭美	中 津 川
"	電気洗たく機用スイッチの表示装置	"	520321	服部信道・石山武彦	日建・福山
"	水銀整流器	"	520322	加藤又彦	伊 丹
"	内燃機関始動装置	"	520323	駒田時寿	姫 路
"	炊飯具	35-9-29	520520	土居誠二	本 社
"	2重相整流装置	35-10-7	520994	小林 凱	伊 丹
"	電磁引外し装置	"	520995	武藤 正・松尾昭二	福 山
"	单相誘導電動機	"	520996	関野 博・梶谷定之	名 古 屋
"	移動ファン	"	520997	瀬原田三郎・加藤淳治	名 古 屋
"	航空機用 ビームアンテナ	"	520998	喜連川 隆	研 究 所
"	"	"	520999	喜連川 隆	研 究 所
"	筐体取付装置	"	521000	高島秀二・山下源一郎 山崎 肇	大 船
"	電動ホイス	35-10-10	521052	藤木博愛	福 岡
"	電気湯沸し	"	521151	野畑昭夫	菱 機
"	直流電動機給電用整流装置	35-10-26	522479	加藤又彦	伊 丹
"	卓上扇風機	"	522480	丸本 智・白 植 恵	中 津 川
"	磁力選鉱機	"	522481	柳下儀兵衛	大 船
"	電磁接触器	"	522482	栗 山 聖	神 戸
"	静止ワードレオード装置	"	522483	阿部久康・平塚 篤	研 究 所
"	電気機器	"	522484	伊藤俊幸	伊 丹
"	冷蔵庫の蒸発器	35-10-26	522485	安生三雄・坂井松衛	本 社
"	半導体整流装置	"	522486	加藤又彦	伊 丹
"	油入電器保護装置	"	522487	嶋 裕 史	伊 丹
"	可溶器	"	522488	岩崎行夫	伊 丹
"	電気機器口出端保護装置	"	522489	高松茂利	福 岡
"	スタンド支柱	"	522490	新倉宗寿	中 津 川
"	スタンド支柱	"	522491	新倉宗寿	中 津 川
"	誘導電動機速度制御装置	"	522492	細野 勇	伊 丹
"	複数電動機の順序起動装置	"	522493	平野琢磨	福 岡
"	他励直流機	53-10-27	522592	高 月 一	神 戸
"	ケイ光灯器具	"	522593	山下源一郎・山崎 肇	大 船
"	積算電力計の過負荷特性補償装置	"	522594	山 県 穆	福 山
"	需要電力計接点開閉表示装置	"	522595	瀬 良 務	福 山

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本 社	東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 (東京ビル内) (電) 和 田 倉 (201) 大 代 表 1 6 1 1
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
東京商品所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル 3 階) (電) 東 京 (211) 代 表 2511
大阪営業所	大阪市北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (34) 代表 5251
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り (電) 本局 (23) 代表 6231
福岡営業所	福岡市天神町 58 番地 (天神ビル内) (電) 福 岡 (5) 代 表 6 2 3 1
札幌営業所	札幌市大通り西 1 丁目 13 番地 (電) 札 幌 (3) 代 表 9 1 5 1
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 6 1 0 1
富山営業所	富山市安住町 23 番地 2 (電) 富 山 (2) 0151
広島営業所	広島市八丁堀 63 番地 (昭和ビル内) (電) 中 (2) 2211
高松営業所	高松市寿町 1 丁目 4 番地 (第一生命ビル) (電) 高 松 (2) 代 表 4 4 1 6 ビル直通 5 0 2 1
小倉出張所	小倉市京町 10 丁目 281 番地 (電) 小倉 (5) 8234
静岡出張所	静岡市呉服町 2 丁目 1 番地 (電) 静岡 (2) 2595 (3) 2962
金沢駐在員	金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金 沢 (3) 6213
岡山駐在員	岡山市内山下 30 番地 (佐々木ビル) (電) 岡山 (3) 2948
研 究 所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 兵庫 (6) 代表 5041
伊丹製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代 表 3101
無線機製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 1531
静岡製作所	静岡市小 鹿 110 番地 (電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川製作所	岐阜県中津川市駒場 (電) 中津川 10・54・226
和歌山製作所	和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275
福岡製作所	福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 (4) 代表 1568
福山製作所	福山市沖野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 代表 6900
大船製作所	神奈川県鎌倉市大船 (電) 大船 (067) 代表 2121
世田谷製作所	東京都世田谷区池尻町 (電) 東京 (414) 代表 8111
郡山製作所	福島県郡山市境橋町 1 番地 (電) 郡山 1220~1223
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 代表 4736
無線機製作所	東京都世田谷区池尻町 (電) 東京 (414) 代表 8111
東京工場	札幌市北二条東 12 丁目 (電) 札幌 (2) 3976
札幌修理工場	

次 号 予 定

三菱電機 Vol. 35 No. 3

電 鉄 特 集

- インド国鉄向け イグナイトロン 電気機関車
- 北九州用交直電車
- 最近のトリアス
- WN ドライヴ電車電動および駆動装置の進歩
- 車両用単相交流整流子電動機
- 電車のプログラムコントロールと無接点化
- 自動列車制御装置
- 回生制動の問題点
- 車両用冷房装置
- 直流変電所の計画方針
- 電鉄用水銀整流器の二、三の問題
- 電鉄変電所用シリコン整流器
- 整流器用変圧器
- 移動変電所
- 電鉄用直流変電所の制御
- 北九州国鉄交流電化用変電設備
- 北九州国鉄変電所集中遠方制御装置
- 電鉄用避雷器と絶縁協調
- 技術解説：粒子加速装置の展望 (3)

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	吉村 誠 一郎	常任委員	宗 村 平
常任委員	浅井 徳 次郎	員	山 田 一
"	荒 井 潔 二	"	片 岡 高
"	安 藤 安 一	"	本 崎 善
"	小 川 清 二	"	橋 野 祐
"	小 堀 富 次 雄	"	関 田 俊
"	高 井 得 一 郎	"	前 米 八
"	中 野 光 雄	"	井 上
"	馬 場 文 夫	幹 事	井 上
"	船 橋 正 信		(以上 50 音順)

昭和 36 年 2 月 15 日印刷 昭和 36 年 2 月 17 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 吉村 誠 一郎

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高 橋 武 夫

発行所

三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部
電話 和田倉 (201) 1611

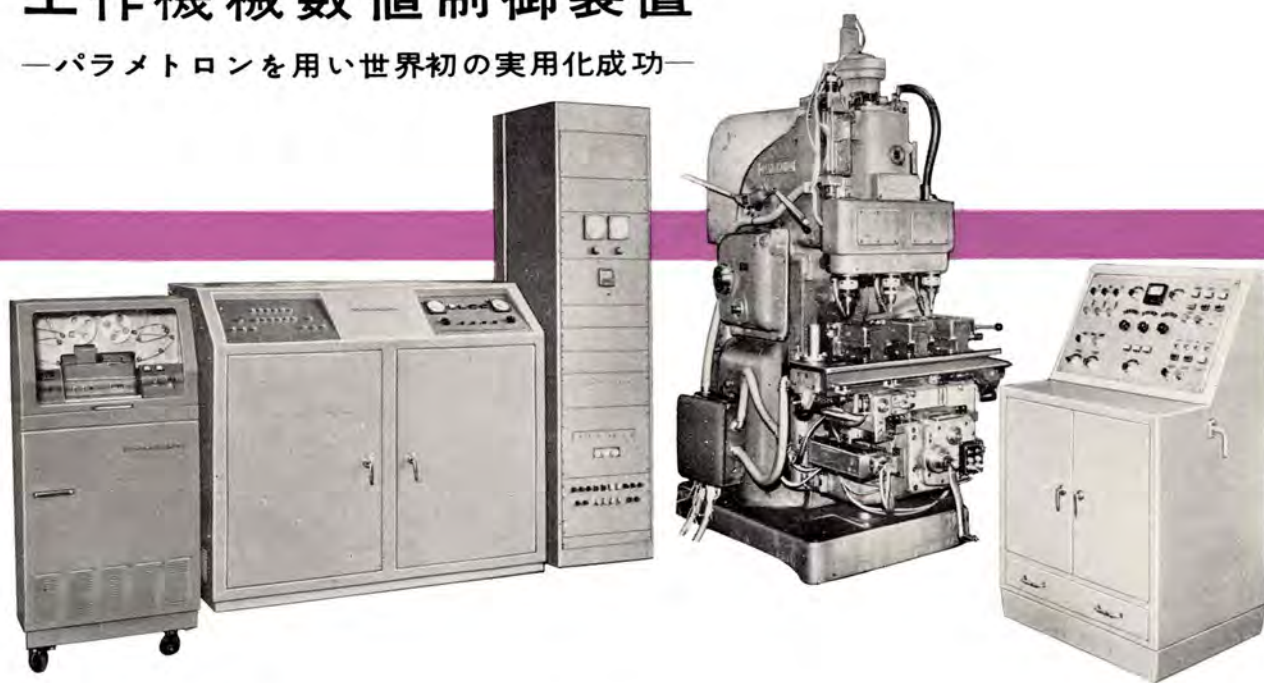
発売元

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 機替東京 20018

技術革新の最先端をゆく、機械工作の数値制御化

工作機械数値制御装置

—パラメトロンを用い世界初の実用化成功—



工作機械の数値制御は、電子計算機とサーボ機構の技術を有機的に結合させた最高度のオートメーションであり、計算機をオン・ラインとして取入れた画期的な制御方式で、新しい革命的産業発展を約束されている。

数値制御は加工場に対する工具の相対的な位置をコード化した数値情報を紙テープ、または磁気テープのような指令媒体に与え、工作機械を自動制御するものである。

当社の数値制御装置は論理演算素子としてわが国で発明された世界に誇るべきパラメトロンを用いており、ほかのものに比べて信頼度が非常に高く、工作機械と直結して工場現場に用いるにもっとも適している。

おもな製作機種

工作機械名	入力方式	論理要素	駆動方式	指令精度 (mm)	総合精度 (mm)
フライス盤さん孔テープ	パラメトロン	2,400個	磁気増幅器 直流サーボモータ	0.01	0.05
フライス盤磁気テープ	電子管		サーボバルブ 油圧モータ	0.01	0.05
自動旋盤さん孔テープ	パラメトロン	1,200個	サーボモータ 油圧シリンダ	0.01	0.03
精密中グリ盤さん孔テープ	パラメトロン	1,800個	電磁クラッチ インダクションモータ	0.01	0.03
多軸ボール盤さん孔テープ	パラメトロン	1,500個	電磁クラッチ インダクションモータ	0.01	0.2

指令テープと被加工物

