

MITSUBISHI DENKI

三菱電機



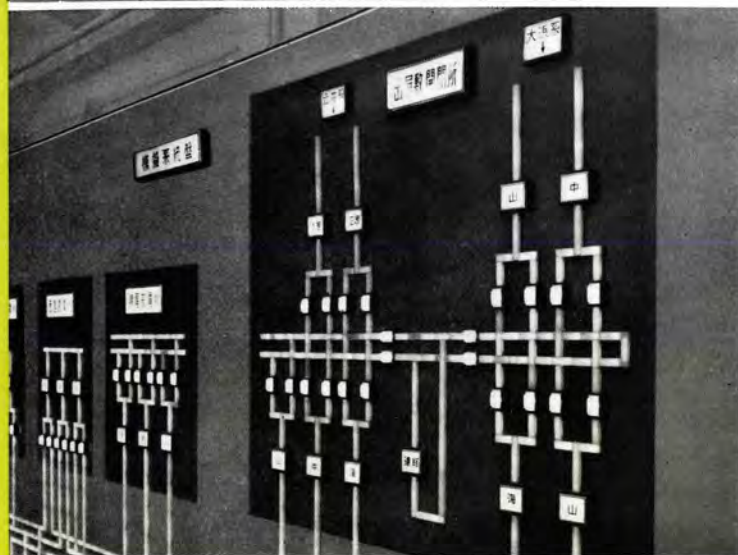
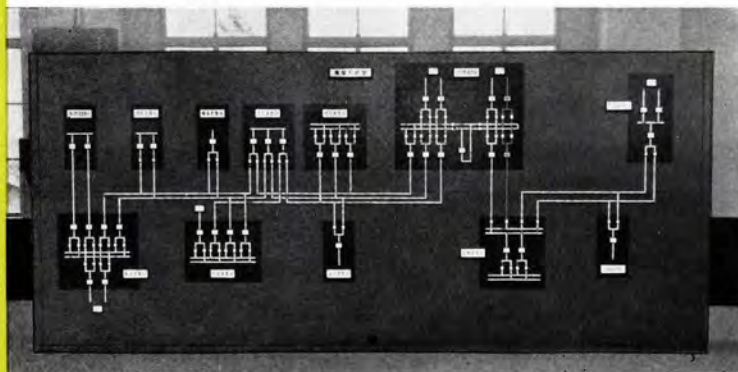
わが国最大の食塩電解用 82 V 120,000 A シリコン 整流器 (徳山曹達納め)

2

VOL 34 1960

新しい照光式模擬母線

照光式模擬系統盤



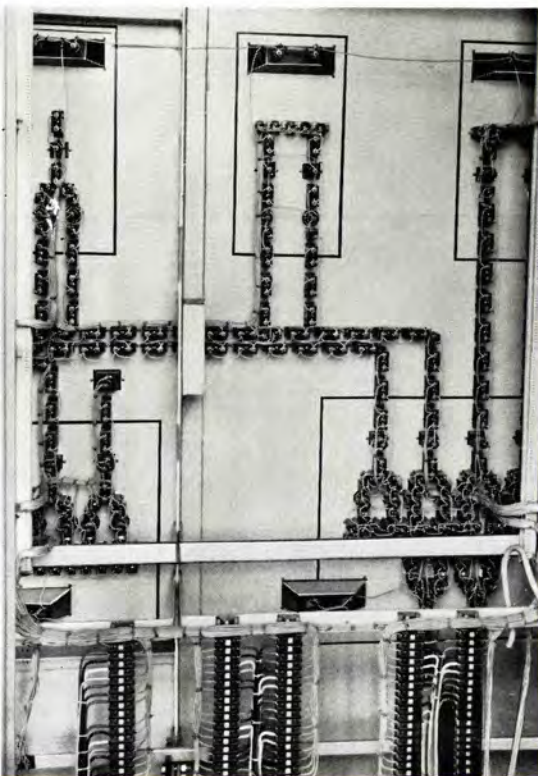
拡大したところ

特長

1. 従来の点々式照光に対して 1 本の連続した模擬母線として照光を示す。
2. 盤面より照光母線が突出しているので立体照光である。
3. 電球の取換えは配電盤の表からでも、裏面からでも自在に、かつ特別の用具を用いず着脱できる。
4. 電球も同じ効率のもので盤表面から見た輝度が一様になるよう照光板の設計に考慮をはらっている。
5. 故障遮断に際しては、その故障部分とその影響範囲を明示する。
6. 機器の異状が起ればただちに表示する。

新しい照光模擬母線を阪神電鉄、出屋敷変電所に納入した。この照光式模擬盤は系統に状態変化がおり、また人為的に変化させようとするときには、それに相当する部分を自動的に点滅あるいはフリッカさせると複雑な操作も誤りなく適切に行ないうだけでなく、とくに故障時に効果がある。

照光式模擬系統盤の裏面





表紙説明

徳山曹達納め食塩電解用風冷式 シリコン整流器は 8 面の キュービクル から構成され、電流量ではわが国は もちろんのこと、現在世界最大級の 120,000 A 定格を有する画期的製品である。現地試験は昨年 11 月から行なわれ優秀な成績で 120,000 A を通電し、連続運転にはいっている。この間、整流素子その他無事故を誇っており、信頼度の高い整流装置として将来性を期待されている。

三菱電機

昭和 35 年 第 34 卷 第 2 号

目次

近畿日本鉄道名阪特急“新 ビスタ・カー”用主電動機および制御装置	浅越泰男・相田茂夫	2
高速大容量直流電動機 (1,500 kW 1,800 rpm および 500 kW 3,600 rpm)	萬谷 廣・神浦秀太郎・有働星一	10
住友銀行大手町ビル向け クリネア	武藤 哲・酒井正侃	18
米穀低温倉庫用 KU-81 形 ユニテア	河合照男	27
精密交流記録磁束計	野口英男・土屋英司	31
アナログデジタル変換器	馬場文夫・渡辺文明・石田哲爾	39
高速度電磁接点	岡 久雄	45
DL 形陽極 シヤ 断器	岩垂邦昭	57
トランジスタ搬送電話端局装置	北垣成一・室田 慎・篠原 博	63
水銀整流器の等価試験	阿部久康・山口峯男・池田和郎・塚本昭二	68
《技 術 解 説》		
自動制御 (2)	真 鍋 舜 治	83
火力発電 シリーズ: テレビ 工業用 テレビジョン		93
《原 子 力 情 報》		
JRR-2 原子炉 (1)	莊 田 勝 彦	104
《W 社 文 献 抄 訳》		
トランジスタを応用した同期電動機制御装置・多数組合わせの減速機構・ホール増幅器の原理とこれが設計上の考慮・シリコンスイッチ		110
《ニ ュ ー ス フ ラ ッ シ ュ》		
医学用 テレメータ 実験に成功・中部電力株式会社川口発電所向け 32,000 kVA 水車発電機完成・半導体整流器保護用 FL 形低圧速動 ヒューズ FT 形低圧表示 ヒューズ 生産開始・避雷器現場試験器・中山製鋼向け 40t (最大 50t) アーク 炉および山陽特殊製鋼向け 30t アーク 炉受注・三菱銀行向け 900 Mc 帯 パンカーピジョン 受注・関西電力交流計算盤第 2 期増設工事受注・電通研向け中性子 デフラクトメータ 受注		112
《特 許 と 新 案》		
(特) 自動滅菌装置・(特) 弁形避雷器円盤素体・(特) 冷蔵庫の箱体		30, 115

近畿日本鉄道名阪特急“新ビスタ・カー”用 主電動機および制御装置

伊丹製作所 浅 越 泰 男*・相 田 茂 夫*

Traction Motors and Control Equipment of New Vista Cars for Kinki Nippon Railway

Itami Works Yasuo ASAGOE・Shigeo AIDA

On Osaka-Nagoya line of Kinki Nippon Railway new broad gauge express Vista Cars were started to run with the completion of turning the track to broad gauge all the way. The goal of this project is to connect these two cities in two hours at a schedule speed of 90 km per hour. With high speed performance, safety is assured by combining electric and air brake equipment. To deliver speed of about 100 km per hour running on the line of 33 % grade, output per unit weight of the new Vista Car is the largest in this country. In building the new cars experience gained from the trial manufacture of Vista Car in 1958 played vital part, thus Mitsubishi traction motors, control equipment and brake equipment contributing to interurban traffic.

1. ま え が き

大阪一名古屋間を結ぶ近畿日本鉄道は従来同路線が大阪一中川間（大阪線）が広軌（1,435 mm）、中川一名古屋間（名古屋線）が狭軌（1,067 mm）であるため、直通運転が不可能で途中乗換えを余儀なくされ、旅客サービスの面においても表定速度向上のためにも大きなハンディキャップとなっていたが、このたび同鉄道永年の宿願であった名古屋線広軌化の大工事が完成の運びとなり、新形式のデラックス電動列車“新ビスタ・カー”による直通運転が開始され面目を一新するにいたった。

この“新ビスタ・カー”MTM 12編成の主電動機、制御装置、空気ブレーキ装置などの主要電機品は当社の製作

になるもので、昭和33年夏1編成製作された“ビスタ・カー”の経験を生かし将来大阪一名古屋間2時間運転（表定速度90 km/h）を目標に高速化をはかるため3車体4台車連節方式による全軸駆動とし、高速性能向上とともに安全性を確保するために大きな電空併用ブレーキ力を得られるものとしている。33%の急勾配路線を約100 km/hの高速で走破するために、この“新ビスタ・カー”の単位重量あたりの出力はわが国最大のものとなっている。

2. 要目および特長

2.1 要 目

“新ビスタ・カー”の概略要目は表2.1に示しその性



図 1.1 “ビスタ・カー” 全景

Fig. 1.1 Full view of “Vista Car.”

表 2.1 “新ビスタ・カー” 要目表

項 目	M ₁ , M ₁ ' 車	T 車 (2 階式)	M ₂ , M ₂ ' 車
軌間 (mm)	1,435	同左	同左
電気方式	DC 1,500 V	同左	同左
自重 (t)	36.85	19.15	34.8
定員 (名)	68	52	68
最大寸法 (長さ) (mm)	(M ₁) 17,760 (M ₁ ') 17,300	14,100	(M ₂) 17,760 (M ₂ ') 17,300
" (幅) (mm)	2,800	2,800	2,800
" (高さ) (mm)	4,150	4,060	3,600
車輪径 (mm)	860	—	860
主電動機形式	4×MB-3020-D	—	4×MB-3020-D
" 出力	125 kW 340 V	—	125 kW 340 V
" 歯車比	77/20=3.85	—	77/20=3.85
制御装置形式	ABFM-178-15MDH	—	ABFM-178-15MDH
空気ブレーキ装置形式	HSCD	HSCD	HSCD

(注) 1. M₂, M₂' 車は夏季冷房用水 1 t を積載する。
2. 編成形式

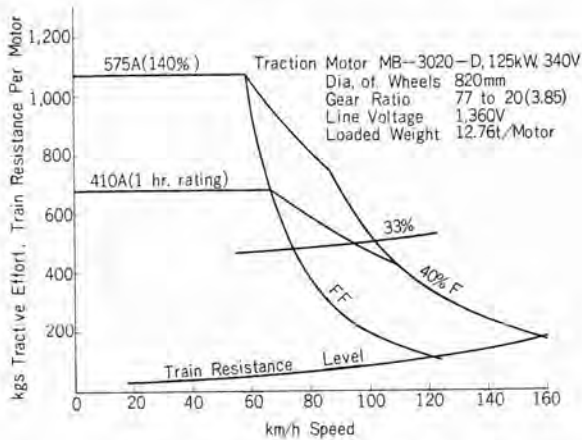
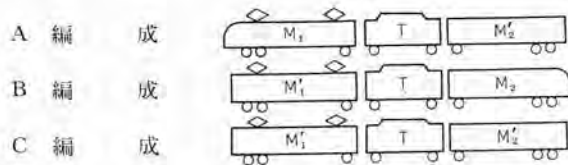


図 2.1 “ビスタ・カー” 出力性能曲線
Fig. 2.1 Output performance curve.

性能曲線は図 2.1 に示す。

編成 3 車体 4 台車連節 M₁TM₂' 4 編成
M₁'TM₂ 4 編成
M₁'TM₂' 4 編成
計 12 編成

(M……端面流線形, M'……端面丸形貫通式)

出力 1,000 kW 1,360 V (1,100 kW 1,500 V)
列車長 49 m
自重 90.8 t
定員 188 名
定員時重量 102.1 t (冷房用水 1 t を含む)
最大運転速度 135 km/h
最大許容速度 172 km/h
加速度 2.6 km/h/s (定員平たん線)
最大減速度 常用 4 km/h/s (")
非常 4.5 km/h/s (")

2.2 特 長

(1) この列車は通常 MTM 3 両または MTMMTM 6 両編成で運転されるが、125 kW 主電動機による全軸駆動であるので単位重量あたりの出力は 1,360 V において 11 kW/t、1,500 V において 12.1 kW/t というきわめて強力なものとなり、その優秀な走行性能はデラックスな外観、車内設備にふさわしいものである。

(2) “旧 ビスタ・カー” と同一定格の主電動機を使用しているが、km/t の増大とともに歯車比も小さくしたのでその高速性能はいちじるしく向上し、平たん線つりあい速度は 150 km/h 以上、33% 急勾配のつりあい速度は 100 km/h に達している。

(3) 最大運転速度 135 km/h から全界磁全力電気ブレーキが可能であり、ブレーキ距離短縮の上に大なる効果をもたらし、運転上の保安を確保している。

(4) 総容量 1,100 kW (125 kW 主電動機 8 台制御)

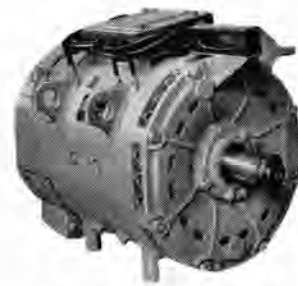


図 3.1 MB-3020-D 形主電動機

Fig. 3.1 Type MB-3020-D traction motor.

の抑速電気ブレーキ付制御装置はきわめてコンパクトに設計製作され、大容量の上抵抗器とともに M₁ 車の床下に全部装備されている。なお M₂ 車には空制装置、M-G、冷房装置などが装備されている。

(5) 速度検出継電器を使用し最高速度自動制御を

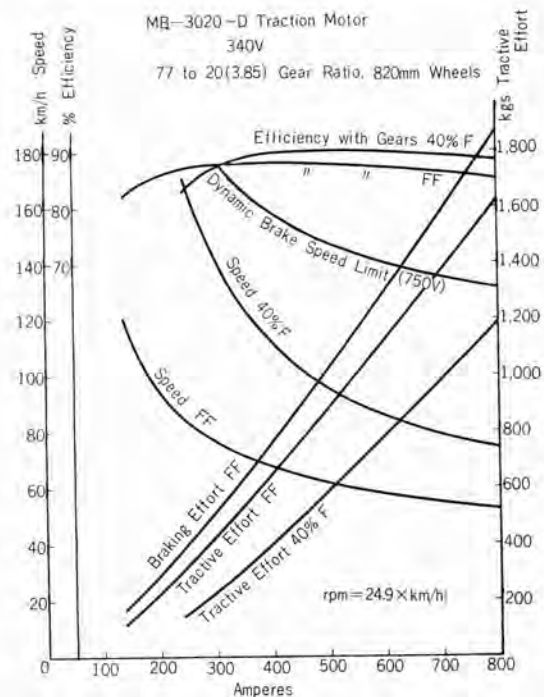


図 3.2 MB-3020-D 形主電動機特性曲線
Fig. 3.2 Traction motor characteristic curves.

行ない一定速度範囲
で高速連続運転を容
易に行なえるように
している。

3. 主電動機およ
び駆動装置

3.1 主電動機

主電動機はWNド
ライヴ式 MB-3020-
D 形で1時間定格
出力125 kW、340 V
(138 kW、375 V)で
ある。急コウ配路線
用として過負荷に耐
えうるよう温度上昇
には十分余裕をとっ
ており、熱的には150
kW 級 (375 V) の
実力を有している。
内部構造としては
“旧ピスタ・カー”の
主電動機と類似であ
るので詳述を省く
が、その使用実績か
ら種々の改良を施し
ている。すなわち弱
界磁率をあげるため
に補極を設計変更す
るとともに、ブラシ保
持器の構造を変更し
て保守を容易にし
ている。また通風方式
も改善を加えてい
る。主電動機の諸元
はつぎのとおりであ
る。

- 形名 MB-3020-
D 形
- 方式 直流直巻、
台車装架、丸形
ワウ、半密閉自己
通風式
- 1 時間定格
125 kW 340V
- 4 (246)

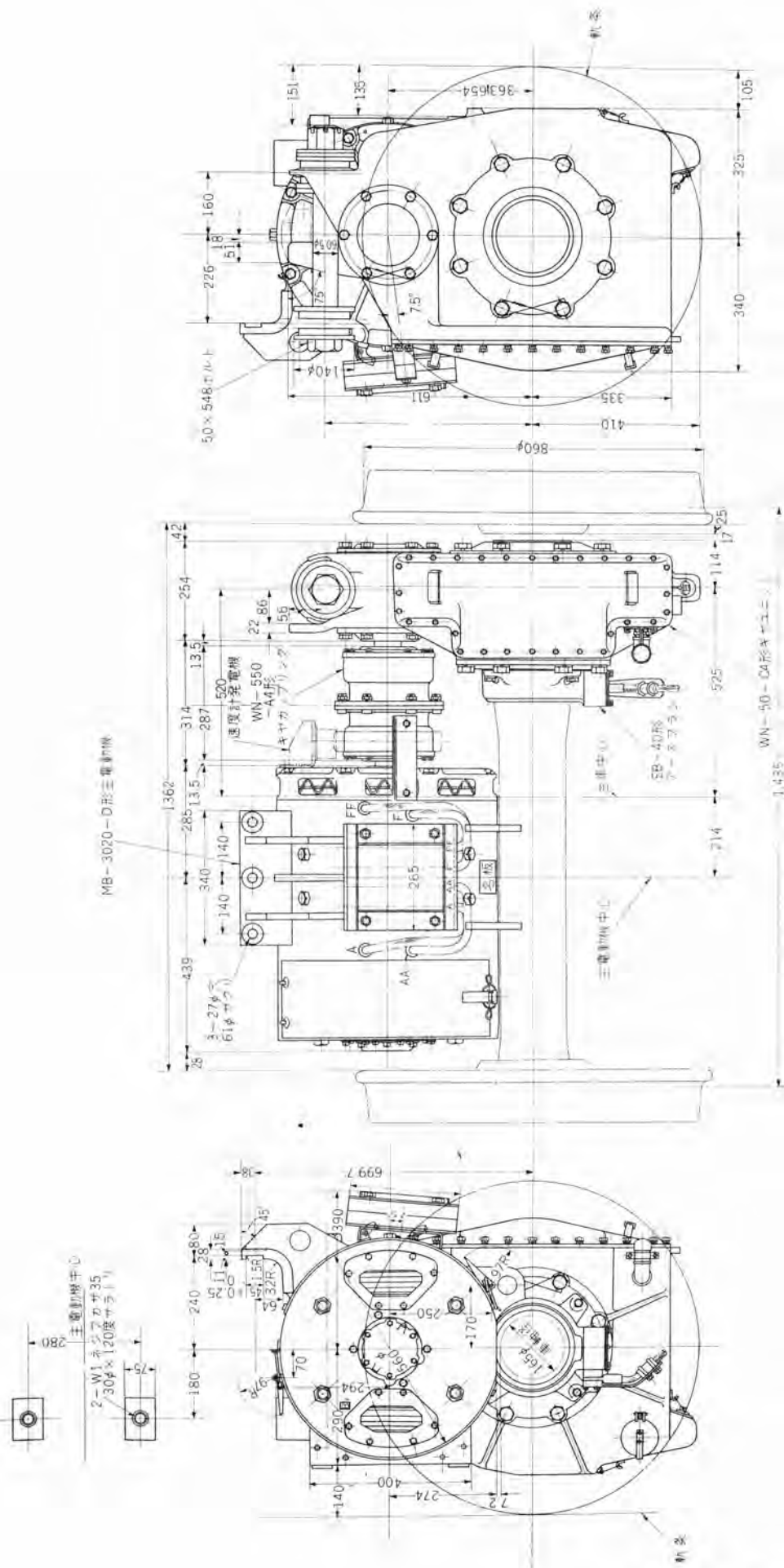


図 3.3 主電動機駆動装置外形図

410A 1,800rpm (138kW 375V) 80% 弱界磁
 連続定格 112kW 340V 370A 1,900rpm 80% 弱界磁
 最弱界磁率 40 %
 最大回転数 4,500 rpm
 最大許容端子電圧 750 V
 重量 780 kg

3.2 駆動装置

駆動装置は高速電車用として信頼性すこぶ高く広範囲な実績を有している WNドライブ を使用している。今回のものは高速性能をあげるため歯車比を小さくしている。ギヤユニットは高速運転に適するよう ギヤケース構造の一部改良を計っており、カップリング は保守を容易にするために従来のオイルシールを廃止して、ラビリンス 式油止め構造に変更している。諸元は次のとおりである。

ギヤユニット 諸元

形名 WN-50-C4 形
 形式 全密閉一体鋳鋼 ギヤケース 付
 一段減速 ヘリカルギヤユニット
 歯車比 $77:20=3.85:1$
 モジュール 7 ねじれ角 21 度
 材質 大歯車……炭素鋼
 小歯車……Ni-Cr-M₀ 惨炭鋼
 重量 430 kg

ギヤカップリング 諸元



図 3.4 WN-50-C4 形
ギヤユニット

Fig. 3.4 Type WN-50-C4
gear unit.

図 3.5 WN-50-C4 形
ギヤユニット 内部

Fig. 3.5 Type WN-50-C4
gear unit.



図 3.6 WN-550-A4 形 ギヤカップリング

Fig. 3.6 Type WN-550-A4 gear coupling.

形名 WN-550-A4 形
 形式 ダブルインタナルエキスタナルギヤ 形
 両軸許容偏位 偏心 ± 19 mm
 左右 ± 12 mm
 重量 50 kg

4. 制 御 装 置

特急車用として使用する制御装置は、とくに軽量単純化を目標としなければならないことは当然である。この制御装置は、33 年 7 月以来好評のうちに快走を続けている“旧ビスタ・カー”用の制御装置をさらに単純化し、しかも性能にいっそうの向上を加えたもので、8 個電動機を単一制御し、総容量 1,100 kW、1,500 V という、“旧ビスタ・カー”と同様、電車としてはわが国最大容量を有するものである。

4.1 制御装置諸元

形名 ABFM-178-15MDH
 架線電圧 DC 1,500 V
 主電動機 340 V 410 A 125 kW $\times 8$ 最大弱界磁率 40 %
 制御電圧 DC 100 V
 制御空気圧 5 kg/cm²
 制御方式 電動 カム 軸 スイッチ 式
 制御段数 力行 22 段（抵抗制御 18 段、界磁制御 4 段）
 電気 ブレーキ 19 段（全界磁抵抗制御）
 シュ断方式 力行 常時減流 シュ断、非常時高速度減流 シュ断
 電気 ブレーキ 界磁短絡後 シュ断
 加速度 2.6 km/h/s (MTM 編成定員乗車時)
 減速度 4.0 km/h/s (同上常用)

4.2 おもな特長

(1) 回路および器具の簡単化

“旧 ビスタ・カー”でも同様であったが、特急車専用としてできるだけ回路を簡単にするため、主回路は、4 個直列にした 2 群の主電動機を永久並列に接続して、直並列渡りを廃止した。

また主抵抗器は各主電動機群ごとに 1 群ずつ挿入し、電気 ブレーキ 回路は中央回路の B スイッチ だけで形成する簡単なものとした。

またこの制御装置では、電気ブレーキ時、初段から全界磁ブレーキが可能なおと、カム 軸スイッチ製作の高度の技術や高性能の限流継電器の使用によって 22 段という多くの ステップ をカム 軸の 1 回転で取ることができたことにより、4 段の弱界磁用 スイッチ を抵抗 スイッチ と同軸に配し、一方逆転器と直並列切換用 スイッチ および界磁短絡

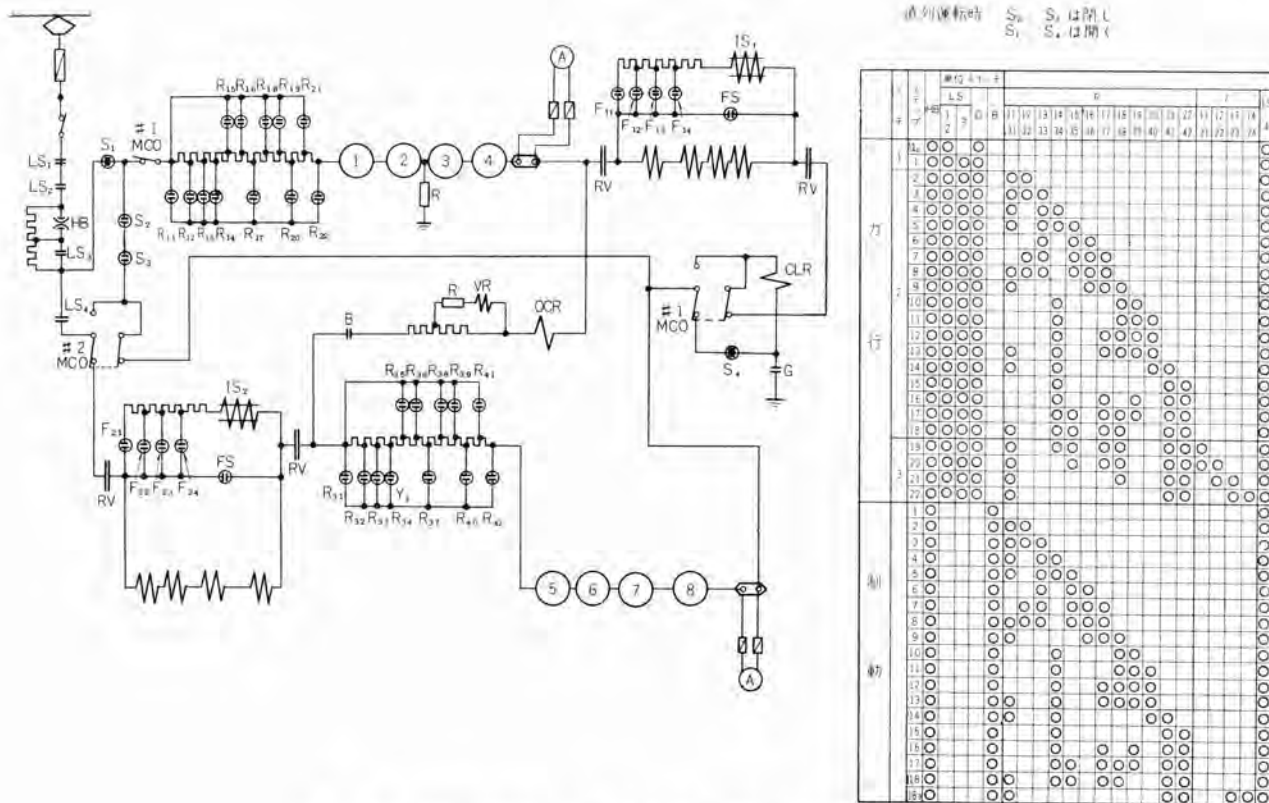


図 4.1 主回路 ッチ Fig. 4.1 Connection of main circuit.

用スイッチを他の一軸のカムスイッチ群として、それぞれ1個ずつのカム電動機で駆動するようにした。

このため“旧ビスタ・カー”のように界磁弱めスイッチを逆転器と同一軸に配した場合に比べ、制御回路も、器具自身も相当に簡素化された。

(2) 直並列運転が可能である。

逆転器兼用の直並列切換カムスイッチにより、主幹制御器逆転ハンドル操作によって8個電動機全部の直列運転ができるようにしたため、いわゆる永久並列接続でありながら広範囲の速度選択ができる。

(3) 最高速度自動制御装置の採用

この列車はつりあい速度が高く、平たんでは150km/hにも及ぶので、100~120km/hでの連続運転を容易にするため、弱界磁ステップでの自動ステップもどし装置を設けた。

これは専用の速度検出継電器の作用により、弱界磁運転中速度が一定値まで上昇すれば自動的に全界磁へステップもどしを行ない、速度が一定値まで下降すればふたたび自動的に弱界磁ステップに進めるものである。

また主幹制御器を3ノッチから2ノッチにもどすことにより、手動的にも弱界磁から全界磁にもどすことができる。

(4) 抑速ブレーキ方式の簡素化

この電車は長区間にわたり33%のコウ配を運転するので、停車用の電空併用ブレーキのほかに、コウ配下降用

の抑速ブレーキ装置を備え、33%のコウ配を95km/h以下の各速度で降下できる。

この抑速ブレーキ装置は主幹制御器に、「進め」および「保ち」の2ノッチを設け、まず「進め」ノッチによって所要のステップで抑速ブレーキを作用させるもっとも簡単な方式で、コウ配の度合や荷重に関係なく、求める速度を容易に得られるものである。

4.3 主回路

図4.1に示すようにきわめて簡単である。図中LS1スイッチは逆転器不転換のまま反対方向に動かされたときの異常電流を防止するものである。

4.4 主要器具

(1) 断流器箱

図4.2に外観を示す。箱内にはLS1~LS4およびB、Gスイッチ、さらに高速度減流器HBを納めている。

単位スイッチは“旧ビスタ・カー”に使用されて以来そ

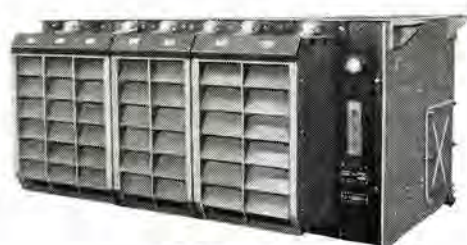


図 4.2 断流器箱 Fig. 4.2 Line switch box.



図 4.3 主制御器箱
Fig. 4.3 Main controller box.

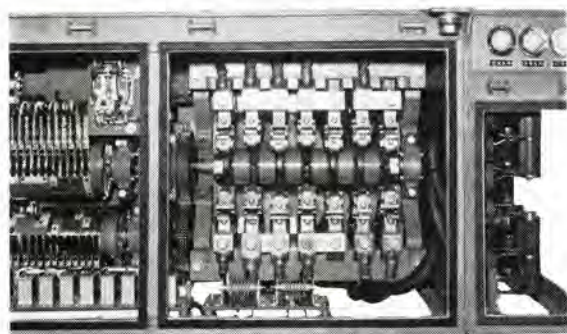


図 4.4 逆転器、直並列切換器、界磁短絡器
Fig. 4.4 Reverser, S-P changing switch, field coil circuit shorting switch.

の性能を高く評価されている UP96 形で、シヤ断能力はスイッチ 単独で、1,500 V、20 mH で 3,000 A、高速度減流器と組合わせれば、1,500 V、20 mH で 10,000 A にも及ぶものである。

(2) 主制御器箱

図 4.3 は内部正面から見た写真、図 4.4 は逆転器、直並列切換器兼界磁短絡器部分を拡大した写真である。

箱内左手側板には限流継電器および 4 個の短絡継電器、正面左手には 24 個の抵抗制御用カムスイッチ およびそれと同軸に配した 8 個の界磁制御用カムスイッチ群、正面右手には、やはり同軸に配した逆転器、直並列切換器および界磁短絡器用の 14 個のカムスイッチ 群、正面中央にはそれぞれを駆動する 2 個のカム電動機およびそれぞれ



図 4.6 主幹制御器
Fig. 4.6 Master controller.

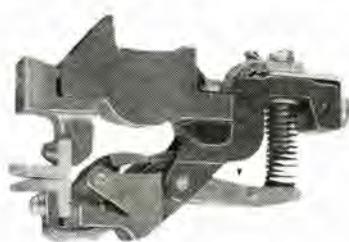


図 4.5 カムスイッチ
Fig. 4.5 Cam contactor.

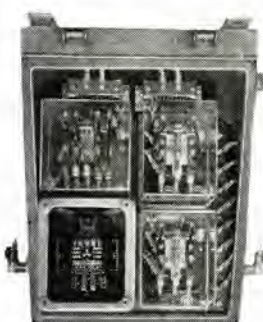


図 4.7 速度検出継電器箱
Fig. 4.7 Speed detection relay box.



図 4.8 主抵抗器 (1 編成分)
Fig. 4.8 Main resistors.

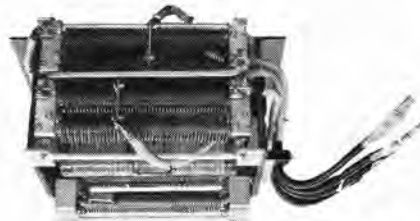


図 4.9 誘導分流器
Fig. 4.9 Inductive field shunt.



図 4.10 多素子ヒューズ
Fig. 4.10 Multi-element fuse.

の制御ドラム、さらには補助継電器類、右手側板には主電動機開放器を納めている。

このようにこの 1 箱内にはほとんどすべての制御装置器具が整然と納められ、重量や スペース が合理的に軽減されている。

使用した カムスイッチ は、1,500 V、500 A という大容量のものであるが、合理的な設計による接触部の損傷の少なさは、“旧 ビスタ・カー”の使用実績によって証明済みのものである。図 4.5 にその写真を示す。

(3) 主幹制御器

主ハンドルはデッドマン装置をそなえ、力行 3 ノッチとブレーキ「進め」、「保ち」および「断」の 6 位置がある。

主ハンドルおよび逆転ハンドル部分は専門 デザイン によって斬新な デザイン がほどこされ、図 4.6 に示す写真のように美しく スマート なものになっている。

(4) 速度検出継電器

いわゆる メーターリレー と 3 個の補助継電器の組合わせで、1 箱に納めて運転室に取付けてあり、前述のように高速での ステップ もどしを行なうものである。

3 個の補助継電器のうち 2 個は セレン 整流器によって時限を持たせ、動作の安定をはかっている。図 4.7 に写真を示す。

この動作については後述する。

(5) その他の器具

図 4.8 に主抵抗器、図 4.9 に誘導分流器、図 4.10 に多素子ヒューズを示す。

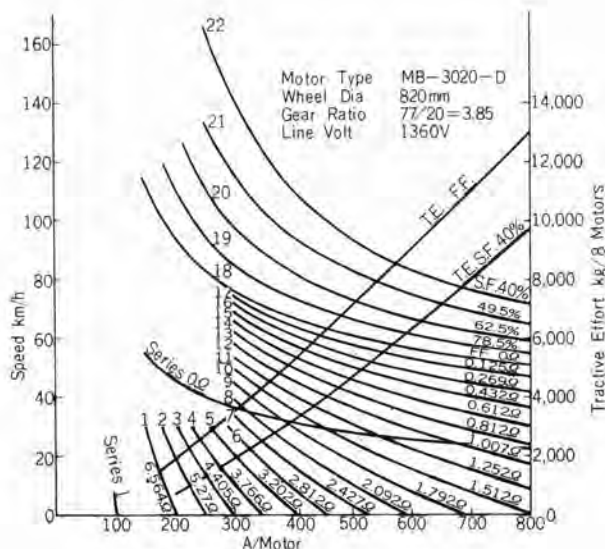


図 4.11 力行 ノッチ 曲線

Fig. 4.11 Power running notching curves.

主抵抗器は、特急車であるから起動や ブレーキ のひん度が少ないことと、33% の コウ配 で抑速制動をかなり長区間にわたって行なうことを考慮して、熱容量の大きな鋳鉄製のグリッド抵抗器を用いた。

誘導分流器には界磁制御用の抵抗器を取付け、33% の バランス 運転 に対して十分な容量を持たせてある。

多素子ヒューズは 1,500 V、1,000 A のもので、屋根上に装備している。

4.5 動作の概要

(1) 力行

起動は全界磁起動であるが、減流 1 段にさらに十分な増ステップをとってあるので、起動初期はきわめてスムーズである。

図 4.11 に力行 ノッチ 曲線を示す。

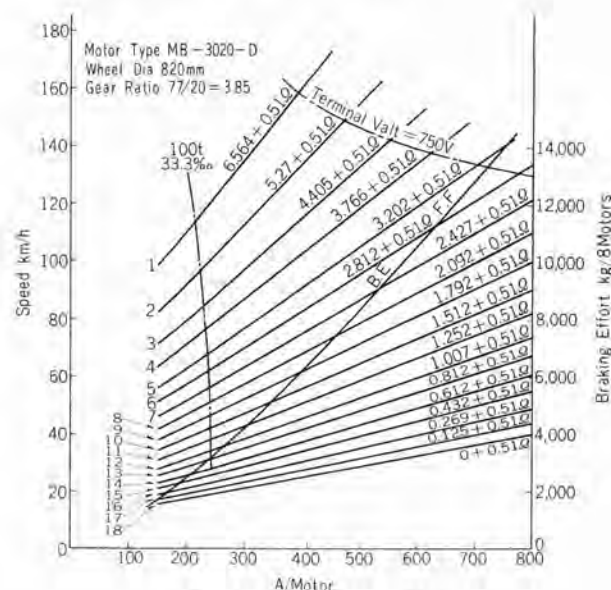


図 4.12 ブレーキ ノッチ 曲線

Fig. 4.12 Brake notching curves.

ノッチオフ時は減流 シャ 断を行なう。

(2) ブレーキ

HSCD 方式による電空併用ブレーキで、アクチュエタの作用により ブレーキ 弁 ハンドル 角度に応じた電気ブレーキ力が得られる。

また車両の軽量化によって積空の重量比がわりに大きいので、高速でスキッド限界いっぱいの電気ブレーキ力が得られるように、空気 弁 の内圧から検出する可変荷重機構を設け、限流値を荷重に応じて自動的に変更している。

またこの車では前述のように、高速での電気ブレーキ力を確保するため 135 km/h の最高速から全界磁で電気ブレーキ を作用させているが、ブレーキ かけ 始め の ショック を少なくするため、抵抗値の大きなブレーキステップを十分にとってある。図 4.12 にブレーキ ノッチ 曲線を示す。

ブレーキ 最終 ステップ に達すれば、弱界磁して減流するとともに締切電磁弁を消磁して空気 ブレーキ を付加する。

ブレーキ 途中 ステップ でのゆるめ操作では、主電動機の界磁を短絡して減流した後、B、LS₁ によって回路を シャ 断する。

(3) 逆転器、直並列切換器兼界磁短絡器の動作

前述のようにこれらは同一軸に配したカムスイッチ群であるが、図 4.13 に示すようにこの軸には前進および後進に対してそれぞれ S、P、FS の 3 位置をもっており、それぞれの位置における各 カムスイッチ の開閉模様もまた同図に示されている。

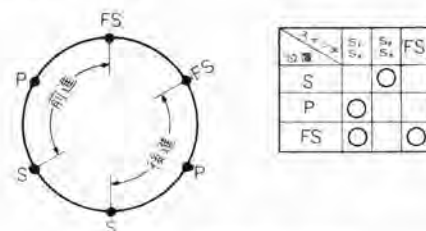


図 4.13 逆転器位置説明図

Fig. 4.13 Diagram showing reverser positions.

すなわち S 位置は 8 個電動機が全部直列に接続される低速運転位置であり、P 位置は平常の高速運転位置、FS は主電動機の界磁を短絡する位置で、電気ブレーキを途中ステップでゆるめたとき、または電気ブレーキ中過電流継電器が動作したときにこの位置をとった後、回路を シャ 断するようになっている。

なおどの位置にあっても、ブレーキ 弁ゆるめ、主幹制御器断の状態となれば、P 位置にもどるようになっており、平常運転の際の テッドタイム をなくしている。

(4) 速度検出継電器の動作

4.2 (3) および 4.4 (4) で述べた高速での自動ステップ

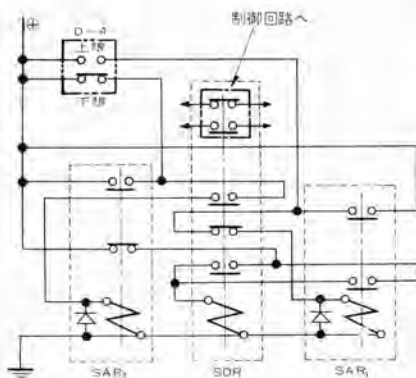


図 4.14 速度検出継電器回路

Fig. 4.14 Speed detecting relay circuit.

もどしのための速度検出装置は、図 4.14 に示すような回路になっている。図中 D-4 が速度計発電機の出力を受けて動作する速度計継電器の接点を示すもので、下限以下の速度では接点は図示のとおり下方に接触し、上限以上の速度では上方に接触する。

SDR は速度検出継電器と名づけるもので、図に示す上方の a, b 2 接点が制御回路に組み込まれ、SDR が吸引すれば弱界磁から全界磁へとステップをもどし、落下すればふたたび弱界磁へステップを進める。

SAR₁ と SAR₂ は補助継電器で、速度が上限に達して SDR がいったん吸引すれば、つぎに速度が下降して下限に達する瞬間まではその状態を保持し、速度が下限に達してふたたび SDR が落下すればたとえ速度がふたたび上昇しても上限に達する瞬間まではその状態を保持する作用を営むものであって、この保持作用を確実にするため、落下時に限時性を持たせてある。

またこの回路は接点容量の小さな速度計継電器 D-4 に、電流をシタ断させないように工夫されている。

4.6 保護装置

器具簡単化の線に沿って、保護装置もきわめて簡単になっている。すなわち、力行回路は高速度シタ断器と多素子ヒューズにすべての任務を負わせ、別に過負荷継電器を設けていない。ブレーキ回路には過電流継電器だけ設け過電圧継電器は設けていない。図 4.12 のブレーキノッチ曲線で明らかなように、その必要性がまったくないからである。

そのほか、低圧電源用としてはノーヒューズブレーカを備え、最少限の器具をもって十分の保護を行なっている。

4.7 現車試験

現車試験は 34 年 8 月、最初の 1 編成によって行なわれたが、今回は従来の電磁 オシログラフ 方式によらず、高性能の直流変流器と ペンシロ を使用した。

また ブレーキ 時には、各部の空気圧も電氣的出力に変換して、電気回路の電圧電流などと同時に ペンシロ で記

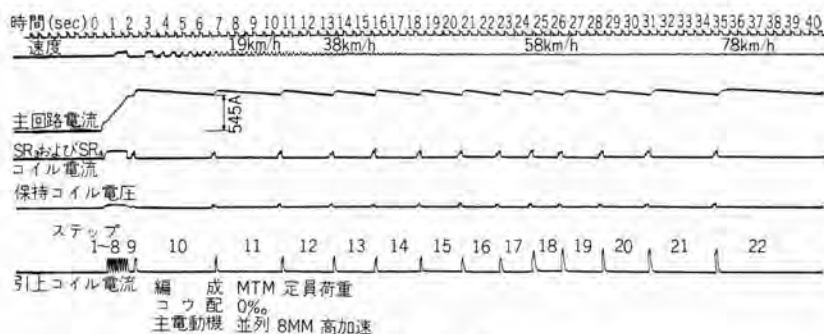


図 4.15 起動試験

Fig. 4.15 Starting test.

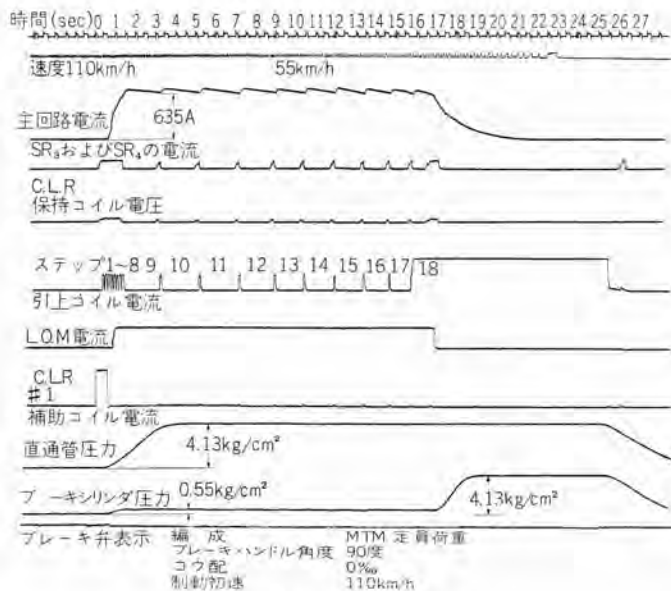


図 4.16 ブレーキ試験

Fig. 4.16 Braking test.

録したので、電空併用ブレーキの性能を容易に測定することができた。

図 4.15 および 図 4.16 にそれぞれ起動および電空併用ブレーキの代表的記録を示す。

現車試験結果から、この車の制御装置が所期の性能を十分に満足するものであることが確認された。

5. む す び

近畿日本鉄道においてはこの“ビスタ・カー”の製作途中伊勢湾台風により名古屋近傍の路線が甚大な被害をうけ、われわれとしても心からご同情申し上げたのであるが、幸い関係者のご努力により 2 カ月を要した復旧工事と時を同じくして広軌化の工事が完成し、予定より早く“ビスタ・カー”による快適な直通特急運転が開始されたことは望外の喜びであった。願わくばこの“ビスタ・カー”が所期以上の性能を発揮して不通であった 2 カ月間のブランクを補って余りある活躍を期待するものである。

終りにあたりこの電機品の設計、製作、試験に際しいろいろのご指導、ご協力いただいた近畿日本鉄道の各位ならびに当社伊丹製作所の関係者の方々に深く謝意を表する次第である。

高速大容量直流電動機 (1,500 kW 1,800 rpm および 500 kW 3,600 rpm)

長崎製作所 萬谷 廣*・神浦秀太郎**・有働 星一**

High Speed Large Capacity DC Motors

(1,500 kW 1,800 rpm and 500 kW 3,600 rpm)

Nagasaki Works Hiroshi MANTANI・Hidetarō KONOURA・Seiichi UDO

Two high speed large capacity DC motors have been built for use in Nagasaki Works. One is rated at 1,500 kW 600 V 1,800 rpm continuous, being a record product at this speed in this country. This is to be used chiefly for the test of 208,696 kVA inner cooled turbine generator and 750~1,000 kVA four pole main generators of marine use. The other is 500 kW 500 V 3,600 rpm continuously rated machine assigned for the testing of turbine generators below 10,000 kVA to be used for non-utility generation and two pole induction motors. This unit is also intended for the study of directly coupled exciters of 125,000 kW class turbine generators. Completion of these machines called for high grade technique, but the result was very successful due to painstaking effort on various technical considerations, covering multiplicity of armature windings, their AC resistance, commutation, cooling, rigidity of shaft and adaptability of reverse operation. Of various features, outstanding is the writers' contrivance in the improvement of commutation which has done away with the difficulty in the commutation even in the event that the reactance voltage calculated by Lammi's formula exceeded 10 volts in the design of 1,500 kW machine.

1. ま え が き

当社長崎製作所の設備用として、高速大容量直流機を、2機製作した。その1機は、1,500 kW 600 V 1,800 rpm 連続定格で、この回転数でのわが国の記録品であり、主として 208,696 kVA 内部冷却 タービン 発電機および 750~1,000 kVA 四極船用主発電機などの試験に使用されるものである。他の1機は 500 kW 500 V 3,600 rpm 連続定格のもので、10,000 kVA 以下の自家発 タービン 発電機および二極誘導電動機などの試験用であるが、この機械はまた、125,000 kW 級 タービン 発電機用直結励磁機の研究をも、その使命の一つとして製作された。これらの機械はかなり製作が困難で、高度の技術を必要とするものであるが、いずれもきわめて満足すべき結果をえた。

以下に、まず、これら直流機の概要を報告し、ついで、これら高速大容量直流機製作に関する 2, 3 の技術的の問題点を論じ、ご参考に供することとする。

2. 1,500 kW 直流電動機の概要

2.1 定 格

1,500 kW 600 V 1,800 rpm 連続定格 他励複巻 (励磁電圧 220 V) 閉鎖形 B 種絶縁

なお、軸は両軸端で 3,000 kW 1,800 rpm に耐えるを

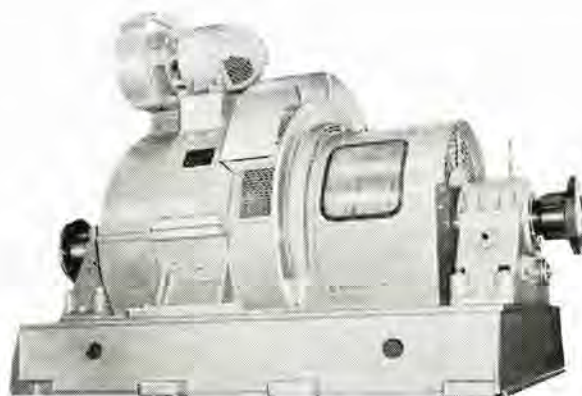


図 2.1 1,500 kW 1,800 rpm 直流電動機
Fig. 2.1 1,500 kW 1,800 rpm DC motor

要する。

2.2 構 造

単電機子・ベダスタル 形・補償巻線付・強制潤滑で、他力通風と自己通風の併用である。図 2.1, 2.2 は外観および構造を示す。

(1) 電機子

鉄心は外径を小とし、市販 ケイ 素鋼板より丸抜きの一休ものでとった。鉄心外径を小としたので軸方向長は大となり、ために整流電圧は上昇し、温度上昇の抑制も困難となるなどの不利を伴ったが、それらの不利にもかかわらず丸抜き一休鉄心を採用し、機械的強度の安全を期した。また、セクタ 鉄心とし ダブテール 式または ピンタイプ

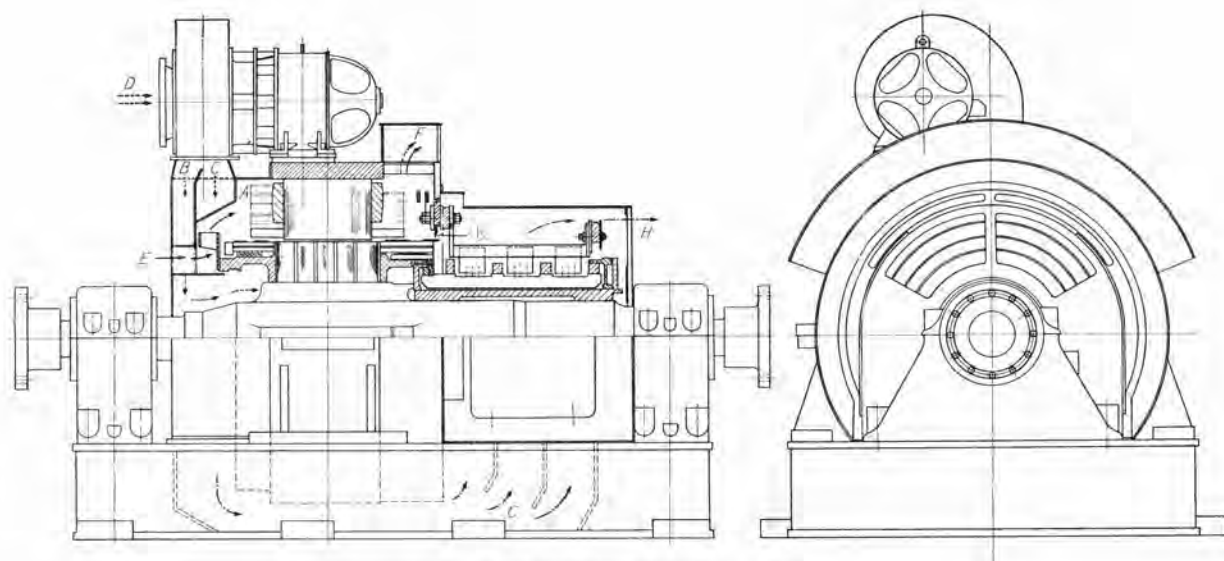


図 2.2 1,500 kW 直流電動機組立図
Fig. 2.2 Assembly of 1,500 kW DC motor.

式としたとき発生する工作上的困難を排除し、工費を低減した。コイルは電氣的・機械的に優秀な低圧ダイアレジン絶縁であり、ミラツサビはフェノールレジン処理ガラス繊維積層板の強力クサビである。電機子クランプには強力銅合金を、バインド線には非磁性鋼線を使用し整流電圧を低下した。軸は剛性軸とし、振動に対する安全性を高めた。

(2) 整流子

高速大容量機では、整流子の製作はもっとも技術を要するものの一つである。フルフロートシュリンク形 (Fullfloat shrink ring type) を採用し、整流子の熱変形による整流への悪影響を極力回避した。この整流子はこの形式のものとしてはきわめて大形のものに属し、当所の記録品である。整流子片は銀入硬銅、シュリンクリングは特殊強力鋼であり、整流子片片間マイカの厚さは 1.2 mm である。

(3) 通風

他力通風と自己通風の併用で、他力扇駆動用電動機は 15 kW である。自己通風を併用することにより他力通風扇の容量が軽減し、また、負荷が 1,000 kW 以下のときは整流子カバーを取はずせば、自己通風だけでも運転できるようにした。他力扇による風量のうち B 部を通る風は電機子鉄心を、C 部を通る風は整流子を冷却する (図 2.2 参照)。これら両部への風量の配分は B・C 間の間隔片の位置できまる。その位置は試験により、電機子鉄心および整流子の温度上昇の調和をとり、最終的に決定する構造とした。電機子鉄心ダクトは比較的多く、他力扇と和動に作用する。整流子冷却後の炭じんを含む空気を、ただちに機外に排除し炭じんにより機を汚損しないよう考慮した。

(4) ブラシ 保持器取付腕および ブラシ 配列 (図 2.3)

ブラシの保守が容易なよう、ブラシ 保持器取付腕および ブラシの配列に考慮を払った。また、ブラシの周方向スタガの量およびスタガしたブラシの形式および材質を吟味し、整流性能の向上を計った (5.2 (2) (a) 参照)。

(5) 台板

溶接鋼板製で、整流子冷却空気の通路の一部を形成している。この機械は移動設備なので、貧弱な基礎定盤上での使用に耐えるよう、台板を十分剛性のものとした。

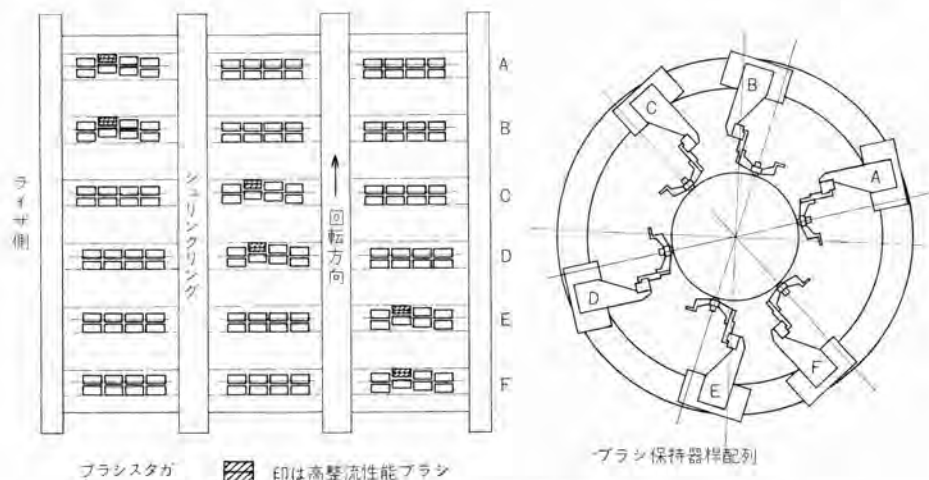


図 2.3 1,500 kW 直流電動機の ブラシ および ブラシ 保持器棒配列
Fig. 2.3 Brush and brush holder rod arrangement of 1,500 kW DC motor.

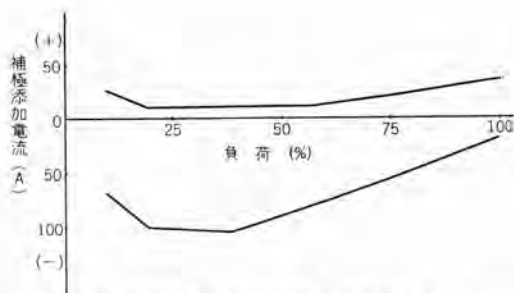


図 2.4 1,500 kW 直流電動機の無火花整流帯

Fig. 2.4 Sparkless commutating zone of 1,500 kW DC motor.

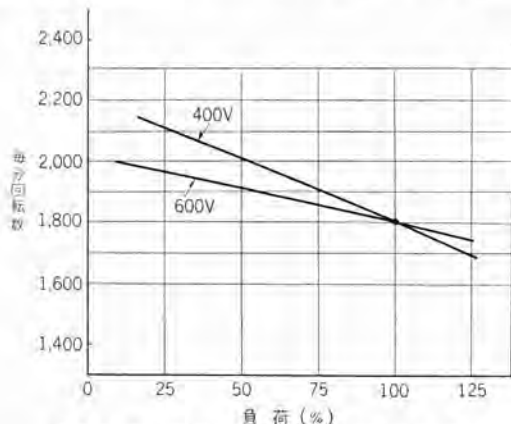


図 2.5 1,500 kW 直流電動機速度特性曲線

Fig. 2.5 Speed characteristic curves of 1,500 kW DC motor

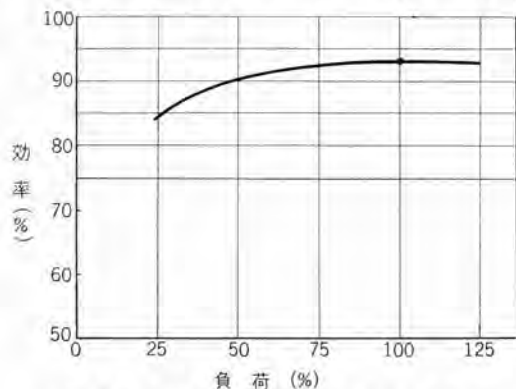


図 2.6 1,500 kW 直流電動機の効率曲線

Fig. 2.6 Efficiency curve of 1,500 kW DC motor

表 2.1 1,500 kW 直流電動機の振動

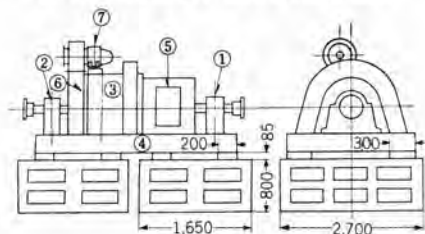


図 2.7 1,500 kW 直流電動機のブラシ部の振動および整流子のつれ

Fig. 2.7 Vibration of brush parts and roughness of commutator of 1,500 kW DC motor.

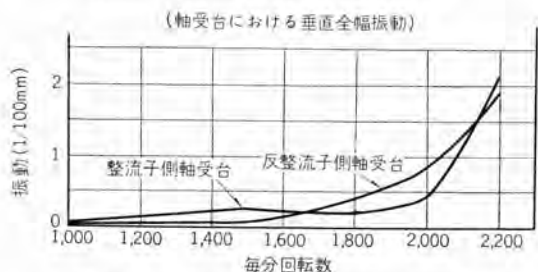


図 2.8 1,500 kW 直流電動機の振動特性

Fig. 2.8 Vibration characteristics of 1,500 kW DC motor.

2.3 試験結果

この機械は容量が大きく、速度はこの容量に対してはきわめて高いので製作の困難なものであるが、十分満足すべき結果をえた。試験結果のうち、2,3 の事項につき簡単に報告する。

(1) 整流

リアクタンス電圧 (Reactance voltage) は、Lammi の式⁽¹⁾で計算し、約 10 V である。リアクタンス電圧は、整流の難易判定の一主要要素である。上式による値は普通の機械では 2~3 V 以下であり、5 V 以上のものは整流困難な機械として、特別の考慮を必要とする。この機械のリアクタンス電圧は、きわめて高いにかかわらず、後記 (5.2 参照) などのような、整流改善対策により、定格負荷以上まで、無火花となしえた。図 2.4 は、この機

測定条件 1. 上図基礎定盤上で 4. 測定器
2. ファンモータ停止 振動ロイトリング (全幅に換算)
3. 無負荷状態

1,800 rpm における各部の振動 (1/100 mm)							
測定場所	軸受台	整流子側	負荷側	整流子側	負荷側	ファンモータ	
振動方向	①	②	③	④	⑤	⑥	⑦
水 平	1.8	1.3	3.2	1.0	1.8	3.6	5.6
垂 直	0.2	0.4	1.6	0.6	0.4	—	—
軸 方 向	0.5	0.4	1.0	0.4	0.6	2.0	—

械の無火花整流帯である。

(2) 速度特性

図 2.5 は速度特性を示す。速度変動率は約 11 % で、試験設備用として好ましい特性である。

(3) 温度上昇および効率

温度上昇は整流子 57°C、電機子巻線 46°C、鉄心 44°C などで、余裕があり、整流の良好なこととあいまって、十分過負荷に耐える能力を有する。効率は約 93 % である。図 2.6 は効率曲線である。

(4) 振動および臨界速度

表 2.1、図 2.7 は、定格速度での各部の振動およびフレを示す。良好な整流の確保には、平静な運転が必須条件であり、とくに高速機では重要である。整流子のフレおよびブラシの振動は、それぞれ 1.8/100 mm、4/100 mm で良好である。

図 2.8 は速度振動特性を示す。試験用設備機では、臨界速度が使用最高速度以上にあることが好ましい。この機械の臨界速度は約 2,200 rpm である。

3. 500 kW 直流電動機の概要

3.1 定 格

500 kW 500 V 3,600 rpm 連続定格 他励複巻（励磁電圧 220 V）開放形 B 種絶縁

なお、この機械を、励磁機として使用するときの定格はつぎのとおりである。

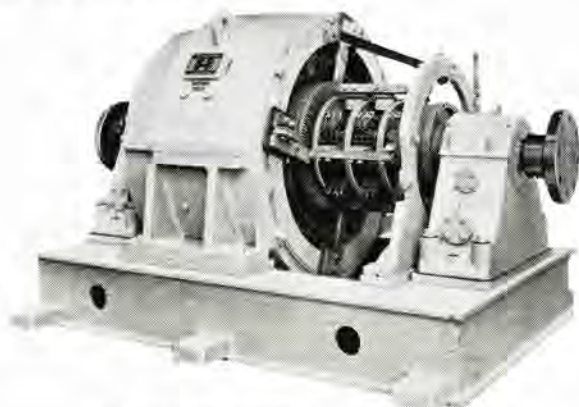


図 3.1 500 kW 3,600 rpm 直流電動機
Fig. 3.1 500 kW 3,600 rpm DC motor.

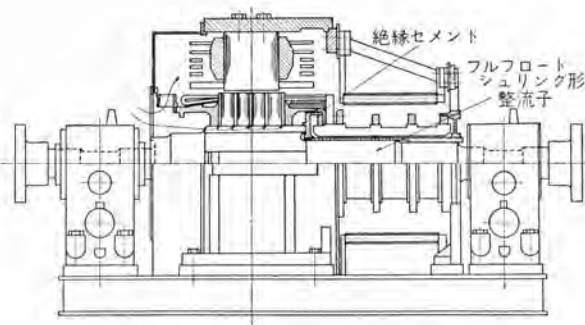


図 3.2 500 kW 直流電動機組立図
Fig. 3.2 Assembly of 500 kW DC motor.

高速大容量直流電動機・萬谷・神浦・有働

400 kW 375 V 3,600 rpm 連続定格 B 種絶縁

3.2 構 造

四極・ベドスタル形・補償巻線付・強制潤滑で、自己通風である。図 3.1、3.2 は外観および構造を示す。

(1) 電機子

4,500 rpm の過速度試験に耐えうるものとするため、強度上の安全などを期し、鉄心外径をできる限り小とした。最高速度での周速は約 130 m/sec である。巻線絶縁・軸・電機子 クラッパ・バインド線などについては、1,500 kW 機とほぼ同様につき割愛する。

(2) 整流子

長期連続運転する励磁機では、ブラシの摩耗は保守の面より、軽視しえない問題である。ブラシの摩耗は、周速が大なるほど多いので、整流子径を状況の許す限り小にした。また、整流子のライザ側外側は保守が困難であり、ここにブラシ粉じんなどが堆積し、ややもすると絶縁抵抗が低下し事故を発生する。この機械ではその部分をとくに厳重に防耐じん構造とし、かかる事故に対処した。

(図 3.2 参照)

(3) 通 風

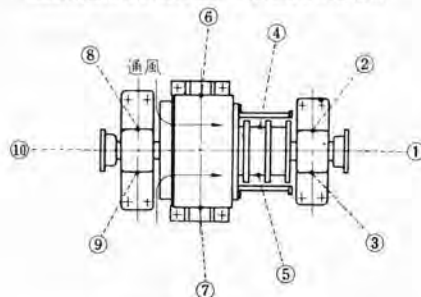
押込通風構造とし、ブラシ粉じんによる機械の汚損を防いだ。また、通風扇の大きさおよび翼の形状を吟味し、騒音の減少に留意した。

なお、ブラシ保持器取付腕およびブラシの配列は、1,500 kW 機と同一方式である。

3.3 試験結果

1,500 kW 直流機と同様、満足すべき結果であった。整流は 120 % 負荷まで無火花であり、速度特性も良好であった。温度上昇は整流子 51°C、電機子鉄心および巻線約 40°C、効率は約 91 % である。整流子のフレおよびブラシの振動は、それぞれ 2/100、4.5/100 mm で、

500 kW 直流電動機の上から見た騒音測定位置



測定位置と騒音の大きさ

測定位置 回転方向	騒 音 ホ ン (周波音 83.5 ホン)										風 量 m ³ /min
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
時計式	103	104	104	106	106	102	102	105	104	104	382
反時計式	109	108	108.5	110	109.5	107	107	109	109	108	156

注 規定回転方向は時計式回転であり、ファンは後向き傾斜羽根。
測定位置は軸心高さの位置で、電動機の各点より 1 m の距離。

図 3.3 500 kW 直流電動機の騒音
Fig. 3.3 Noise of 500 kW DC motor.

きわめて平静であり、また臨界速度は約 4,500 rpm で定格速度より十分離れており、1/2 調波の臨界速度でも強力な振動は発生しなかった、騒音は図 3.3 のとおりである。通風扇の設計などに十分留意したが、高速機なので騒音は約 105 ホンで、かなり高い。

この機械を 400 kW 375 V 3,600 rpm の励磁機としたときの性能も、良好であった。励磁電圧 250 V での公称速応比は 1.7 で十分高く、運転中のブラシの取換えはブラシ および ブラシ 保持器取付腕の配列の吟味、適切な構造の ブラシ 保持器の採用などによりきわめて容易なので、長期連続運転の場合運転者の負担を軽減できる。

4. 直流機の限界出力

4.1 直流機の kW・rpm 値 ($N \cdot n$ 値)

直流機の製作可能限度は主として整流に関する諸問題からの制ちゅうをうけ、交流機に比していちじるしく小さい。直流機の限界出力は、一般に出力と速度の積、 $N \cdot n$ 値で表わされる。ここに $N = E \cdot I \times 10^{-3}$ (E : 端子電圧 (V), I : 電機子電流 (A)), n は rpm である。

いま、電機子巻線を 1 ターンコイル (大容量直流機では一般に 1 ターンコイル となる) とすれば、

$$N \cdot n = 3 \cdot \frac{a}{P} \cdot e_s \cdot (AC) \cdot v \quad (4.1)$$

$$= 3 \cdot \frac{1}{\zeta} \cdot \frac{E}{E_i} (B \cdot \gamma) \cdot E_r \cdot v \quad (4.2)$$

a	電機子巻線並列回路数	
P	主極数	
e_s	平均整流子片電圧	(V)
(AC)	電氣的装荷	(AC/cm)
v	電機子周辺速度	(m/sec)
ζ	Hobert の インダクタンス の係数	(lines/cm)

$$\zeta \doteq 0.6 \frac{t}{b} + \frac{l_c}{l_e} + \frac{2.5 \times 10^5}{(AC) \cdot l_e \cdot v} \doteq 4 \sim 5$$

t	ミジの深さ	
b	ミジの幅	
l_c	コイル 端接続長 (cm)	
	$= (l_a - l_e)$	
	l_a : コイル 半 ターン 長	
l_e	電機子鉄心長 (ダクトを除く) (cm)	
E_i	誘起電圧	(V)
B	主極空げき磁束密度	(lines/cm ²)
γ	主極極弧比	$\gamma \doteq 0.6 \sim 0.7$
E_r	整流電圧	(V)

$$E_r = 2 \cdot l_e \cdot v \cdot (AC) \cdot \zeta \cdot 10^{-4} \quad (4.3)$$

となる。(以下本項での E_r は、式 (4.3) による値を示す)。また、式 (4.1), (4.2) より、

$$(AC) = (B \cdot \gamma) \cdot \frac{E_r}{e_s} \cdot \frac{1}{\zeta} \cdot \frac{E}{E_i} \cdot \frac{1}{\frac{a}{P}} \quad (4.4)$$

$e_s \cdot (AC) \cdot v \cdot (B \cdot \gamma) \cdot E_r$ などの諸量の、採りうる最高値に限度があり、したがって $N \cdot n$ 値の最高値も制限される。 e_s は セン 絡 (Flash-over) の危険より、 v は電機子の強度より、 B は歯部の磁束密度より、 E_r は整流上より制限される。(AC) は電機子の温度上昇から制限されるが、また、式 (4.4) より関係諸量の制限値からおのずと制限される。いま、これら諸量の最高値⁽²⁾として、

$e_s = 20$, $B \cdot \gamma = 5,000$, $E_r = 10$ とすれば、 $(AC) = 500$ ($\zeta = 5$, $E = E_i$, $a/P = 1$ として) となり、 v の許容値を $v = 60$ (大容量直流機では、構造上あまり高くとれない。交流機に比して低くなる) とすれば、一重重巻 ($a = P$) では、

$$N \cdot n = 1.8 \times 10^5$$

となる。近年まで一般に採られてきた値⁽³⁾である。

いま、二重重巻 ($a = 2P$) とすれば、同一の e_s , (AC), v に対し、 $N \cdot n$ は、2 倍となる。しかし e_s , (AC), v を一重重巻のときと同一とすることは、鉄心長を 2 倍とすることを意味する。したがって E_r もまた 2 倍となり整流が困難となる。 $N \cdot n$ 値を増大しようとするとき、一重重巻では整流が困難になる以前にややもすると他の諸量が、實際上採用しえない値に達するが、二重重巻ではむしろ E_r が問題となり、他の諸量に対する制約は緩和される。しかるに二重重巻では必然的に整流帯 (Commutating zone) を広くするを要し、このことは (式 (4.3) の簡略式では明らかでないが) 整流電圧の低下を招来し、また整流改善その他についての最近の進歩などにより現在では、

$$N \cdot n = 3 \times 10^5$$

が採られるに至った⁽⁴⁾。

4.2 1,500 kW 機の主要要目値

$E = 600$, $I = 2,690$, $n = 1,800$ である。よって、

$$N \cdot n = 600 \times 2,690 \times 1,800 = 2.9 \times 10^6$$

となり、限界出力と称されている値にきわめて近い値を有する。この機械よりの経験によれば $N \cdot n = 4.0 \times 10^6$ kW・rpm までは、定格によっては十分の確信をもって製作しうる見込みである。

この機械は、一重重巻で $e_s \doteq 20$, (AC) $\doteq 500$, $v \doteq 85$ で、いずれも高い値であるが、とくに整流電圧は高く、

$E_r \approx 17.5$ ($\zeta=5$ として) である。

5. 高速大容量直流機製作上の 2, 3 の問題

5.1 電機子巻線の多重度 (Multiplicity)

限界出力に近い値を有する機械では、その電機子巻線を一重巻線にするか、二重巻線にするかは慎重な考慮を要する。電機子各回路電流値 (I/a)、 $e_s \cdot (AC) \cdot (B \cdot \gamma) \cdot E_r \cdot v$ などの限界値に対する割合、ミジの占積率、整流子片幅、シングルクリアランスなどを総合的に勘案し、決定するを要する。

$e_s \cdot (AC) \cdot (B \cdot \gamma) \cdot E_r \cdot v$ などの限界値は、前記のとおりである。電機子各回路電流値 (I/a) は、450~500 A 以下、シングルクリアランスは連続定格のものでは極ピッチの 10% 以上、整流子片間マイカ厚さの整流子片平均厚さに対する割合は約 12~20% 程度が好ましい。

5.2 整流

もっとも慎重な考慮を要することの一つである。

(1) 機械的事項

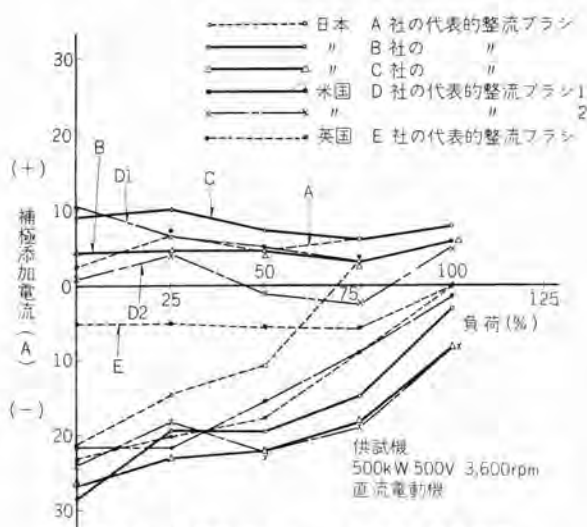


図 5.1 各種整流 ブラシ による無火花整流帯
Fig. 5.1 Sparkless commutating zones for some commutation brushes.

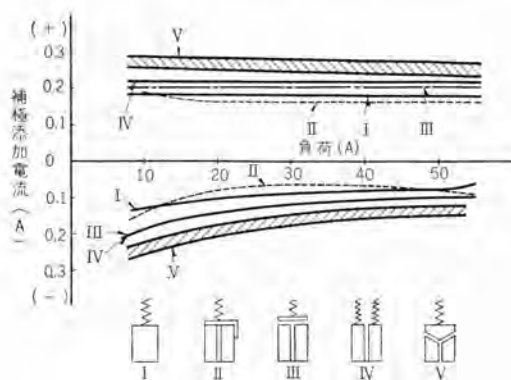


図 5.2 分割 ブラシ の 整流特性
Fig. 5.2 Commutation characteristics of split brushes

高速機では整流子の偏心、ハイパ、熱応力による変形などはきわめて微量でも整流に顕著に影響するので、整流子の製作はとくに入念なるを要する。整流子周速が 40 m/sec 以上のような高速機では整流子のつれは 2/100 mm 以下が望ましく、つれ 1/100 mm の増加により火花番号 1~2 号悪化する。振動も整流を害すること大である。ブラシの振動は 5/100 mm 以下が好ましい。機械の平衡、ブラシ保持器の構造などにも細心の考慮が必要である。

(2) 整流電圧

高速大容量機では必然的に整流電圧は高くなり、整流が困難となる。現在のところ制限電圧は式 (4.3) で 15 V と称されているが、1,500 kW 機ではその値が 17.5 V できわめて高く、良好な整流の確保は困難であったが、下記などの方法により定格負荷以上まで無火花となしえた。

- ブラシを周方向にスタガし、終末スタガブラシの整流性能をとくに強化する法

図 2.3 のようにすることにより、整流その他の性能がいちじるしく改善された。ブラシを適当にスタガすれば整流帯が広がって整流電圧は低下し、アンダカットミジによる一列全ブラシの同時振動の可能性が排除され、また、一列ブラシは全体として後端切欠きの台形ブラシの効果をもち、整流が改善される。スタガした終末ブラシの品質および形式を十分高整流性能のものとすれば、整流はさらに良好となる⁽⁵⁾。

図 5.1, 5.2⁽⁶⁾ は、各種ブラシ品質およびブラシ形式の相違により、整流性能が相違することをあらわす一例であるが、高整流性能のものほど一般に寿命が短く、保守が困難で高価である。高速機のブラシ選定にあたっては、整流性能とともに、寿命が長く、取扱いの容易なことなども看過しえなく、諸特性を総合的に考え決定するを要する。整流がきわめて困難なため、十分高整流性能のものを必要とするが、摩擦ならびに取扱い上の考慮より全面的にそれを採用できないときでも、大部分のブラシには寿命その他の特性に重点をおいたものを採用し、少数の終末ブラシだけに十分高整流性能のものを採用することは実用上なんらさしつかえなく、その結果全体として整流がよく、寿命その他の諸特性も良好になしうる。

また、ブラシスタガおよびブラシ保持器取付腕の配置を、図 2.3 のようにすることにより、より保守を必要とする終末ブラシの取扱いを容易にすることができるとともに、たとえ火花が発生しても一般に終末ブラシだけに発生するので、終末ブラシが周方向に重なる度合の少ないこの方式の配置では、火花により整流子が荒される度合が普

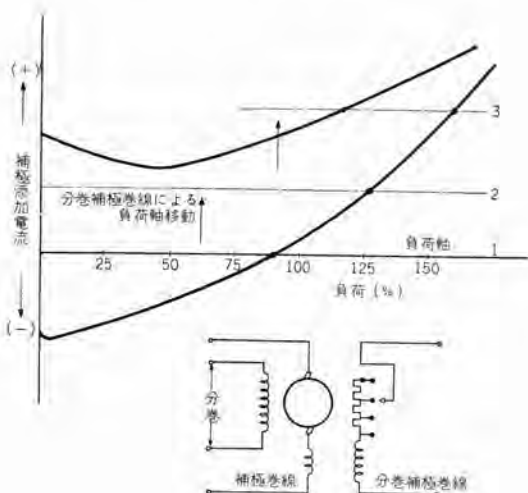


図 5.3 分巻補極巻線付直流機の無火花整流帯

Fig. 5.3 Sparkless commutating zone of DC machine with shunt interpole coil.

通のブラシの配置に比し、軽微である利点を有する。

b. 分巻補極巻線により、補極起磁力に バイアス をかける法

本法の採用により、無火花整流帯の有効な利用がきわめて容易となった。一般に安定な整流の確保にはまず、広い無火花整流帯が必要である。無火花整流帯は補極鉄心片の形状・補極空げき長・シングルクリアランス・主極鉄心片の形状・主極空げき起磁力・磁路の飽和などの諸要因に関係し、それら諸要因がある値であるとき、もっとも広い無火花整流帯をうる。いま、機械を調整し、もっとも広い無火花整流帯が得られたとするも、負荷軸がその整流帯内の適当な位置にないときは、補極起磁力、または補極空げきの調整などにより、負荷軸の移動を要する。しかるに補極電流の分流は変動負荷時の整流を悪化するので、好ましくない。また、補極空げきの調整はもっとも広い無火花整流帯をえたときの補極空げき長とその他の要因、とくに補極片との最善の関係を変更することとなり、ややもするとときにえられた広い整流帯が狭くなり、再調整に時間と労力を必要とし、状況によっては所望の無火花整流帯をうるのが困難なことからある。しかるに分巻補極巻線を設置し、補極起磁力に バイアス をかけることにより、補極空げき長を所望長に保ちながらきわめて容易に負荷軸を、無火花整流帯内の所望の位置に移動しうるので、広い無火花整流帯の確保および確保された無火花整流帯のもっとも有効な利用が、きわめて容易にできる (図 5.3 参照)。また、バイアス 量の変更、たとえば負荷軸 2 より 3 への変更により、所望の過負荷での良好な整流も容易に確保できる利点を有する。

5.3 電機子巻線の交流抵抗

高速機の電機子巻線電流の周波数は、一般にきわめて高い。3,600 rpm 機では、4 極・6 極のときは、120・180 サイクル となり、1,800 rpm 機で、6 極・8 極であれば 90・120 サイクル となる。さらに大容量のときは、電機子巻線導体が大なので、直流抵抗とともに交流抵抗についても十分な考慮が必要となる。

Dryfus によれば⁽⁷⁾、

$$R_{ac} = kR_{dc} = \left(1 + \frac{4H^2\lambda^2}{3\pi} \cdot \frac{l_e}{l_a} \cdot \frac{1.8}{2+\gamma}\right) R_{dc} \quad (5.1)$$

$$\text{ただし } \lambda = 0.14 \sqrt{\frac{fa}{b}}$$

$$\gamma = \frac{fm^2\pi^3}{H^2a^2} \cdot \frac{t_1 + b_r' - \beta_r}{100v}$$

R_{ac} 交流抵抗

k 抵抗係数

R_{dc} 直流抵抗

h 導体片高さ (cm)

m ミゾ 内導体層数

H mh (cm)

f 周波数 (サイクル/秒)

a 導体片幅

b ミゾ 幅

l_e 正味鉄心長

l_a 電機子 コイル 半 ターン 長

t_1 ミゾ ピッチ (cm)

b_r' 電機子表面に換算した ブラシ 幅 (cm)

β_r 電機子表面に換算した子片 ピッチ (cm)

v 電機子周速 (m/sec)

式 (5.1) より明らかなように、交流による付加損失は、ミゾの全導体高さの 2 乗以上の率をもって増加する。しかるに直流抵抗は全導体高さに逆比例して減少するの

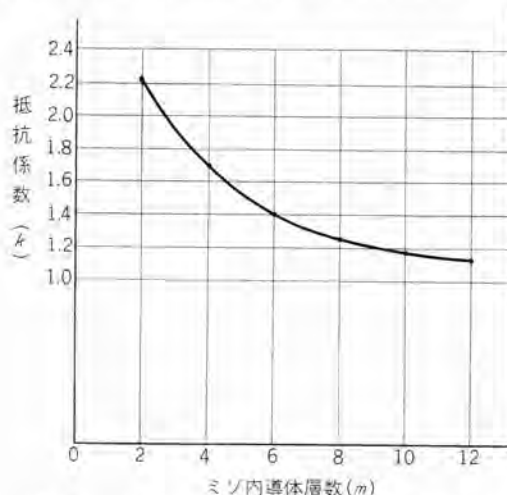


図 5.4 1,500kW 機の導体段数・抵抗係数曲線

Fig. 5.4 Armature coil conductor layer no. vs resistance coefficient curve for 1,500 kW DC motor.

で、ある導体高さで導体の面積を増加しても、かえって導体の全損失が増加するに至る。その臨界導体高さ (Kritische Stabhöhe) として、Dryfus は次式を与えた。

$$h_k = \frac{1.2 \sim 1.3}{a} \sqrt[3]{\frac{I_a}{l}} \cdot \sqrt[3]{2fT_{no}} \quad (\text{cm}) \quad \dots (5.2)$$

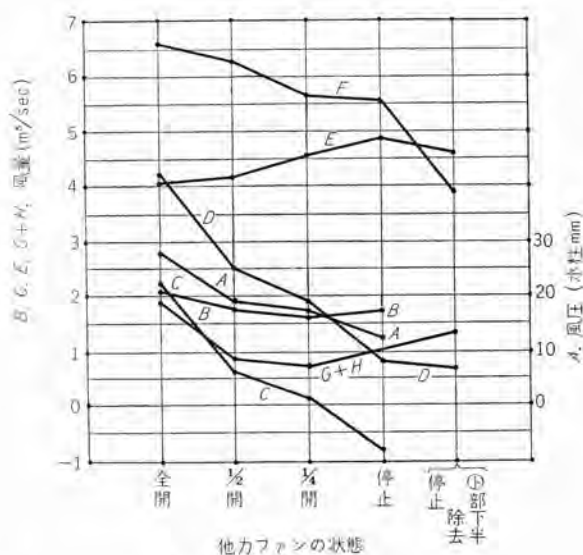
$$T_{no} = \frac{l_1 + b_r' - \beta_r}{100v}$$

1,500 kW 機では同一直流抵抗のとき、ミジの全導体層数 m と抵抗係数 k の関係は図 5.4 のとおりであり、臨界導体高さ $h_k = 1.18 \sim 1.28 \text{ cm}$ である。この機械では $m=10$, $k=1.175$ である。

ミジの全導体数は、抵抗係数および コイル 製作の難易などを考慮して決定するを要する。

5.4 軸の剛性

臨界速度が、定格速度の上、定格速度の 25% 以上離れる剛性軸が望ましい。軸の剛性が大なときは不平衡力の影響が少なく、また、起動に際して臨界速度を通ることなしに定格速度に到達できる利点を有する。また、試験機のように広い範囲の速度で使用するものでは、とくに臨界速度が定格速度の上にあるを要する。



A 電動機整流子側機内A部の静風圧
B 他力ファンとダクトにより電機子鉄心部を通る風量
C 他力ファンにより整流子部にはいる風量
E 自己ファンによる風量
F 電機子鉄心および界磁部にはいる風量
G+H 整流子部出口の風量
D=B+C 他力ファンの入口の風量

図 5.5 1,500 kW 直流電動機の冷却風量

Fig. 5.5 Cooling air of 1,500 kW DC motor.

高速大容量機では整流子周速が大となり、ブラシ 摩耗の増大は保守の面より看過しえない。この不利を克服するには整流子外径を小とするを要するが、小整流子径を採用すれば必然的にこの部の軸径が小となり、軸の剛性

高速大容量直流電動機・萬谷・神浦・有働

が下がり、臨界速度は低下する。

高速大容量機では、整流子周速を低下させながら、いかにして軸の剛性を大にするかは、計画に際し考慮を要する問題の一つである。

5.5 通 風

高速機では、電機子 ダクト の作用は顕著であるが、電機子外周を軸方向に通る冷却風は、ダクトの発生する強風で継鉄側に圧迫され、電機子の冷却に対しさほど有効でない。電機子鉄心の冷却に対する ダクト の作用に、十分な考慮を必要とする。図 5.5 は 1,500 kW 機の風量調査の結果を示すもので、ダクト の作用の一端を知りうる。

5.6 可逆運転

高速大容量機で可逆運転が必要なときは、他力通風が好ましく、自己通風のものの可逆運転は、騒音・効率などの点より一般に好ましくない。

自己通風の高速大容量機では、通風扇翼の形状を吟味し、後退翼として騒音を減少し、効率を高めるのを常とする。いま、その機械を逆回転すれば前進翼となるので、いちじるしく風量は減少し通風扇損失および発生騒音が増大する。500 kW 3,600 rpm 機 (後退翼付) での測定結果によれば、正回転で風量 382 m³/min のものが、逆回転で 156 m³/min に減少し、逆回転での連続運転は温度上昇の点より困難となった。また、発生音は正回転で約 105 ホン より、逆回転で約 109 ホン に増大した。

6. む す び

以上で、1,500 kW 1,800 rpm および 500 kW 3,600 rpm 両直流電動機の概要を報告し、あわせてかかる高速直流機製作に関する 2, 3 の問題点に言及した。筆者らの思い至らないことも多いことと思う。大方のご叱正を賜われれば幸甚である。なお、両機の円滑なる製作は、当時の工作部長 (現当社福岡工場長) 森下清己氏の絶大なご教示、ご尽力に負うところが大きい。記して謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) 服部一治: 直流機, 112 (昭 15).
- (2) 執行岩根: 電気機械設計論 1, 176 (昭 25).
- (3) 執行岩根: 電気機械設計論 1, 178 (昭 25).
- (4) 鳥井光太郎: 直流機限界出力の拡張について, 「富士時報」27, 220 (昭 29).
- (5) 林邦雄: 直流機整流曲線の解析, 「炭素」7, 2 (昭33).
- (6) 武政隆一: 電気 ブラシ の性能と使用法, 161 (昭 33).
- (7) Arnold-La Cour: Die Gleich Strommaschine 1, 598 (1919).

住友銀行大手町ビル向けクリネヤ

神戸製作所 武 藤 哲*・酒 井 正 侃*

Cleanaires Installed in the Sumitomo Bank

Kobe Works Tetsu MUTO • Masatada SAKAI

Not much attention has been paid heretofore to the purification of air though the air conditioning is taken up in modern buildings as an indispensable factor. The principal function of the equipment is to cool or warm the space and air filters or air purifiers are rather regarded as devices of secondary importance. In drawing in outside air or circulating it mechanical type air purifying devices are provided, but they are only effective to the collection of dust in a size about 10μ , but hard to collect such small particles as $10\sim 0.1\mu$. To overcome the difficulty a static type air purifier, cleanair, has been introduced by Mitsubishi with wonderful results. The writers have made a report on the one installed in the Sumitomo Bank recently as one of the successful example of the kind.

1. ま え が き

昨今まではヒルの air conditioning といえは暖房と冷房を重要視し、清浄化についてはあまり関心が用いられた。もちろん従来は空氣調和施設においてもある程度の清浄化は考えられ空氣ろ過裝置あるいは空氣清浄裝置などがあり、一応吸込外氣および再循環空氣中の浮遊じんアイを除去するようになっているが、機械式の空氣清浄裝置は一般に肉眼で識別しうる 10μ 程度のじんアイに対しては、かなりの集じん効率があるが 10μ 以下 0.1μ 程度のごく小さなじんアイにたいしては、あまり効果がなく衛生学上および品質管理上もっとも関心のある 10μ 以下のじんアイ（その空氣中の浮遊量は全体の 85% を占める）の除去については、電気集じん裝置として古くからあるコットレル裝置に微小じんアイの高効率除去と換氣への適用という二つの面からの研究改良を加えた二段荷電形静電式空氣清浄裝置（以下単にクリネと呼ぶ）が従来の機械式空氣清浄裝置に代って採用されはじ

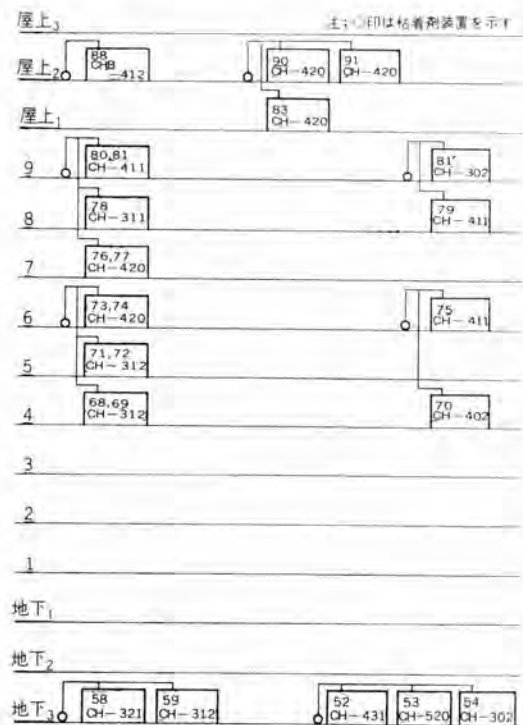


図 2.2 クリネト 配置図

Fig. 2.2 Disposition of cleanaire.



図 2.1 住友銀行大手町ビル全景

Fig. 2.1 A general view of Sumitomo Bank.

めている。以下とくに東京大手町住友銀行ビルに設置した洗浄管走行形 クリネー CH-S（現在では高濃度 ジェイおよび繊維質ジェイ用）と CHB（一般用）につき述べて見たいと思う。

2. クリネヤの設置状況

図 2.1 は全館 air conditioning を施し換気清浄用としてクリネアを設置した東京大手町住友銀行ビルの全景を、図 2.2 はクリネア配置図を示す。全処理風量約 8,000 m³/min (集じん効率 90% として)、台数 19、当社分担処

理風量約 6,200 m³/min (集じん効率 90% として), 台数 14, その内訳は図 2.2 において 58, 59, 83, 90, 91 系統の 5 台を除く 52~54, 68~81, 81' 系統の 13 台は従来の洗浄管走行形 クリネー CH-S⁽¹⁾ を 88 系統の 1 台は高速, 高能率の一般用として研究開発完成した洗浄管走行形 クリネー CHB が設置されている。

3. 構造と機能

3.1 外被ワク

クリネーを通過すべき汚染空気が集じんユニット以外の個所から クリネー の流出清浄空気中に混入したり, 高電圧の印加されている集じんユニットに接触して感電したりすることを防ぐために, 外被ワク で集じんユニット列を被覆する必要がある。そしてこの外被ワク 内には保守点検に支障のない程度に, 集じんユニット列の空気流入側

を示す。

3.2 集じんユニット列

(1) 電離部

電離部は通過気流中に浮遊するじんアイ粒子に電荷を与える部分であり, 細い放電線とそれに対向する表面積の比較的大きな接地極の 1 群からなる。放電線は図 3.4 に示すように気流に対して直角に張ったものと平行に張ったものとがあるが, じんアイ粒子の荷電は 0.01 秒程度のごく短時間に行なわれること, 放電線の張換えが容易なことおよび付着じんアイの洗浄が簡単なことのために CH-S, CHB 形 クリネー ともいずれも気流に対して直角に張っている。図 3.4 (a) において放電線の上下支持部分は, いわゆる Shadow effect により電離作用が不活発になり, 非電離空気の バイパス を形成して集じん効率低下の原因になる部分である。したがって クリネー ではこ



図 3.1 外被ワク 外観
Fig. 3.1 Exterior of casing.



図 3.2 CH-S 形 クリネー 側面
Fig. 3.2 Exterior of type CH-S cleanair.

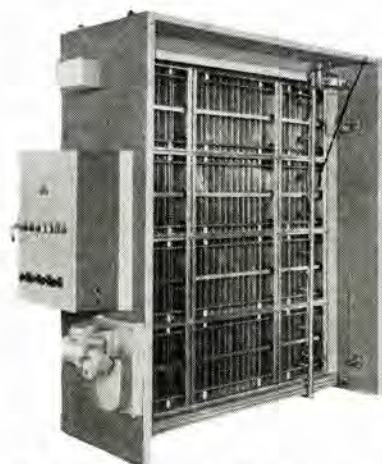


図 3.3 CHB 形 クリネー 側面 (空気流入側)
Fig. 3.3 Exterior of type CHB cleanair (air flowing inside).

れぞれ最小限の空間を設けなければならない。外被ワクの空気流入面には穴開鉄板製のシャ風板を, また流出面には黄銅製のフィルタをそれぞれ取付け, 側面には洗浄制御盤, 噴射管走行用減速電動機, 主開閉器, 高圧受電部その他扉には保守要員の安全を期するため開ければ高圧部に蓄積された残留電荷が消滅する上高圧回路が切れまた誤って閉じて内部で高圧回路が切れるような安全開閉器が取付けられている。CH-S 形 クリネー の外被ワクは形番に応じ溶接構造で固有のものを作製していたが, CHB 形 クリネー では図 3.1 に示すように狭小なる空間においてたやすく組立てられるように, 各部品をボルトによる結合構造とした。図 3.2 は CH-S 形 クリネー の側面を, 図 3.3 は CHB 形 クリネー の斜側面 (流入側) を

の部分の バイパス をふさぐために図示のようなシャ風板を設けている。また図 3.4 (a) における接地極の断面形状として凸曲面, 平面および凹曲面さらに変形曲面が考えられるが, Penney 博士はじんアイ粒子の荷電作用に対して凸曲面がもっともすぐれていることを指摘している。クリネーは洗浄効果を考慮して CH-S 形 クリネー では凸曲面 (円筒), CHB 形 クリネー では平面を採用している。

(2) 集じん部

集じん部は電離部の直後に置かれ, 多数の高電位極板と接地極板とを交互に狭小間隔に気流と平行に並べたもので, 高電位極板は正極性にして隣接の接地極板との間に強力なる平等電界を形成させる。電離部で正に荷電さ

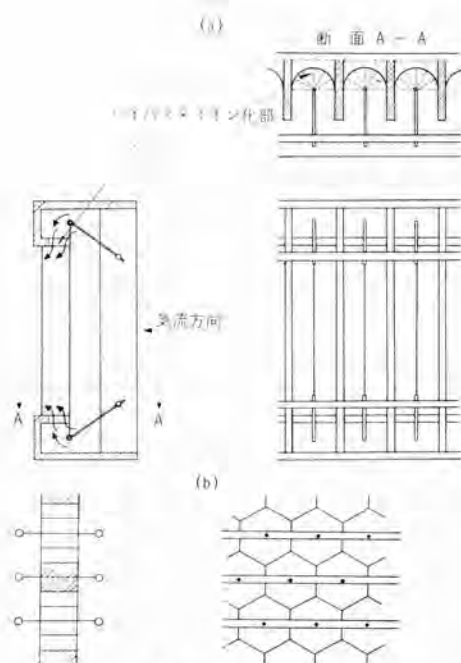


図 3.4 電離部の構造

Fig. 3.4 Structure of ionizer.

れた ジンアイ 粒子がここに進入してくると、クーロンの法則に基づく電気力によって接地極板に向かって推進され、これに付着して電荷を失う。集ジン部の構造には電離部ほどの変化はなく、平板を使用し CH-S 形用では約 300 mm 角のものを CHB 形用では 125 mm×約 500 mm のク形のものを使用している。

(3) 集ジンユニット列

クリネアでは上記の電離部と集ジン部が二つの部分よりなり 1 個のツクにおさめられたものと、両者が一体としてツク組形成されているものとがある。前者は A 形集ジンユニット 後者は B 形集ジンユニットと呼ばれている。図 3.5 は A 形集ジンユニットを示す。これは集ジン部が別個に 2 個取出しができるその上極板 ピッチ が比較的大きく、外形寸法（高さ×幅×気流方向長さ）は 600 mm×900 mm×600 mm で、保証集ジン効率 90% 時の最大処理風量は 56.6 m³/min である。また印加電圧は電離部が DC 12,500 V、集ジン部が DC 5,500 V で従来はこれがクリネアの標準ユニットとしてもっぱら使用され、CH-S 形にもこれが用いられているが B 形集ジンユニットが開発された結果、ジンアイ濃度の高い場合や繊維質 ジンアイの多い場合のような特殊用途にだけ用いられるようになった。図 3.6 は B 形集ジン

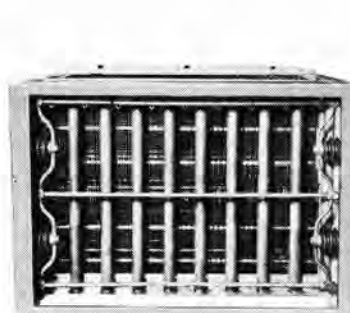


図 3.5 A 形集ジンユニット

Fig. 3.5 Dust collecting unit, type A

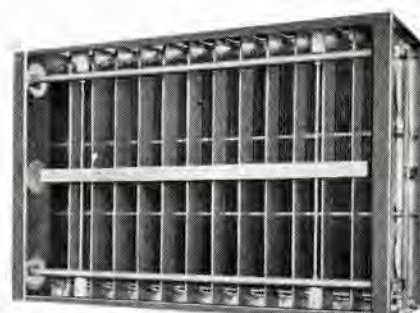


図 3.6 B 形集ジンユニット

Fig. 3.6 Dust collecting cell, type B.

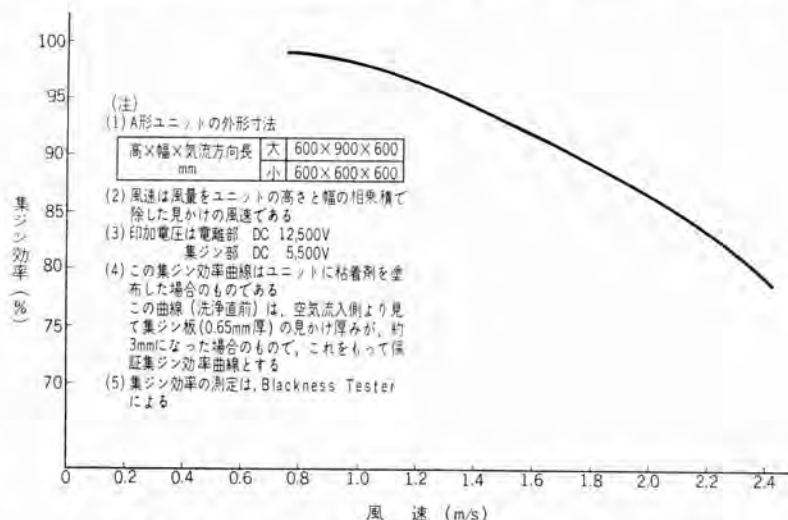


図 3.7 風速と集ジン効率の関係曲線図 (A 形集ジンユニット)

Fig. 3.7 Precipitation efficiency-air velocity curve of type A dust collecting unit.

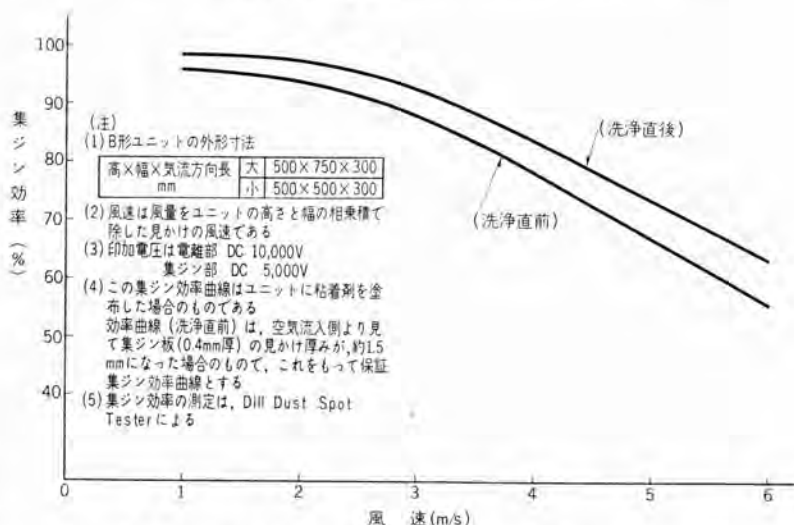


図 3.8 風速と集ジン効率の関係曲線図 (B 形集ジンユニット)

Fig. 3.8 Precipitation efficiency-air velocity curve of type B dust collecting unit.

ユニットを示す。これは電離部、集ジン部が一体としてツク組構成され集ジン部極板ピッチは、アルミ薄板の入念なヒズミ取作業および精密工作により、従来の A 形集ジンユニットの約 1/2 に縮めることに成功したため印加電圧は電離部 DC 10,000 V、集ジン部は DC 5,000 V に

低減され、気流方向の長さの縮小を計ることができた。外形寸法（高さ×幅×気流方向長さ）は 500 mm×750 mm×300 mm で、保証集じん効率 90 % 時の最大処理風量は 62 m³/min となり従来の A 形集じんユニットに比べて重量は約 1/3、通風面積は約 70 %、通過風速は約 150 % となりスペースは約 35 % に縮小され、一般用の集じんユニットとして使用され国内製品ではまだこの B 形集じんユニットに匹敵するものではなく、CHB 形にはこれが用いられている。図 3.7 は A 形集じんユニット、図 3.8 は B 形集じんユニットの風速—集じん効率の関係を示す。集じんユニット列はこれらの集じんユニットを処理風量に応じて適当数を積重ね構成する。CH-S 形の場合は図 3.9 のように上下左右隣接ユニット同士をボルトで連結し、CHB 形の場合は図 3.10 のように上下左右各集じんユニット接触部のすみを締付棒を通し前後面より締付圧着している。電源部より高圧電源の接続は CH-S 形では図 3.11 に示すように、最上部で接続帯に連絡し上から下へは接続線により左右は連結線により接続される。CHB 形では図 3.12 に示すように、外被ワッ側面内部に取付けてあるブスバーへ左右から順次集じんユニットを挿入すれば、集じんユニット自体に取付けてある接触片により自動的に結線が完了するようになっている。

3.3 噴射管走行機構

クリネでは集じん部の接地極板に一定限度以上のジニアが堆積してくると、極板間の内部セン絡のひん度が増加して高圧側の電圧変動が激しくなり、また堆積ジニアの気流によるはく離も生じやすくなるので、いきおい集じん効率が低下してくる。したがってこれを防止してクリネにつねに高い集じん効率を維持させるためには、周期的に捕集ジニアを除去排出してやるが必要になる。現今ではノズルによる洗浄水の撒布方式が採用され、固定式のものと移動式のものとがあるが、移動式は洗浄効果



図 3.9 CH-S 形外被ワッ内面（空気流入側）
Fig. 3.9 Interior of type CH-S cleanair (air flowing inside).

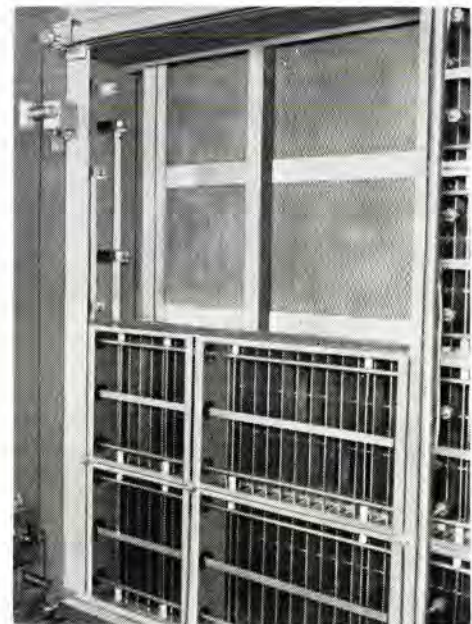


図 3.10 CHB 形外被ワッ内面（空気流入側）
Fig. 3.10 Interior of type CHB cleanair (air flowing inside).

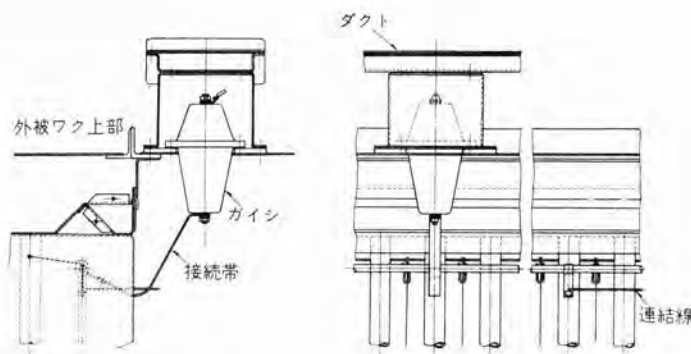


図 3.11 電離部高圧電源接続部 (CH-S 形)
Fig. 3.11 Connection of high voltage line for ionizer (type CH-S cleanair).

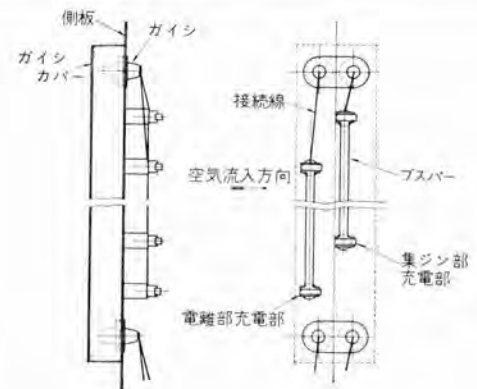


図 3.12 高圧電源接続部 (CHB 形)
Fig. 3.12 Connection of high voltage line (type CHB cleanair).

が大きくかつ経済的である。また電極面に付着堆積したジニアイが気流によってはく離飛散するのを防止し、洗浄水の散布によって洗い落しやすくするために、電極面には洗浄後水溶性の粘着剤を吹付けておくのが普通である。CH-S 形、CHB 形いずれも洗浄水および粘着剤の吹付を容易にするために、集ジニユニット列の空気流入側には1組の太い管と細い管を一体としたものを直立させ、これらにそれぞれ適当数のノズルを取付けてある。この直立管の上下にはそれぞれローが取付けであり、これが上下2本の水平案内レールによって支持され、図3.13に示すようなロー伝導機構を介して外被ツク側板外部に取付けられた減速モータによって駆動され、集ジニユニット列の前面に沿って左右に走行するようになっており、その走行速度はCH-S形では50 c/sの場合約3 m/min、CHB形では50 c/sの場合約2.1 m/minである。そして太い管のノズルからは洗浄水を、細い管のノズルからは粘着剤をいずれも垂直扁平状に噴射させ、電離部および狭小間隔に並んだ集ジニ部極板の両面に噴射液が有効に吹付けられ、洗浄効果および粘着剤の散布を一段と高めるようになっている。なお上部案内レールの両端には制限スイッチが取付けてあり、洗浄制御盤のスイッチ操作とあいまってこの位置で減速モータを停止させたり逆転させたりする作用をする。集ジニユニット列の流出側には手動洗浄具を具備し、後部フィルタおよび集ジニ部の一部の洗浄に用いるようになっている。

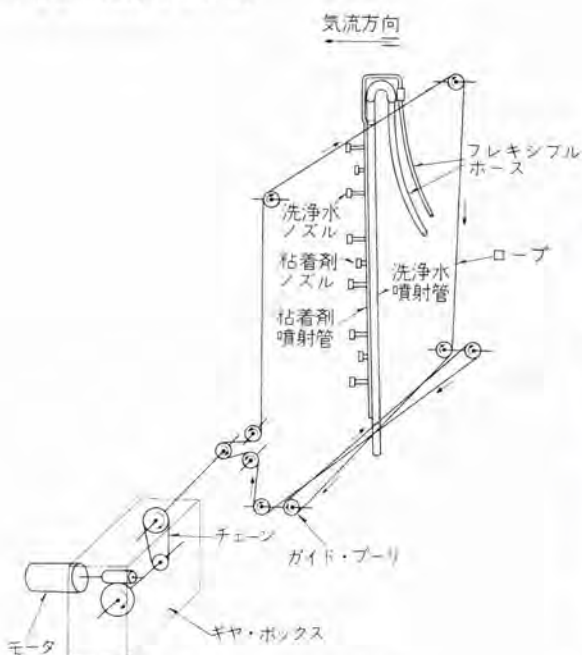


図 3.13 噴射管走行機構

Fig. 3.13 General illustration of moving nozzle washer.

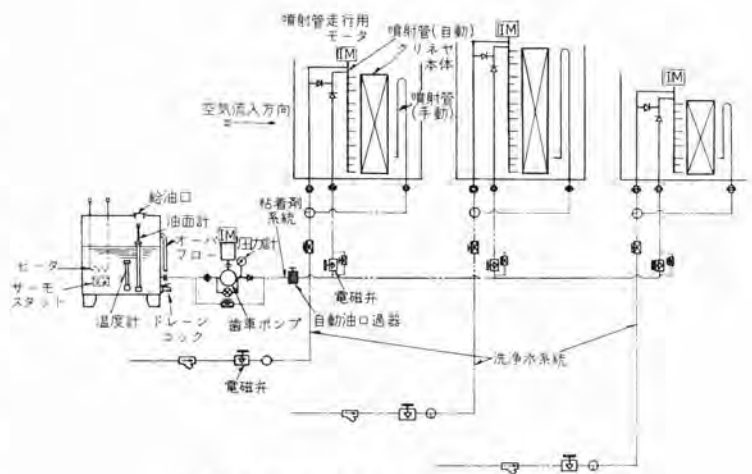


図 3.14 洗浄水および粘着剤系統図

Fig. 3.14 Piping diagram of hot water and adhesive.

3.4 洗浄水および粘着剤供給装置

洗浄水は 3 kg/cm^2 の水圧で約 60°C の清浄な温水を必要とするが、フリネヤ本体の近くまで配水されているため、洗浄時には電磁弁の操作により洗浄水用噴射管に供給することができる。粘着剤は粘度が高いため $40\sim 50^\circ\text{C}$ に加熱し、 5 kg/cm^2 の油圧で粘着剤用噴射管に供給する。そのためにタンク、ヒータ、油温度調整装置、自動油口過器および歯車ポンプを必要とし、1セットで各台共用としているために電磁弁により切換えを行なっている。なお粘着剤としては最近までは温水洗浄性 シェル製 T675 を用いていたが、現在では冷水洗浄性 ADEX-B を開発したので以後のこの装置には洗浄水加熱装置が不用となったことを付け加えておく。図3.14は洗浄水および粘着剤の配管系統図を示す。

3.5 電源部

電源部は電離部および集ジニ部に必要な高圧を供給する高圧電源部と、フリネヤが正常運転を行なっているかどうかを表示または警報するための警報装置とを一体にしたもので、外観を図3.15に示す。



図 3.15 電源部

Fig. 3.15 Power pack.

高圧電源部は変圧器、整流管、コンデンサなどよりなり、单相 $200/220 \text{ V}$ 、 $50/60 \text{ c/s}$ の電源から電力の供給を受け、これを倍電圧整流方式により A 形に対しては $\text{DC } 5,500 \pm 500 \text{ V}$ 、B 形に対しては $\text{DC } 5,000 \pm 500 \text{ V}$ をそれぞれ集ジニ部に、また A 形に対し $\text{DC } 12,500 \pm 500 \text{ V}$ 、B 形に対し $\text{DC } 10,000 \pm 500 \text{ V}$ をそれぞれ電離部に供給している。この電源部1個で 900 mm

幅の A 形標準集約ユニットまたは 750 mm 幅 B 形標準集約ユニットそれぞれ 10 個に必要な電力を供給することができ、その場合の入力は A、B 形とも約 300 V A である。

高圧電源部の構造は従来の洗浄管走行形 クリネ用電源部⁽¹⁾と同一で、警報装置が高圧電源部の上部に取付けられたものである。警報装置は変流器、磁気増幅器、セレン整流器、リレーおよび調整抵抗器などよりなり、鉄板ケースに収納したものを高圧部と完全に遮断し高圧電源部の上部に取付けられ、上部より扉を開き点検できるようにになっている。従来の電源部警報装置が高圧回路短絡故障および正常運転だけを表示灯によって行っていたのに対し、住友ビル向け クリネでは遠方に設けられた中央監視盤で他の装置などと同時に運転監視する必要があるため、故障信号を変流器および高感度磁気増幅器で検出してリレーを動作させ、リレー接点の開閉により中央監視盤の正常または故障表示灯を点滅する方式を採用している。

この種高圧電源の故障は一般に高圧回路より検出されているが、この場合には検出装置の設置、配線などに特別の考慮を要するか、または危険防止を施した特殊な装置を用いなければならない。

この装置は故障によって変化する高圧変圧器の一次電流を変流器で検出するとともに、高圧変圧器の一次側に直列に接続された可飽和リアクトル SR の電圧降下を電圧リレーで検出し、両検出回路のリレー接点の組合わせによ

って警報または表示灯回路を開閉し、あらゆる電源部故障状態を判別しているため信号回路はすべて低圧回路に属し、表示または警報装置をいかなる場所にとり付けてもまったく危険をとまわらないのが特長である。図 3.16 は警報装置検出回路をふくむ電源部接続図である。

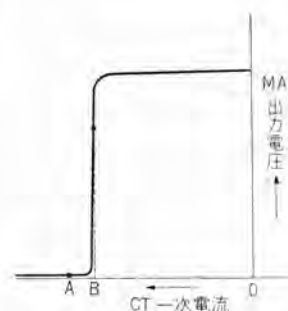


図 3.17 検出装置特性曲線
Fig. 3.17 Characteristic curve of current detector.

る。変流器と高感度磁気増幅器を組合わせた高圧変圧器一次電流検出装置の特性を図 3.17 に示す。特性曲線において、正常運転時の CT 一次電流は A 点であり、故障時は B 点まで減少する。磁気増幅器 MA の出力電圧は A 点ではほとんど零でありリレー GL は動作しない。故障により B 点まで減少すると MA の出力電圧は急激に増加しリレーが動作し、表示灯回路を閉じ故障表示灯が点灯し同時に正常運転表示灯が消える。

また図 3.16 における SR は高圧変圧器 T_{r1} の一次側に接続された直流励磁式可飽和リアクトルで、電源部の保護として設けられるとともにその動作を利用して故障表示用リレー RL_1 および RL_2 を動作させる検出器の役割を兼ねている。正常運転時は変圧器一次側には正規の電圧が印加されているためその両端電圧により供給される SR の直流励磁コイル電流は大きくしたがって可飽和リアクトルとしてのインピーダンスは小さくほとんど電圧降下がない。しかし、もし変圧器一次または高圧回路に短絡故障を発生すると変圧器一次コイルに印加される電圧が急激に降下し、同時に SR の直流励磁コイル電流も急減する。そのため SR のインピーダンスが急激に増加し、その両端電圧降下が増加し電源電圧の大部分がここに吸収され、電源部の過電流による焼損を防止することができる。このように正常運転または故障時に SR の両端電圧が大幅に変化するため、SR の特性をそこなわない程度の高抵抗を有するリレー RL_1 および RL_2 のコイルをこれに並列接続し、正常または故障に応じてその接点 RL_1 、 RL_2 を開閉し表示灯回路を開閉することができる。

図 3.16 においてそれぞれ 2 個の正常運転表示灯 PLG および故障表示灯 PLR のうち各 1 個は電源部扉に、他の各 1 個はそれぞれ中央監視盤に取付けられており、電源部取付場所ならびに中央監視室のそうほうで運転状態を監視することができる。

以上述べたそれぞれの検出回路によって動作するリレー GL、 RL_1 、 RL_2 の総合動作をまとめると次のようになる。

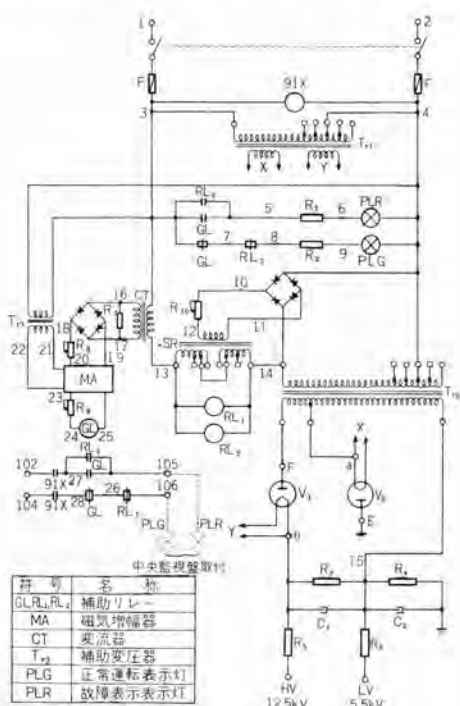


図 3.16 高圧電源部接続図

Fig. 3.16 Connection diagram of power pack

(1) 正常運転中は SR の両端電圧降下少なく、リレー RL_1 , RL_2 は付勢されない、また MA の出力電圧はほとんど零でリレー GL も付勢されない。したがってリレーの各接点 RL_1 , RL_2 および GL は接続図中に示すとおり状態にあり、正常運転表示灯 PLG (緑色) が点灯し、故障表示灯 PLR (赤色) は消えている。

(2) 高圧回路が短絡すれば SR の両端間電圧降下が増大し RL_1 , RL_2 が同時に動作し PLR が点灯し、PLG が消える。

(3) 高圧回路が断線または高圧整流管 V_1 , V_2 の一方またはそうほうの エミッション 不良あるいはフィラメントが断線した場合は MA の出力が増加しリレー GL が付勢され PLR が点灯し、PLG が消える。

(4) 電源電圧が極端に低下すると集じん効率が悪くなるため、一定値以下になると (3) 項と同様に MA の出力が増加し GL が付勢され PLR が点灯し PLG が消える。

(5) 洗浄の場合または電源部点検などの場合、手動で電源部を開けば 91X または後で述べる洗浄制御盤内の補助リレー 90X が消勢し、表示灯回路はいずれも開かれ、すべての表示は行なわれない。

3.6 洗浄制御盤

洗浄制御盤は電磁接触器、限時リレー、補助リレー、セレン整流器、切換スイッチ、表示灯および抵抗器などを 1 個のケースに納めたもので、集じんと洗浄の切換えおよび洗浄操作のすべてが

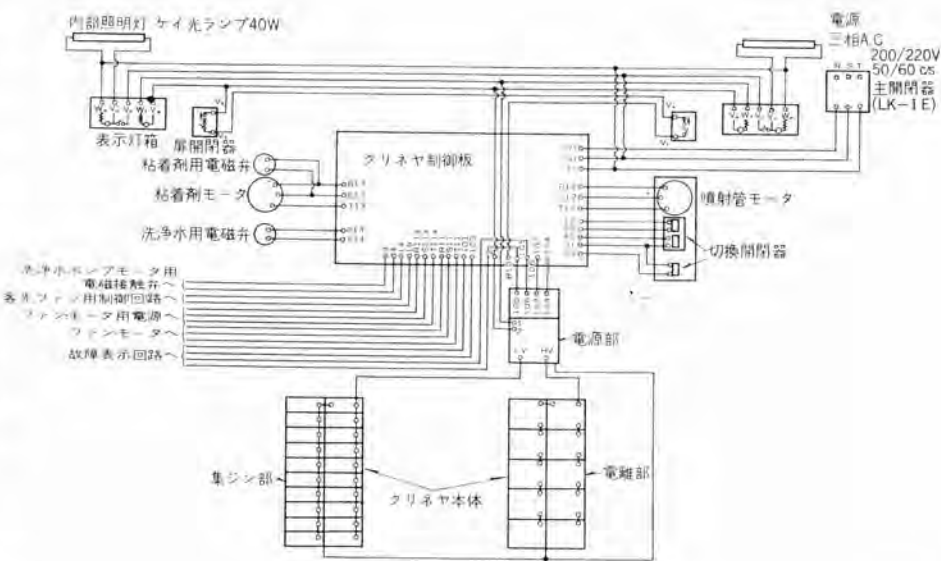


図 3.19 クリネヤ 総合結線図 (CH-S 形)

Fig. 3.19 Connection diagram of type CH-S cleanaire.

図 3.18 は制御盤の外観写真である。

洗浄制御の概要は従来の CH 形 クリネヤ 制御盤⁽¹⁾とほとんど同一であるが、洗浄操作の細かな点が異なっている。すなわち、

(1) 集済の際高圧電源部とファンは 1 個の操作ハンドルで同時に付勢することができる。

(2) 噴射管は切換ハンドルの一操作によって起動し、ハンドルを切換えるまで連続的に走行を繰り返す。

(3) 噴射管は走行中任意の位置で停止させ、かつ停止位置を中心に左右に微動させることができる。

(4) 操作ハンドルの切換えによって進行する集済、洗浄、粘着剤吹付け、乾燥などの洗浄工程はすべて表示灯によって表示される。

(5) 洗浄工程は一工程ごとに切換スイッチの操作で行ない洗浄工程に必要な切換スイッチはすべて洗浄制御盤に取付けられている。

などがあげられる。図 3.19 は CH-S 形 クリネヤ の総合結線図の一例を示す。

4. 洗浄操作

クリネヤの洗浄周期は設置場所に浮遊するホコリの量の大小によって異なるが、大体 1 カ月に 1, 2 回の割合で洗浄するのが適当である。洗浄操作はすべて制御盤のハンドル操作によって行なうことができ、図 4.1 に制御盤の接続図を示す。図によって制御盤のハンドル操作による各部動作ならびに洗浄操作の順序を説明する。

(1) SW を閉じると制御盤電源が付勢され電源表示灯 PL_T が点灯すると同時に補助リレー 90X が付勢され、正常および故障表示灯回路に直列に接続されている接点



図 3.18 制御盤
Fig. 3.18 Control box.

集済と洗浄の切換えおよび洗浄操作のすべてがここで行なわれる。制御盤の電源は三相 200/220 V, 50/60 c/s で、制御盤の近くに取り付けられた主開閉器を経て接続され、噴射管モータ、粘着剤吹付モータ、洗浄水電磁弁への接続は、制御盤側面に付けられた導線穴より配管を通して行なわれる。

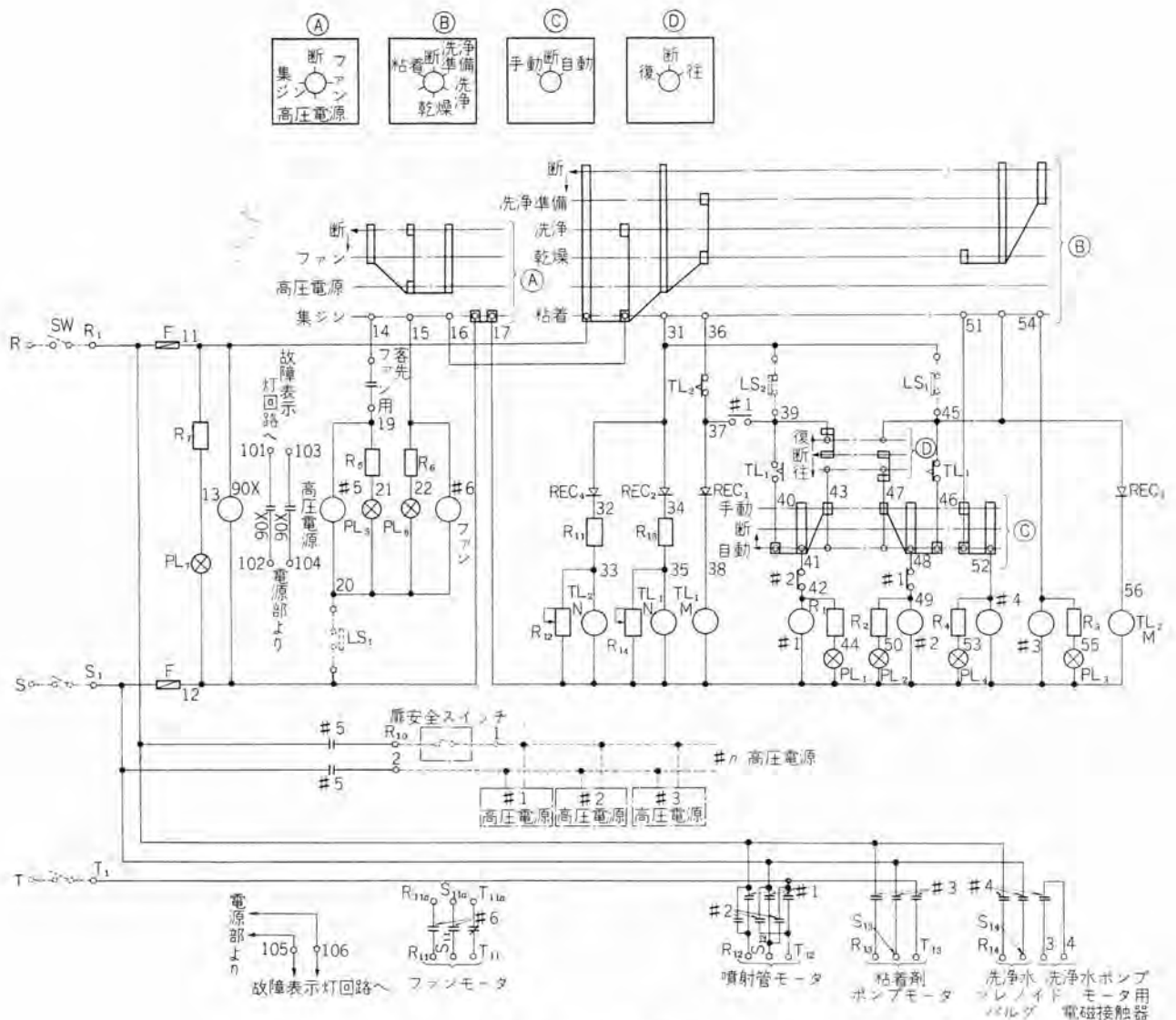


図 4.1 制御盤接続図
Fig. 4.1 Connection diagram of control box.

90X が閉じる。

(2) 電源切換スイッチ (A) および洗浄工程切換スイッチ (B) のそうほうとも断の位置にあれば集じんも洗浄も行なわれず制御ならびに高圧電源回路はすべて開かれている。

(3) (B) スwitch を断にしたまま (A) スwitch を集せんに切換えると、高圧電源およびファンが同時に付勢され集じん運転となる。しかしこの場合噴射管が停止位置にあって制限開閉器 LS_1 が閉じていなければ動作しない。

(4) (B) スwitch を断にしたまま (A) スwitch をファンに切換えるとファンだけ運転し、高圧電源に切換えるとファンは停止し高圧電源だけ付勢される。この場合も (3) と同様に LS_1 が閉じていなければならない。上記 (3)、(4) 項よりわかるように (B) スwitch を断にしておけば高圧電源あるいはファンだけを単独に運転することができ点検を行なうに便である。また上記動作は (B) スwitch が断または乾燥位置にあるときだけ行なうことができ、他

の位置にあれば (A) スwitch をいかなる位置に回しても動作せず、洗浄操作を行なう場合に誤動作する心配がない。

洗浄は次の順序によって行なう。

(5) 洗浄を行なう場合はまず (A) スwitch を断にした後 (B) スwitch を洗浄準備に回す。高圧電源およびファン回路が開かれ、高圧電源表示灯 PL_5 および表示灯 PL_6 が消える。

(6) ファンが完全に停止した後 (約 30 秒後)、(B) スwitch を洗浄に回せば噴射管が移動を開始し洗浄水が噴射される。(B) スwitch が洗浄位置にある間噴射管は往復動作を繰り返し洗浄が継続される。表示灯 PL_1 , PL_2 は噴射管の往復に応じて点滅する。すなわち往行中は PL_1 が点灯し、復行中は PL_2 が点灯する。洗浄表示灯 PL_4 は洗浄水の噴射されている間点灯する。

(7) 一定時間 (噴射管が 5~6 回往復) 洗浄を行なった後 (B) スwitch を乾燥に回す。噴射管が往復途中に (B)

スイッチを切換えても洗浄水はただちに停止するが、噴射管は移動を続け出発位置に復帰して始めて停止する。

(8) つぎに ④ スwitch をファンに回し集じん部に送風し乾燥を促進する。約 20 分乾燥した後 ④ スwitch を高圧電源に回し、集じん部に高圧を加え乾燥状態を点検する。乾燥が不十分の場合は集じん部でパチッ、パチッという音を発して内部セン絡を発生する。この場合は乾燥不十分であるからふたたび ④ スwitch をファンに回し乾燥を継続する。⑩ スwitch は洗浄工程の誤動作を防止するため時計方向にしか回らず、反時計方向には回すことができないような切換 switch となっているため、乾燥状態が良好であることを確認してから次のハンドル操作にうつるよう注意しなければならない。

(9) 十分乾燥したことを確かめた後 ④ スwitch を断にし ⑩ スwitch を粘着に回す。洗浄水噴射の場合と同様に噴射管が移動し始め粘着剤が噴射される。粘着剤吹付けは噴射管の一往復で行なわれ出発位置に復帰して自動的に停止する。粘着剤の噴射も同時に停止する。乾燥より粘着剤吹付けにうつる際の ⑩ スwitch の操作は 2 段切換操作になっている。これは噴射管を一往復で停止させるための回路を構成させるためのものである。

なお ④ スwitch が断にない限りすべての洗浄制御は行なわれないように考慮し、ハンドルの誤操作による危険または誤動作を防止している。

(10) (5)～(9) 項による操作で洗浄工程が完了するが、洗浄水噴射工程を終った後乾燥工程にはいる前に集じん部の洗浄状態を点検することが望ましい。点検を行なう場合は ⑩ スwitch を洗浄位置においたまま噴射管自動—手動切換 switch ① を断にして点検する。① スwitch を断にすると噴射管はただちに停止し、洗浄水噴射も止まる。点検の結果局部的に再洗浄する必要を認めた場合は ① スwitch を手動に回せばよい。噴射管は停止したまま洗浄水が噴射され局部洗浄を行なうことができる。局部洗浄の際噴射管をわずかに移動したいときは ① スwitch を手動においたまま噴射管微動切換 switch ② を右ま

たは左に回せば、噴射管は最初停止していた位置より右または左に移動する。

⑩ スwitch はスプリングリターン式になっているためハンドルより手をはなせば自動的に断位置に復帰し噴射管は停止し洗浄水だけが噴射し続ける。必要な時間局部洗浄を行なったならば ① スwitch をふたたび自動に切換える。噴射管は停止位置より出発位置に向かって移動し、出発位置に達して自動的に停止する。この場合 ⑩ スwitch を洗浄位置においたままにするとふたたび自動洗浄を繰り返すから、その必要がなければ ① スwitch を自動に切換える前に ⑩ スwitch を乾燥に切換えておけばよい。噴射管が出発位置に達して停止すれば噴射管復行表示灯 PL₂ が消えるから ⑩ スwitch を乾燥においたまま ④ スwitch をファンに回し乾燥を促進する。なお局部洗浄の際噴射管を停止する位置は集じん部に取付けられているのぞき窓よりみることができる。

乾燥状態の点検、粘着剤の吹付要領は前に述べたとおりである。粘着剤吹付けが終れば表示灯 PL₁, PL₂, PL₃, PL₄ が全部消え全洗浄工程を完了する。

(11) ⑩ スwitch を断にし ④ スwitch を集じん部に切換えれば高圧電源が付勢されると同時にファンが運転し、ふたたび集じん運転にはいることができる。

5. む す び

以上住友銀行大手町ビルに設置した洗浄管走行形 クリネ CH-S および CHB の構造と機能について述べてきたが、クリネによるビルの換気清浄化に伴い、結核罹患率の減少、疲労感の減退、事務能率の増進、衣服調度の汚損減少、清浄費の低減など幾多の好結果が報告されている。これらの点よりクリネは全館の air conditioning を行なう近代ビルの換気清浄用としては今後ますます普及していくものと考えられる。

参 考 文 献

- (1) 齊藤・武藤・「三菱電機」32, No. 9 (昭 33).

米穀低温倉庫用 KU-81 形ユニテヤ

静岡工場 河合 照 男*

Type KU-81 Unitaire for Low Temperature Granary

Shizuoka Factory Teruo KAWAI

To preserve rice in a low temperature granary has been tested by the Food Storage Association for a long time and has proved quite successful. Storing rice in this arrangement is an epochal means in which the breathing of rice is restrained by keeping relative humidity at about 80% so as to prolong the life of rice otherwise deteriorating in one summer. Just to keep rice at low temperature may be accomplished with ease by the use of the refrigerator, but to keep it at relative humidity around 80% calls for special humidifying devices in addition to air cooling apparatus. Type KU-81 Unitaire developed by Mitsubishi is an answer to the problem and supplied to the Food Storage Association. The marked success promises bright future in this application.

1. ま え が き

食糧庁および食糧保管協会では、米を長期間保存する方法として米の低温貯蔵について長らく研究した結果相当な成果が得られたので最近米の低温貯蔵は各方面から注目されている。

米の低温貯蔵とは、米を温度摂氏 10 度相対湿度 80% 程度に保持することによって、米の呼吸作用を抑制して普通一夏で終る米の生命を長期間に伸ばすことができるという画期的な貯蔵法で、これによって米はいつまでも新米と変わらない状態に保たれるので、味が良く虫害の発生、カビの発生を抑え、乾燥による目減りなどがなくなるなど多くの利点が得られる。米の低温貯蔵法は、1 年に 1 度しか収穫できない米を常食とするわが国の食糧保管問題に明るい話題を提供している。

米を低温度に維持することは、冷凍機を使用すれば簡単であるが、米の低温貯蔵法は高い相対湿度 75~80% も維持する必要があるので、空気の冷却装置とともに特

殊な給湿装置を併用する必要がある。

当社では早くからこの低温貯蔵法に注目して、パッケージ形の空気調和機を使用して倉庫を冷却する方法を研究していたが、そのテストケースとして昨年秋に、清水市鈴与倉庫に納入した低温倉庫用ユニテヤが 1 年間使用された結果、所期の成果を収めたのでその技術を基として、今回米穀倉庫用の KU-81 形ユニテヤを開発した。図 1.1 は KU-81 形ユニテヤの外観、図 1.2 は、内部である。

2. KU-81 形ユニテヤの特長

低温倉庫用としての冷却装置には大別して次の 2 方式がある。

(1) ユニット方式

一つのキャビネットの中へ空気の冷却に必要ないっさいの機器を合理的にまとめたパッケージ形空気調和機を倉庫内にすえ付けて冷却する方式であって、KU-81 形ユニテヤはその典型である。

(2) セントラル方式

冷却装置を別の部屋に設置して冷却した空気をダクトによって循環する方式である。

KU-81 形ユニテヤは低温倉庫用として次のような特長を持っている。

(1) 倉庫内がいくつにも別れていたり、いくつもの倉庫を冷却したりする場合そのうちの一部屋、あるいは数部屋だけを冷却することができ、幾段階にも容量制御のできないセントラル方式に比べ経費の面より有利である。

(2) 独立した機械室が不用で倉庫の通路にすえ付けられる。

(3) ダクト工事が不用または非常に短くてすむので施設費が節減でき既設の倉庫に簡単にすえ



図 1.1 KU-81 形ユニテヤ 外観
Fig. 1.1 Outside view of type KU-81 unitaire.

図 1.2 KU-81 形ユニテヤ 内部
Fig. 1.2 Interior of type KU-81 unitaire.

付けられる。

(4) 設計が一般倉庫に合わせて標準化されているのでいちいち熱量計算する必要がなく、すえ付けも標準化された仕様に従って簡単に施工できる。

3. 仕様

このユニットは低温倉庫用としての機能だけを持つ専用機であって、遠心式加湿器と併用して低温度高湿度を保持する。設計の標準化と在来倉庫の広さを勘案して 1

表 3.1 KU-81 形 ユニテ仕様

吸入空気条件	温度 10°C 湿度 80%	温度 15°C 湿度 75%
冷凍能力	12,000 kcal/h	15,000 kcal/h
外形寸法	高さ 1,780×幅 1,228×奥行 789	
圧縮機	形式: CS68 K 形 形式: 半密閉式 電動機: 5.5kW 三相 200 V 4P	
凝縮器	形式: シェルアンドチューブ式 冷却水量: 1,800 l/h 26.7°C	
冷却器	形式: 直接膨張式クロスフィン冷却器	
送風機	形式: 多翼送風機 送風量 150 m ³ /min 電動機: SB-A 2.2kW 三相 200 V 4P	
給湿器	形式: 遠心式給湿器 電動機: 単相 200 V または 100 V	
制御装置	直接制御方式、遠隔指示方式、遠隔指示制御方式いずれでも行ないうる	
冷媒	R-12	
その他	冷却水量調節弁、水圧保護開閉弁、進相コンデンサなどは注文により付属させることができる	

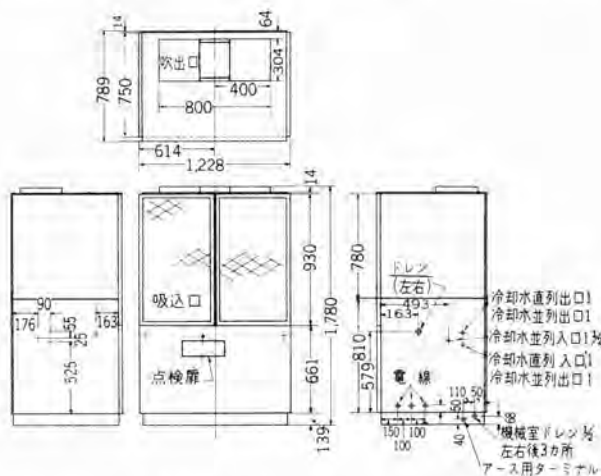


図 3.1 KU-81 形 ユニテ外形寸法図

Fig. 3.1 Outline dimensions of type KU-81 unitaire.

台の KU-81 形ユニットは適当な熱絶縁をした高さ 5.4 m 広さ 165 m² の倉庫に使用できるように設計してある。

熱絶縁は壁面 50 mm 以上天井 75 mm 以上施工し良質の熱絶縁材料を用いる。

制御方式は直接式、遠隔式いずれでも需要に応じられるよう設計されているが多くの倉庫を少人数で管理する場合などには遠隔式が望ましい。表 3.1 に本機の要目を示す。図 3.1 は本機の外形寸法図である。

4. KU-81形ユニテヤの原理

秋に収穫された米はそのまま倉庫内に納められて冬を過す。この間は外気温度が自然に下がるのでとくに倉庫

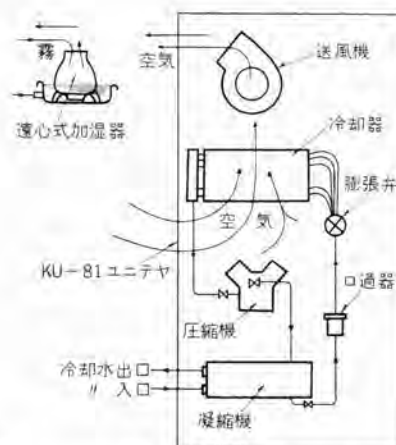


図 4.1 低温倉庫用 KU-81 形 ユニテ系統図

Fig. 4.1 System diagram of type KU-81 unitaire.

内を冷却する必要はない。春になって外気温度が上昇を始めたとき KU-81 形ユニットの運転を開始する。図 4.1 は本機の系統図を示す。圧縮機で圧縮された冷媒ガス (R-12) は凝縮器で冷却水に熱を取られ液化する。液化冷媒は膨張弁を経て冷却器に至り急に圧力より開放されて蒸発をする。その際空気より熱を取り、空気を冷却脱湿する。一方送風機により倉庫内の空気は冷却器を通過して循環しているので庫内の空気は低温に冷却される。冷却器で蒸発してガスになった冷媒はふたたび圧縮機に吸込まれて圧縮され同じ冷凍サイクルを繰り返す。

また遠心式加湿器はユニットの冷風吹出口の近くにすえ付けて遠心力によって微細な霧になった水滴を気流に乗せ倉庫内に行きわたらせる。霧になった水滴は空気より熱を吸収して蒸発し空気を冷やす働きと庫内を適当な湿度に保つ働きをする。

5. 鈴与倉庫における実績

鈴与倉庫では、高級な遠隔指示操作方式を採用した。

図 5.1 は倉庫の配置図、図 5.2 は配線図、図 5.3 はすえ付け写真、図 5.4 は中央操作盤の写真である。図 5.5、5.6 はこの倉庫で実測した 4 月、7 月の庫内温湿度の記

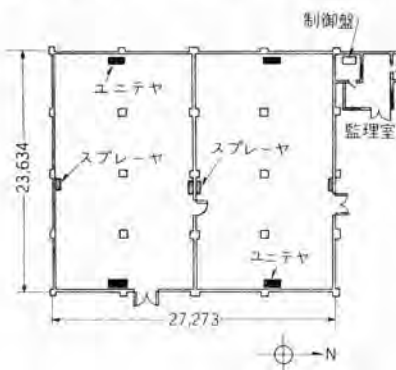
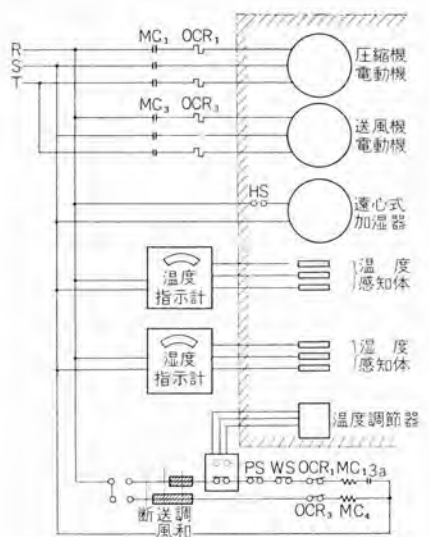


図 5.1 鈴与倉庫配置図

Fig. 5.1 Arrangement of the granary.



HS: 湿度調節器 MC: 電磁接点器
PS: 高低圧開閉器 OCR: 過電流継電器
WS: 水圧保護開閉器 3a: 補助接点
斜線で囲まれた範囲は倉庫内を表わしている
鈴与倉庫では外部機器はすべて中央操作盤にまとめてある

図 5.2 鈴与倉庫配線図

Fig. 5.2 Wiring of the granary.



図 5.3 鈴与倉庫におけるすえ付写真
Fig. 5.3 Installation of the device in the granary.



図 5.4 鈴与倉庫の中央操作盤
Fig. 5.4 Central operation panel.

米穀低温倉庫用 KU-81 形 ユニテ・河合

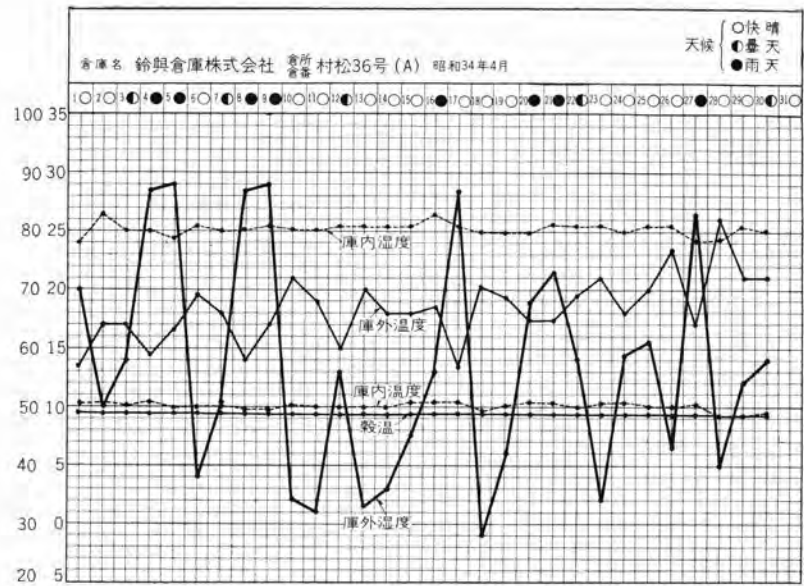


図 5.5 政府食糧温湿度表 (低温装置付)
Fig. 5.5 Temperature and humidity chart.

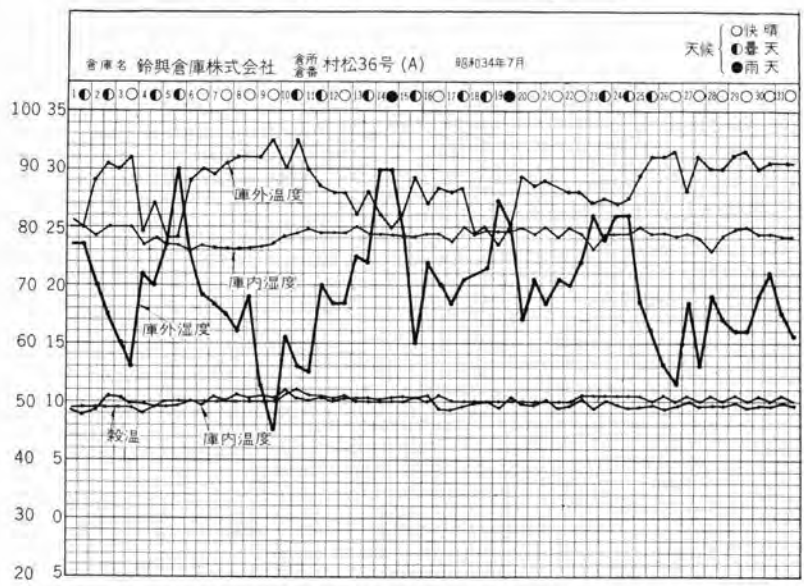


図 5.6 政府食糧温湿度表 Fig. 5.6 Temperature and humidity chart.

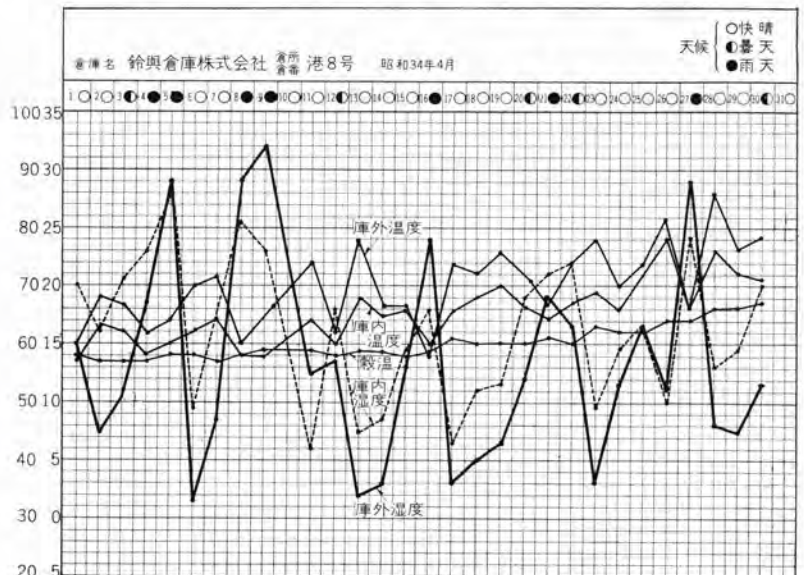


図 5.7 政府食糧温湿度表 (低温装置なし)
Fig. 5.7 Temperature and humidity chart.

録である。

同じ場所にある普通倉庫の4月における温湿度記録を図5.7に示す。

6. 低温貯蔵米と常温貯蔵米との比較

食糧庁静岡食糧事務所の行なった1ヵ年間の低温貯蔵米と常温貯蔵米の各種の比較試験のうち、含有水分・発芽率・搗精試験の結果を表6.1に示す。すなわち低温貯蔵米は常温貯蔵米に比して品質的に非常にすぐれていることを表わしている。とくに搗精米における所要電力量の少ないことは大きな特長と考えられる。また同所の主催で34年10月9日新米、低温米、常温米の比較試食会が行なわれたのでその結果を報告する。

これは、新米、低温米、常温米を、A, B, Cの略号で称し試食参加者にはその区別を知らせないようにしておいて、味、香り、ねばりなど各自の好みに応じて総合した判定を1位より3位まで記入させる方法であった。表6.2はその集計表である。

その結果は、新米を1位とするもの28名中12名であったのが、低温米を1位に推荐者は28名中14名を占めて食味のすぐれていることを示した。

なお、この試食会は、農林省静岡食糧事務所、出納課長、池田博生氏の主催で行なわれたものである。

表 6.1 低温、常温貯蔵米比較試験成績

(a) 含有水分、発芽率

試験実施月日	含有水分 (%)		発芽率 (%)	
	低 温	常 温	低 温	常 温
入庫時 (1月下旬)	16.3	16.8	96	94
3月下旬	16.3	15.3	96	93
5月下旬	15.6	14.7	95	92
6月下旬	15.4	14.6	93	81
7月下旬	15.3	14.0	82	0
8月下旬	15.9	14.4	89	0
9月下旬	16.2	14.8	93	0

(b) 搗精試験

	正味重量	搗精歩留 (%)	ロス (%)	搗精時間 (min)	電力量 (kW/h)	電流 (A)	搗精回数
低温米	303.6 kg 5 俵	91.93 (275.8 kg)	0.3	30	5	22~17	8
常温米	297.5 kg 5 俵	89.7 (269 kg)	0.3	33	10	26~20	8

- 低温米も常温米も正確に300 kgに修正して試験した。
- 搗精により完全精米の2等品にする。
- 供試米
昭和33年産 福島3等米
- 貯蔵期間
昭和34年1月22日から10月9日まで
- 倉庫
低温 鈴与倉庫 村松36号倉庫
常温 鈴与倉庫 港8号倉庫

表 6.2 試食会調査表の集計結果

	1位とするもの	2位とするもの	3位とするもの
A (常温米)	4/28	5/28	20/28
B (低温米)	14/28	14/28	0
C (新米)	12/28	9/28	8/28

たとえば14/28とは28名のうち14名が1位に推したことを表す。

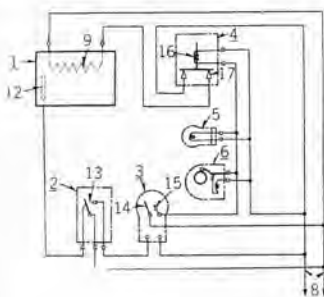


特許と新案

自 動 滅 菌 装 置

発明者 石 川 嘉 孝

医療器具などの滅菌には所定値以上の温度において所定時間の加熱を必要とする。この発明は、滅菌タンク内の温度が所定値以上にある時間を積算しこの積算時間が所定値に達すると自動的に滅菌タンクの加熱を停止するようにして、不完全な滅菌あるいは必要以上の加熱を併うことなく合理的な滅菌作業を行なうようにしたものである。



その一例を図について説明すると、密閉した滅菌タンク(1)には接点(17)を介して電源(8)に接続された電熱器(9)が配置され、滅菌タンク(1)内の医療器具は加熱滅菌される。

この滅菌タンク(1)内の温度は感温器(12)により検出され、それが所定値以上にある場合には温度継電器(2)の接点(13)を閉合し積算継電器(3)を付勢してその可動接点(14)を固定接点(15)に向かい移動する。滅菌タンク(1)内の温度が何かの原因により所定値から低下すると、接点(13)は開放し積算継電器(3)は消勢され可動接点(14)をその位置に停止する。このように積算継電器(3)は滅菌タンク(1)内の温度の所定値以上の上昇あるいはそれ以下の下降に応じて可動接点(14)の移動あるいは停止を繰り返し、所定温度をこえる時間の積算値が所定値に達すると可動接点(14)を固定接点(15)に閉合する。接点(14)(15)の閉合により励磁コイル(16)は付勢され接点(17)は開放されて電熱器(9)の通電が断たれ滅菌タンク(1)の加熱が停止されるとともに、ランパ(5)およびベル(6)は付勢され滅菌完了を表示する。(特許第245839号)(竹中記)

精密交流記録磁束計

研究所 野口英男*・土屋英司*

Precision AC Recording Fluxmeters

Research Laboratory

Hideo NOGUCHI・Hideshi TSUCHIYA

A precision AC recording fluxmeter developed by the Mitsubishi Research Laboratory makes possible precise automatic recording of dynamic characteristics of magnetic materials on the X-Y recorder. In the measurement an AC wave tracer is used to obtain an instantaneous value of waveform at an arbitrary phase and it is transformed to a direct current value. Overall precision of 1% is available for operating frequencies in the range from 50 to 1,000 cycles. The equipment is adaptable not only for the study of dynamic characteristics of magnetic materials referred to but also for the measurement of the characteristics of other non-linear elements such as rectifiers, transistors and ferro-electric materials.

1. ま え が き

磁気材料の交流磁気特性を測定する装置として従来から磁束電圧計によって Point by Point 法で測定を行なうものと、ブラウン管を用いた磁気特性直視装置によるものが多く用いられているが、これらはいずれも自動記録には不適な方法であった。近年になって測定器の自動化が広範囲に行なわれるようになり、とくに X-Y 記録計によって $Y=f(X)$ として表わされる量の自動記録が簡単に行なえるようになって以来、磁気測定の自動化に関する研究も活発に行なわれ、ここ数年の間に数種の論文が発表されている。これらの論文を概観すると、被測定波形の任意の位相における瞬時値を取出す開閉器として、機械的開閉器を用いたものと電気的開閉器を用いたものとに大別できる。これらのうち、機械的開閉器はベクトルメッサ・フェロメータなどの商品名で知られている測定器に用いられているが、きわめて高精度の機械工作を必要とし、同期電動機で接点の駆動を行なうために、その測定可能周波数はほぼ 100 c/s 程度が限度と考えられる。これに対して電気的開閉器としては真空管・トランジスタ・ゲルマニウムダイオードなどの非直線素子を用いたものがあり、機械的開閉器のような工作上の精度を必要としない上にそれぞれの素子の選択が簡単で、しかも相当高精度の測定に用いることができる。

以上のような理由から、今後交流磁気特性の測定には電気的開閉器によるものが多く用いられるようになると考えられるが、そのうち E. Kittl⁽¹⁾ が発表した真空管ゲートによるものは種々の点ですぐれているので、われわれの研究室においても磁気材料の研究用として、彼の測定原理を応用した装置を試作し、種々実験・検討を行な

って改良を加え、1,000 c/s までの動磁気特性を高精度で自動記録しうる精密交流記録磁束計を製作した。

この装置は交流磁化特性、対称ヒステリシスループが測定できるほかに、被測定波形中に偶数次高調波を含んだ非対称ヒステリシスループをも測定できるので、磁気増幅器用鉄心の各種磁気特性を知ることができる。また装置の一部を改造することによって、整流器・トランジスタや強誘電材料のような非直線特性をもったものの動特性を測定することも可能である。

2. 測定原理

直流の X-Y 記録計に交流波形を記録するのであるから、波形中の任意の位相における瞬時値を直流化する必要がある。図 2.1 に示したように、波形中の任意の位相 θ から $\theta + \Delta\theta$ の間だけ接点を閉じてこの間の電圧を取出したとき、その平均値は次式で示される。

$$e_a = \frac{1}{T} \int_{\theta}^{\theta + \Delta\theta} e \, dt \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

このとき、 $\Delta\theta$ の値が小さければ、これは次のように近似できる。

$$e_a \approx \frac{\Delta\theta}{360} \cdot \frac{e_{\theta + \Delta\theta} - e_{\theta}}{\Delta\theta} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

この式(2.2)は図 2.1 からわかるように、 $(e_{\theta + \Delta\theta} - e_{\theta})/\Delta\theta$ がほぼ零となるように $\Delta\theta$ の値を十分に小さくすれば正確に成り立つ。しかしながら $\Delta\theta$ を小さくすれば必然的に感度が小さくなり、また式中 $\Delta\theta$ が定数として存在しているために、接点开閉時間にごくわずかな変動があっても大きな誤差を生ずることになる。

機械的接点开閉によるものは正確な時間間隔をつねに維持することが困難なために上述のような測定原理を実

現することができないが、電氣的接点開閉によるものは、温度変化などによって各素子の特性が変わらない限り、つねに正確な時間間隔が作り出せるので、こうした測定法に適している。

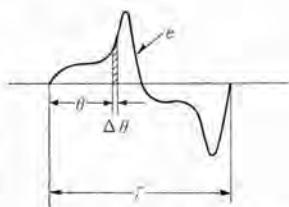


図 2.1 測定原理図

Fig. 2.1 Basic principle of tracing method.

こうして瞬時値に比例した平均値電圧が得られるので、これを磁化力波形（一次電流波形）および磁束波形（二次電圧波形を積分したもの）の両者に適用し、瞬時値を取出す位相を 360 度変化させれば、1 周期全体にわたる波形のトレースができ、これをそれぞれ記録計の X, Y 軸に接続すればヒステリシスループが描かれる。またこれとまったく同じ原理で、位相のある特定点（両波形の最大点）に合わせ、試料の一次電圧を変化すれば交流磁化特性曲線が自動記録できる。

このように波形を細分してトレースするという測定原理によっているため、周期的に繰り返しのある波形でありさえすれば、波形ヒズミがどのような回路にも適用することができる。

3. 測定回路の構成

図 3.1 に測定回路の系統図を図 3.2 に各部を組上げた写真を示した。まず試料の一次側に接続した無誘導抵抗 (R) から磁化力に比例した電圧を取出し、これを波形トレースに必要な値まで増幅したのち“H”波形トレースを通じて記録計の X 軸に供給する。一方試料の二次側に誘起した電圧を増幅・積分したのちに、H 側と同じく“B”増幅器に入れその出力を“B”波形トレースを通じて記録計の Y 軸に供給する。そしてこの両波形トレースのゲート部を動作させるトリガーパルスの位相を変化させれば記録計にヒステリシスループが描ける。またこの移相器には幅が位相に比例した一定振幅のウ形波電圧が得られるようになっているので、これを時間軸として用いれば、各種波形を自記することができる。

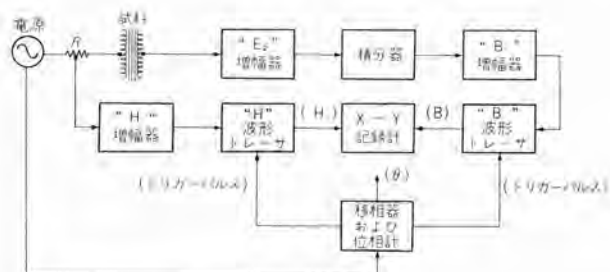


図 3.1 測定回路の構成

Fig. 3.1 Block diagram for the dynamic characteristic tester of magnetic materials.

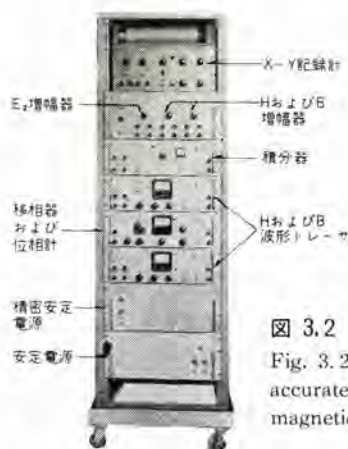


図 3.2 精密交流記録磁束計

Fig. 3.2 Photograph for the accurate fluxmeter of dynamic magnetic characteristics.

4. 各構成回路

4.1 E_2 増幅器

磁気特性試験器の増幅回路に要求される特性は、振幅誤差および相位誤差ができるかぎり小さいことである。実際に用いた回路を図 4.1 に示した。初段には低雑音管の 12AY7 を用い、一方の格子に直流定電圧を入れて出力側の直流レベルを対地電位に等しくできるようにするとともに、電源電圧の変動があっても安定に働くようにした。この回路構成上注意すべき点をあげれば、

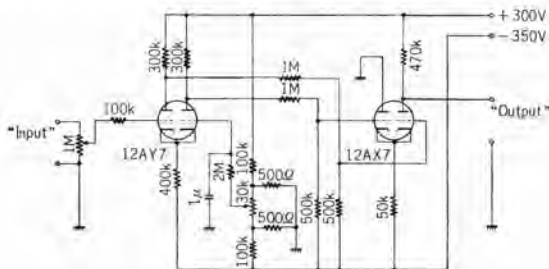


図 4.1 E_2 増幅器

Fig. 4.1 Detailed circuit diagram of the E_2 amplifier unit.

- 真空管は枯化したものを用いる。
- 各抵抗器には温度係数の小さいものを用いる。
- 周囲温度の急変を避ける。
- 各抵抗器の定格の 1/4~1/8 の容量で用いる。

などがあげられる。図 4.1 の回路で最大入力 100 mV までは十分直線性があり、利得は約 55 db である。

4.2 積分器

この回路は試料の二次電圧を磁束に比例した電圧に変換するために入れるものである。いま試料の二次電圧を e_2 ボルト、試料内の磁束を Φ マクスウェル とすれば、

$$\Phi = - \int e_2 dt \times 10^8 \dots \dots \dots (4.1)$$

として表わされ、二次電圧を積分すれば磁束が得られる。Kitl⁽¹⁾ は積分器に電子管式アナコンに使用するのと同様な回路を用いており、われわれも最初その回路によって

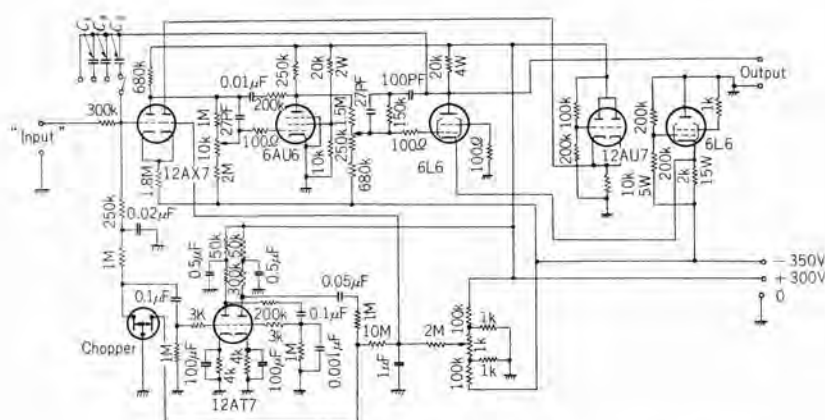


图 4.2 积分器(A)

Fig. 4.2 Detailed circuit diagram of the integrator amplifier (A) unit.

実験を行なった，これを図4.2に示した。

図 4.3 に示した積分網の伝達関数は次式で示される.

$$\frac{E_0}{E_i} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{1}{p} \right) \dots \dots \dots (4.2)$$

ここで $\frac{1}{\tau}$ = 比例常数
 $p = j\omega$

しかしこれは実際には式(4.3)で近似できるだけである.

$$\frac{E_0}{E_l} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{1}{p + \frac{1}{\tau}} \right) \dots\dots\dots (4.3)$$

式(4.3)から明らかなように、 τ が増大すれば近似度が改善されるが、比例常数が減少して出力電圧が小さくなる。図4.3のミラー積分器では伝達関数は次のようになる。

$$\frac{E_0}{E_1} = -A \left\{ \frac{1}{(1+A)RC} \right. \left. \frac{1}{p + (1+A)RC} \right\} \dots \dots \dots (4.4)$$

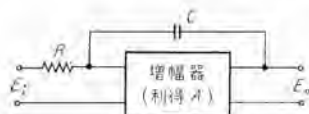


图 4.3 积分四端子网

Fig. 4.3 Integral four-pole network.

ここで積分の目的である τ の値は $(1+A)RC$ であり、比例常数は A が非常に大きいときには、

$$\frac{-A}{(1+A)RC} \approx -\frac{1}{RC} \quad (4.5)$$

となり、通常の RC 積分器に比べると、同じ誤差に対しては A 倍の出力を持つことになる。このときの E_1 と E_2 間には、理論上 90 度の位相角が存在しなければならないが、実際にはいくぶんかの誤差が存在する。この誤差率を ψ とすると、

$$\psi = \frac{\varphi \times 100}{90} = \frac{180}{\pi} \times \tan \varphi \times 100 = \frac{200}{\pi} \times \tan \varphi \quad (\%) \quad (4, 6)$$

ここで, $\varphi=E_i$ と E_0 間の位相角

図 4.3 の ミラー 積分器ではこの誤差率が次のようになる.

$$\psi = \frac{200}{\pi} \times \frac{1}{\omega RCA} \quad (\%) \dots (4.7)$$

これらの式から計算された振幅および位相特性の一例を図 4.4 および図 4.5 に示した.

普通，商用高周波における磁気特性の測定は 400 c/s および 1,000 c/s をよく用い，他の周波数での測定はそれほど多くないので，60c/s, 400c/s

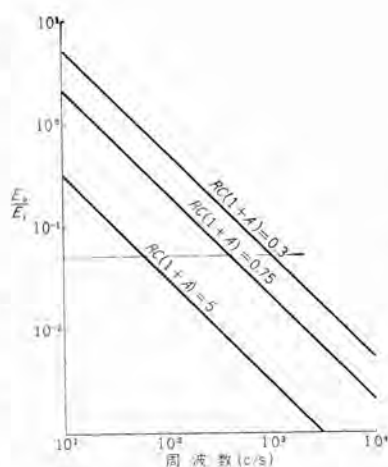


図 4.4 出力振幅の周波数特性

Fig. 4.4 Output amplitude plotted as function of frequency.

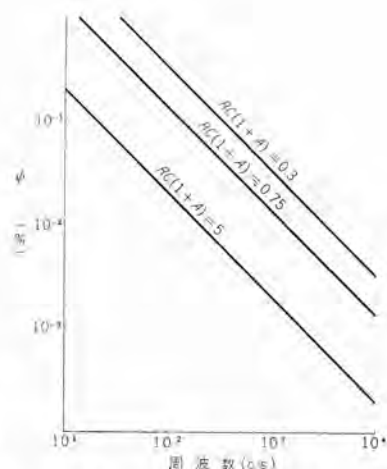
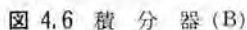


図 4.5 位相誤差の周波数特性

Fig. 4.5 Output phase error plotted as function of frequency.

および 1,000 c/s における出力が等しくなるように $RC \times (1+A)$ の積を選べば、同じ位相誤差で、しかも測定時の較正が簡単になって便利である。そこで図 4.4 に示したように $RC(1+A)$ の積を 60 c/s, 400 c/s, 1,000 c/s でそれぞれ 1:0.15:0.06 に選んだ。

こうした積分器でしばしば等閑視されるのは利得平坦部がどれくらい必要かということに対する注意である。鉄心を試験する際にその試料巻線のインピーダンスが電源インピーダンスに比べて小さいときには二次電圧がかなりひずみ⁽²⁾、波高率が 50 程度になることがある。こうしたときには、第 33 番目の高調波の振幅がなお基本波の 10 %にも及ぶものである。そこでこうした鋭い波形を積分する増幅器の高域は相当高いところまで平坦に延びていなければならない。いまかりに前記の二次電圧波形を忠実に伝えるには、基本周波数の約 300 倍が -3 db 点となるようにする必要がある、他方低域側は、 ω_0 において 1/4 度の位相誤差をもった R-C 結合一段増幅器の -3 db 点は大体 $\omega_0/230$ といわれており、位相誤差を小さくす



るには十分低域まで利得が平坦でなければならない。
これらを適用すれば、60~1,000 c/s の試験器では 0.26 c/s
~300 kc/s の帯域幅が必要である。

4.3 H および B 増幅器

(1) H 增幅器

图 4.7 “H”と“B”増幅器

(2) B 增幅器

試料の断面積が非常に小さい場合には波形トレーサに十分な入力を与えることができないので、ある程度の利得を得るために入れた。また入力が過大となる場合には、この段階で感度調整をして適当な大きさの入力を波形トレーサに与えるようにする。

4.4 波形トレーサ

この部分は測定器のうちでもっとも重要なところであつて、2章の測定原理に述べた働きをするものであるが、これを詳細に述べれば次の二つの部分に分けられる。

(1) $T \rightarrow T$ 部

図 4.8 ゲート回路

Fig. 4.8 Gate circuit.

ルストランスによって検出され、自動電圧調整部で増幅・整流した後に直流電圧 e_c として全帰還され、 e_c の値が瞬時値 e_g に等しくなるまで自己調整作用が続く。そこでこのパルスの位相を被測定電圧に対して 360 度変化させれば、波形の 1 周期がトレースできる。

ゲート回路に要求される一般的事項は数多くあるが、
そのうちとくに重要なことは、

- a. 波形を正しく伝えること。
- b. ゼート 信号が出力に混じらないこと。
- c. ゼート における減衰がないこと。
- d. 入力 インピーダンス が大きいこと。
- e. 入・出力が共通の アース 端子を有すること。

があげられる。

図 4.8 に示した ゲート 回路では、バルストランスとして適当に設計されたものを用いれば、a. が満足され、b. ~ d. の条件も満足できる。とくに入力 インピーダンス は平衡状態においてはほぼ無限大とみなされ、零位法の状態で測定が可能である。ただし最後の e. の条件だけは満たすこ

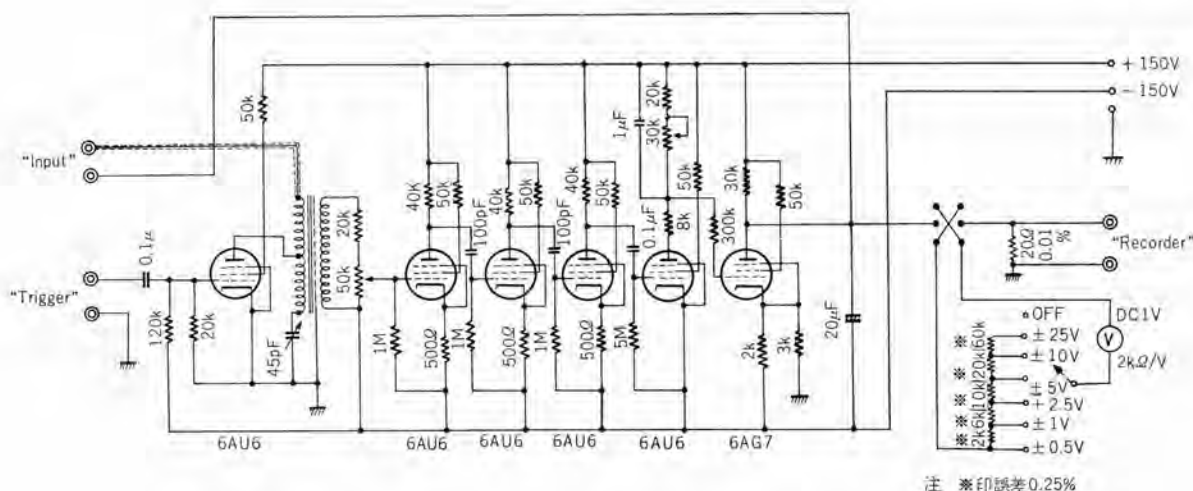


図 4.9 波形 トレーサ

Fig. 4.9 Detailed circuit diagram of the AC-voltage tracer unit.

とができず、記録計を用いる場合に不安定性を生じる最大の原因になっている。

(2) 自動電圧調整部

これは図 4.9 の パルストランス よりあとの部分である。前述の ゲート 部をとって来た幅が約 $2\mu\text{s}$ の被測定波形の瞬時値は 6AU6 で三段 パルス 増幅した後に四段目の格子側において波高値整流される。この波高値整流器としての特性は格子回路の時定数を大きくとれば達せられるが、これがあまりにも大きいと安定度を悪くするので、最低測定周波数を 50 c/s と考え、格子回路の時定数 $T=10T_{50}$ 程度に選んだ。こうして四段目の 6AU6 の陽極側には、入力の波高値に比例した直流電圧が得られ、これを適当な値に調整するために最終段に 6AG7 を用いて直流増幅を行なった。

この自動電圧調整部の働きを理解するために最終段の直流出力電圧が、被測定電圧の瞬時値よりも大きいものと仮定する。このとき、ゲート 部の 6AU6 の陽極電圧は正になり、正の陽極電流が流れるので、パルストランスの二次側に電圧が誘起し以下の交流増幅部で増幅される。そしてこの電圧によって四段目の格子側蓄電器が充電され、格子電位は負になる。その結果この球の陽極はさらに正になり最終段の陽極側出力を下げるように働き、自動的に平衡動作が続くのである。

この直流出力電圧を ゲート 部へ全帰還すると同時に、電圧計および記録計に与えて被測定波形の任意の位相における瞬時値を指示させる。

4.5 移相器および位相計

(1) 移相器

C-R 形の移相器を用いた。図 4.10 に示したように C-R によって位相が 0, 90, 180, 270度 の各点を作り出し、その間をこの C-R に比べて十分に インピーダンス

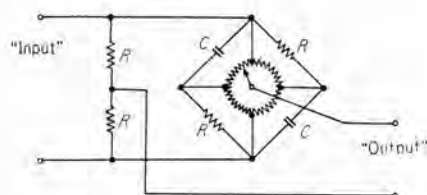


図 4.10 移 相 回 路

Fig. 4.10 Circuit diagram of the phase shifter.

の高い シュウ 動抵抗器で連結すれば連続的に 360 度の移相ができる。このときの R としては $5\text{ k}\Omega$ を用い C の値は $0.6\mu\text{F}$, $0.08\mu\text{F}$ および $0.03\mu\text{F}$ の 3 通りを用いて 50~1,000 c/s の間をカバーするようにした。また シュウ 動抵抗器としては抵抗線が リング 状になっている $200\text{ k}\Omega$ 4タップの コンティニカスポテンショメータを用いた。

(2) 位相計

図 4.11 に位相計の系統図およびそれぞれの部分における波形を示した。位相が固定および可変の両信号はそれぞれの クリップ 増幅器でク形波に変換しこれを微分してパルスを作る。このパルスの負の部分を適当に消去してフリップフロップ回路に入れば両波形の位相差に比例したク矩形波が得られ、これを増幅して整流すれば、位相差に比例した直流電圧が得られる。この電圧を計器に与えて位相差を直接読取ると同時に、その一部を X-Y 記

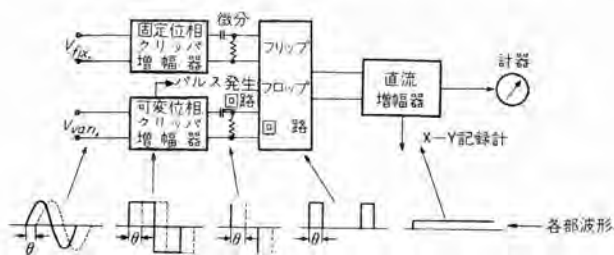


図 4.11 位相計の構成

Fig. 4.11 Block diagram of the phase meter.

録計に供給して E_a , B および H の波形をトレースするときの時間軸に用いる。

(3) パルス発生回路

4.4 の波形トレーサのゲートを開かせるトリガーパルスは移相できることが必要なのはもちろんであるが、できるだけク形波に近いパルスであって、その波形およびパルス幅が周波数によって不変であることが望ましい。それらの諸点を満足するものとして図 4.12 に示した line type のパルス発生器を用いた。

サイクロンの格子には十分な負のバイアスを与えてカットオフに保っておく。前述のクリップ増幅器の出力を格子に与えるとこのク形波は格子側の $C-R$ で微分されて、その正パルスが与えられればサイクロンはイオン化する。

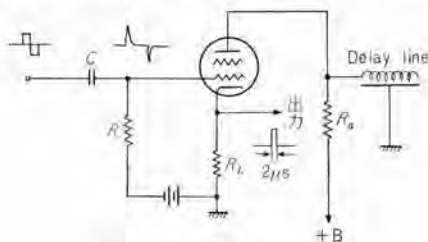


図 4.12 パルス発生回路

Fig. 4.12 Circuit diagram of the pulse generator.

こうしてサイクロンがイオン化すれば、これはきわめて低抵抗スイッチと同様な働きを示し、Delay line を直接負荷抵抗 R_L に接続する。このとき流れる電流は Delay line によって規制され、Delay line の特性インピーダンスと負荷抵抗 R_L が等しいときにはただ一つのパルスだけが R_L 内を流れる。この回路において陽極側抵抗 R_a と Delay line の静電容量による時定数を十分小さく選んでおけば、高い周波数に至るまで波形の一定なパルスを得ることができる。この回路の利点は正または負の単一極性のパルスだけが得られるため、波形トレーサに必要な正極性のパルスを得るように構成すれば波形トレーサに余計なじょう乱を与えなくてすむ。

以上に述べた移相器および位相計の全回路を図 4.13 に示した。この回路によって幅が約 $2 \mu s$ のトリガーパルスが 1,500 c/s まではくずれることなく発生でき、ヒステリシスループおよび磁化曲線を記録させるときの波形の細分化に用いるのに十分な精度をもっている。このトリガーパルスの波形を図 4.14 に示した。また、フリップ・フロップ回路への入力波形の立上がり所要時間が現在のものでは約 $3 \mu s$ あり、このため位相計の誤差は 0 度から 1 度および 359 度から 360 度までの範囲（すなわち固定位相部からの波形と可変位相部からの波形とが重なり合う範囲）で最大となり、その値は 50 c/s で約 0.05 度、400 c/s で約 0.4 度また 1,000 c/s で約 1 度である。

4.6 精密安定電源回路

図 3.1 の系統図には示していないが、波形トレーサ

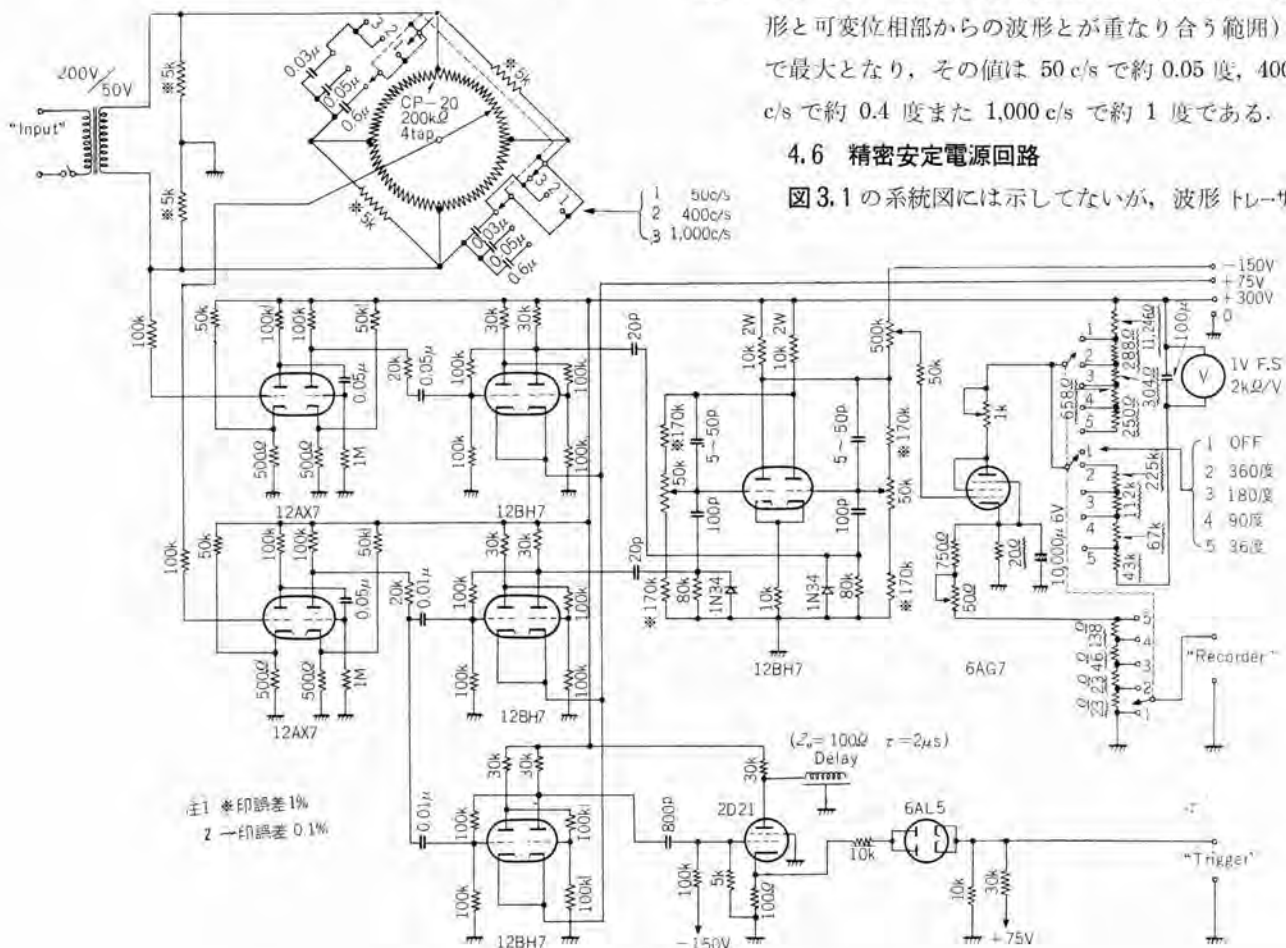


図 4.13 移相器と位相計

Fig. 4.13 Detailed circuit diagram of the phase shifter and phase meter unit.

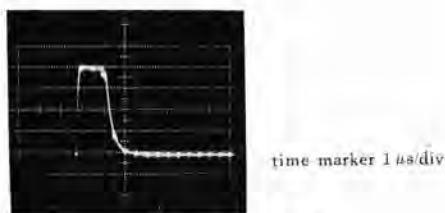


図 4.14 トリガーパルス
Fig. 4.14 Trigger pulse.

に供給する直流電源は非常に高安定度のものを必要とする。一般の定電圧装置においては、標準電圧源として定電圧放電管または電圧標準管を用いているが、これには2~3ボルトの電圧変動が存在し出力電圧を変動させる原因になっている。そこで図3.2の精密安定電源ではこの標準電圧源として電池を用い、出力の軌跡を少なくすることを試みた。

図4.15において出力電圧を E_0 。照合用として用いた電池の電圧を E とすれば、 E_0 を R_1 、 R_2 によって分圧して E に等しくして初段の格子に加える。 E_0 が所定値より上下すれば、その $R_2/(R_1+R_2)$ だけの電圧が格子に加わり、直列制御管の格子を制御してつねに定電圧に維持するように働く。このとき、 E の値が小さいと増幅度を相当必要とすることになるので、ドリフトを押えるためにチョップ安定回路をつけ加えて直流増幅器の安定化を計った。

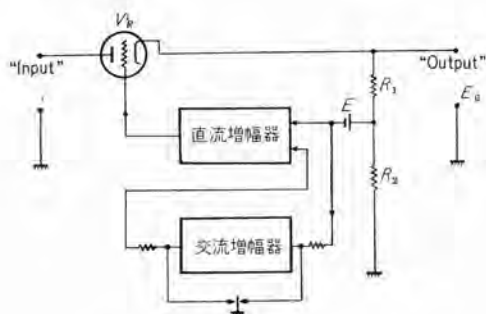


図 4.15 精密電源安定回路
Fig. 4.15 Circuit diagram of the stable power supply unit.

われわれの試作器の場合 E_0 を150Vとし、出力の軌跡は短時間では(ループを描くには十分な時間)10⁻⁵、また出力のリップルは10⁻⁶という結果を得た。

なお図3.2の安定電源は各増幅器・積分器・位相計および精密安定電源に所要の直流電圧を供給するもので、一般に使用されている回路を用いた。

5. 実験結果

以上の各構成回路を測定目的によって適宜組合わせれば、各種波形やヒステリシスループが自動記録できる。これら回路のうち、とくに重要な部分である積分器および波

形トレーサ部の特性と、実際にヒステリシスループを描かせた結果について述べる。

5.1 積分器の特性

4.2項で述べたような広域特性を実現するには、まず結合コンデンサおよび格子漏洩抵抗を大きくすることによって低域の特性を改善し、また陽極に負荷される浮遊容量を少なくし、かつ陽極負荷抵抗の値を小さくすることによって高域での特性を改善すればよい。

このような点を考慮して改良した図4.6の回路では積分回路網の開ループ利得がちょうど40dbになるように R で調整すれば、積分器としての特性は前掲の図4.4および図4.5となる。またこの部分の開ループ時の周波数特性を図5.1に示した。

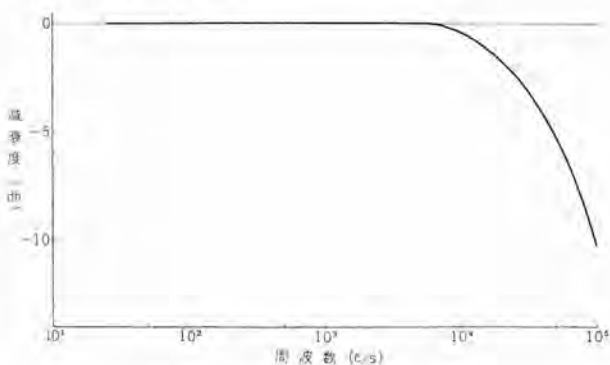


図 5.1 積分増幅器の周波数特性
Fig. 5.1 Frequency characteristic of integrator amplifier.

図4.6の最終段は積分器内での振幅減衰を補うための回路で、積分後の波形の高調波含有率は積分前に比べてずっと減少するため、この部分の高域特性はあまり考えなくてよい。結局回路全体を通じての利得は60 c/s、400 c/s および 1,000 c/s でちょうど20 dbとなるように回路を調整した。

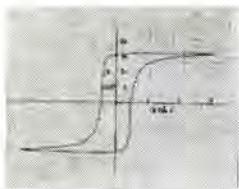
5.2 波形トレーサの特性

波形トレーサ部を安定に動作させるために必要なことは、第一に真空管回路がパルスを実に伝送するよう、適当に設計されたものであるのはもちろんであるが、とくにパルストランスの選択が重要である。

われわれは市販のロッキングオシレータ用のトランスを用いて、ほぼ満足すべき結果を得たが、なおオーバーショットがいくぶんあるので、現在最適条件のものを設計中である。

第二は電源の安定化である。図4.9に示したように、記録計に供給される電位は、直流電圧変動の影響を直接受けるので、これを十分安定化する必要がある。また交流側にPulsiveな変動があれば、これも直接検出・増幅されて回路の機能を乱す。

図4.9のトリガーパルスとして図4.14に示した波形を入れたときの周波数特性は、50~1,000 c/s 間は測定誤差



(a)



(b)

図 5.2 対称 ヒステリシスループ (60 c/s)

Fig. 5.2 Symmetrical hysteresis loop (60 c/s).

(a) recording fluxmeter. (b) cathode-ray B-H tracer.



(a)

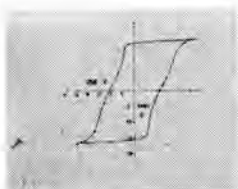


(b)

図 5.4 非対称 ヒステリシスループ (60 c/s)

Fig. 5.4 Unsymmetrical hysteresis loop (60 c/s).

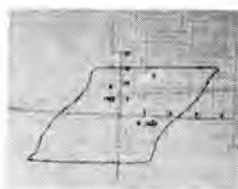
(a) recording fluxmeter. (b) cathode-ray B-H tracer.



(a)



(b)



(c)

図 5.3 対称 ヒステリシスループ (400 c/s)

Fig. 5.3 Symmetrical hysteresis loop (400 c/s)

(a) recording fluxmeter. (b) cathode-ray B-H tracer.

の範囲内でまったく平坦であり、入力部に直流電圧を印加して最小レンジでの入・出力間の直線性を調べたが、 ± 0.5 V の範囲全域について完全な直線性が得られた。

5.3 ヒステリシスループの記録

手もとにあった アームコ 社製方向性 ケイ素鋼帯の巻鉄心 ($0.35 \times 20 \times 60 \phi \times 100 \phi$) に、一次側 100 回、二次側 1 回の巻線を施し、励磁用電源に 30 kVA (60 c/s) ならびに 10 kVA (400 c/s) の電動発電機を用いてヒステリシスループを描かせた。

図 5.2(a) は 60 c/s での対称 ループで、磁束正弦波の状態のものである。また図 5.2(b) は同一試験条件で、ブラウン管上に表示させた写真である。

つぎに図 5.3(a) は同じ試料を 400 c/s で試験したもので、このときにはほぼ磁化力正弦波の状態を実現して描かせた。これも同じく図 5.3(b) にブラウン管上に表示した写真を付した。また図 5.3(c) は磁化力軸の細部がわかるように、同軸を拡大して記録をとったものである。

図 5.4(a) はバイアス磁界をかけた状態で、60 c/s での非対称 ループである。図 5.4(b) には同じくブラウン管上に表示した写真を示した。

なおこの装置の設計にあたって最高測定周波数とした

1,000 c/s でのループは励磁用電源として十分な容量のもので、かつ波形の良いものが手もとになかったので記録させることができなかった。

6. む す び

以上述べたように磁気特性の自動記録装置としては相当満足すべき結果

が得られた。使用する直流電源用の商用電源の電圧ならびにその波形の変動があまり大きくない場合には、装置を動作し始めてから約 30 分たてば、各部はほとんど無調整のままで長時間測定を続けることができる。

しかし、近くで大電力を間欠的に使用している場合の商用電源の電圧安定度は悪く、かつ電源波形もかなりひずむことが多い。そのために装置の安定な操作を乱されることがしばしば生ずる。

また試料を励磁するための交流電源に変動があれば、これはそのまま描かせた結果にあらわれるので、その変動(電圧、波形とも)率は 0.5% 以下におさえる必要がある。

測定装置自体の精度は規準とするものがないので、いまだちに正確に評価することができないが、繰り返してループを描いても正しく同じ個所をトレースしている点からみて、まず 1% 程度には納まっているものと考えられる。なお今後この装置を利用して各種の動特性測定を行なう予定である。

(34-12-3 受付)

参 考 文 献

- (1) E. Kittl: AIEE T. P. 55-454 (1955).
- (2) 野口・須藤:「三菱電機」30, 733 (昭 31).

アナログ-ディジタル変換器

無線機製作所 馬場文夫*・渡辺文明**・石田哲爾**

Analog-Digital Converters

Electronics Works Fumio BABA・Fumiaki WATANABE・Tetsuya ISHIDA

Recent rapid progress in electronics has brought an employment of a digital system instead of the analog system in the treatment, storage and transmission of information, making it necessary to provide a converter turning analog quantities into digital ones. At present there are diversified types of analog to digital converters put to practical use. Mitsubishi has developed an A-D converter which operates on the feedback encoding method with ten channels, converting speed 3,000 pieces of information per second and accuracy 0.1%. The converting speed can be raised to any amount theoretically by shortening the period of the clock pulse, this being one of the aim by the company.

1. ま え が き

最近情報を処理・貯蔵・伝送するにあたり、アナログ方式に代ってディジタル方式が盛んに用いられるようになった。その理由はディジタル方式がアナログ方式に比較して、精度を高くできること、ドリフトなどの要素がないこと、貯蔵・再現が容易であること、伝送する場合雑音に対して強いことなどが考えられるからである。

以上のすう勢にしたがってアナログ情報をディジタル化する交換装置が必要不可欠なものとなり、この装置の研究が盛んに行なわれ、種々の方式が考えられている。

本稿は種々の方式のA-D変換器の一般的な特長につきその概要を記し、続いて当社が最近試作した精度ならびに変換速度の点でもっともすぐれていると考えられているFeedback encoding方式によったA-D変換器について記述した。

2. 各種 A-D 変換器の概要

A-D変換器に関しては種々のものが考えられているが、これを分類すると次の3種類に要約できる。

- Space encoding type
- Time encoding type
- Feedback encoding type

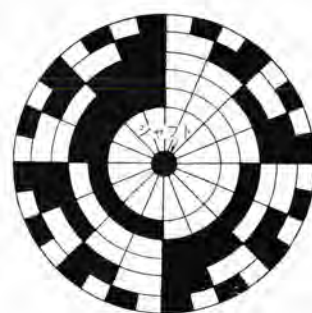
これらはおのおの特長をもっており、その特長をもっとも生かすように使用することが必要である。以下各typeについてその概要を記す。

2.1 Space encoding type A-D 変換器

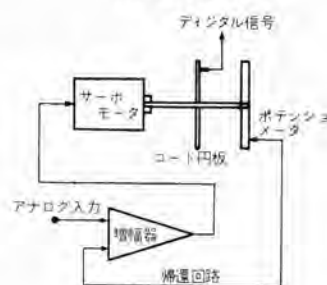
この方法の変換器はもっとも直接的な方法で、図2.1(a)のようなCodeをきざんだ円板を作り、これをブラシ接触または光学的な方法により読みとる方法である。この場合変位角のアナログ量がディジタル化されることになるが、アナログ電圧を変換するときはこの円板にサーボモ

タ、ポテンシオメータを取付け、図2.1(b)のような回路を作って電圧を変位角に直してディジタル化すればよい。

この方法の特長はきわめて小形であり、かつ機械的強度が強いことである。たとえば米国Librascope社で製作している1回転128ビットのもので直径5.08cm、長さ7.62cm程度の大きさである。このものを使用すると1回転をフルスケールとすれば精度は1/128すなわち約0.8%となる。変換速度はシャフト



(a) コード円板



(b) フラック図

図2.1 Space encoding type A-D 変換器の原理

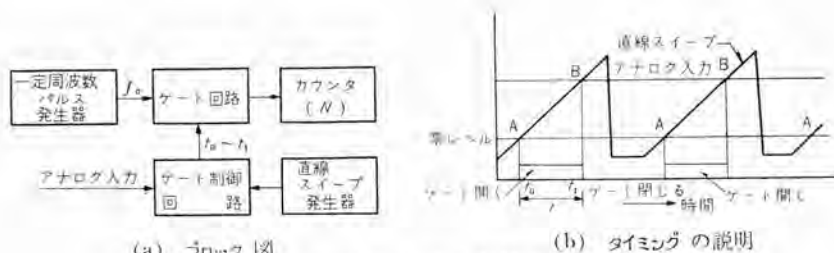
Fig. 2.1 Principle of space encoding type A-D converter.

の回転の慣性などの制約を受けるので最大毎秒10~30回程度が限界となる。1回転のビット数を上げるにはギヤを使用すればよいことになり、 2^{19} すなわち約52万ビットのものもあり広い範囲のディジタル化にも使用できる。

このようなCode板を使用する代りに円板周囲にスロットをきざみブラシ接触、または光学的方法で変位角に比例した数のパルスが発生させ、かつそのパルスが回転方向により正負の弁別回路を設け、可逆計数器を使用して変位角をディジタル化することも可能で、この方法は工作機の数値制御装置の位置検出器として使用されている。

2.2 Time encoding type A-D 変換器

この形のA-D変換器は入力電圧に比例する時間差を



(a) ブロック図 (b) タイミングの説明

図 2.2 Time encoding type A-D 変換器の原理

Fig. 2.2 Principle of time encoding type A-D converter.

作り、これを一定周波数のパルス数に変換してアナログ電圧をディジタル化する方法である。

構成としては図 2.2 (a) のように一定周波数 f_0 のパルス発振器、ゲート回路、ゲート制御回路、カウンタなどからなる。

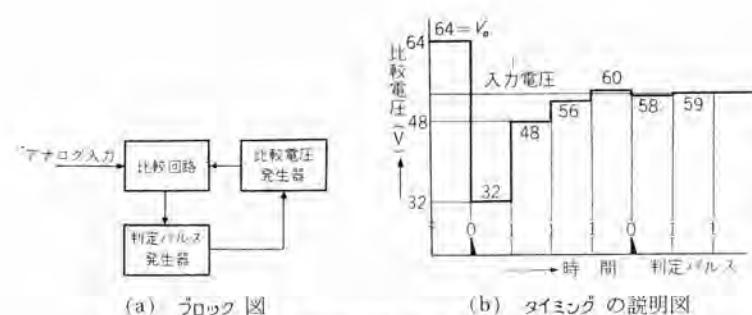
ゲート制御回路は直線スイープ発振器（一般に使用される回路は Phantastaron 回路）の電圧値と零電位およびアナログ入力電圧とが一致したとき、一致パルスを発生し、前のパルスで開いていたゲートを閉じるように制御する。直線スイープの直線性が完全であれば図 2.2 (b) でわかるように入力電圧 V_0 とゲートの開いている時間 t は比例し、 $V_0 = \alpha t$ という関係式が得られる。

したがってカウンタに数えられる数 N は次のようになる。

$$N = tf = f/\alpha V_0$$

α , f は一定であるからアナログ電圧 V_0 はディジタル数 N に変換されたことになる。この場合スイープの直線性が 0.1% 程度が限度であるので、この点で精度が定まり、 N を大きくしても意味がなく、1,000 パルスをフルスケールの程度として使用される。変換速度は N の最大値を N_m とすれば、 N_m/f_0 となり、 f_0 を大にすれば速度が上がることになるがカウンタの速度で制限される。カウンタとしては 10 Mc まで計数するものもあるが、比較的簡単な回路で安定性のあるものとしては 1 Mc が限度であるので、 $N_m = 1,000$ のとき変換速度は 1 m sec/conversion 程度となる。

この方法の特長は比較的簡単な電気回路で測定でき、Space encoding に比して相当早い変換速度が得られる



(a) ブロック図 (b) タイミングの説明図

図 2.3 Feedback encoding type A-D 変換器の原理

Fig. 2.3 Principle of feedback encoding type A-D converter.

ことである。短所としては測定時間間隔が入力電圧により変ることと、変換速度があまり上がらないことである。

2.3 Feedback encoding type A-D 変換器

この方式は前の二つの方法に比較

して、電気回路は複雑になるが変換速度の点で非常にすぐれた特長をもっている。この装置の詳細な説明は次節に記してあるので、その概要だけを記す。

比較電圧発生装置は最大電圧を V_0 とすると、 $1/2 V_0$, $1/2^2 V_0$, $1/2^3 V_0$, ... と半分になる電圧を順次発生している。まず入力アナログ電圧 V_i は V_0 と比較される。もし $V_i > V_0$ ならば比較電圧を $V_0 + 1/2 \times V_0$ に増加させて次の比較をする。もし $V_i < V_0$ ならば判定パルスによって比較電圧 V_0 を消して次の比較は V_0 と $1/2 V_0$ との間でなされる。以下同様な操作をくりかえす。

図 2.3 (b) はこの変換器の一例として入力電圧 $V_i = 59$ V のとき、比較電圧発生装置の電圧が $V_0 = 64$ V で比較し、以下 $1/2 V_0 = 32$ V, $1/2^2 V_0 = 16$ V ... と順次比較する一例を示した。そしてパルスのないとき 1, パルスのあるとき 0 とすれば、0111011 は入力電圧 59 V を 2 進法で Code 化したものである。

この比較は 10 個のパルスで $2^{10} = 1,024$ の数字が Code 化されるから、前に説明した Time encoding 形に比して非常に速度が早く変換できる。パルス周期を $2 \mu \text{sec}$ とすれば $20 \mu \text{sec}$ で変換が可能である。

精度は 2 進数のビット数で定まるが、10 ビット以上とっても比較回路の誤差などの問題のため、0.1% が現在のところ限度と考えられる。

3. Feedback encoding type A-D 変換器

当社が最近試作した Feedback encoding type の A-D 変換器の原理、機能、構造について記す。

3.1 構造ならびにおもなる機能

この装置は高さ 2,350, 幅 650, 奥行 530 の箱体に収容され、その外観を図 3.1 に示す。

この装置のおもな機能は次のとおりである。

変換精度	± 0.1 V (入力 100 V のとき 0.1%)
変換範囲	± 100 V
入力チャンネル数	10
変換速度	30 $\mu \text{s/bit}$ 360 $\mu \text{s/channel}$



(a) 外観

電源 (3) 定電圧回路
ブ ラ ン ク
出 力 回 路
メ イン ディ ス ト リ ビ ュ ータ
制 御 電 源
パ ル ス 発 生 器
コ ン プ レ ー タ ・ 標 準 電 源
チャネルディストリビュータ
人 力 増 幅 器
電 源 (2) 整 流 器
電 源 (1) 変 圧 器

(b) パネル構成図

図 3.1 A-D 変換器外観と構成

Fig. 3.1 Appearance and composition of A-D converter.

入力インピーダンス 1MΩ 以上

出力 符号と2進数 10 ヶタ 計 11 ヶタ

標示 ネオン管の点滅による

3.2 動作の概要

動作を説明するのに必要なパルスをもとめて表3.1にのせる。各パルスは-185Vより正にセリ頭値約35V、パルス幅0.5μsec、出力インピーダンスは負荷によって変るが100Ωから300Ωである。表3.1の各パルスを使って動作の説明に移る。

図3.2はA-D変換器のブロック図であり、入力信号電圧は $V_1, V_2, \dots, V_{10}$ の10個が入力増幅器にはいる。これは10個ともまったく等しい演算増幅器(加算器)であって定電圧 V_A と加算する。入力増幅器出力は $-(V_1 + V_A), -(V_2 + V_A), \dots, -(V_{10} + V_A)$ で表わさ

表 3.1 A-D 変換器で使用される タイミングパルス

パルス名称	駆動方法	周期	用途
クロックパルス (Clock Pulse)	時間基準 30 μ sec 周期の波形	30 μ sec	他のパルス発生タイミング、メインフリップフロップのゲート駆動
シフトパルス (Shift Pulse)	クロックパルスを 1 μ sec 遅延	30 μ sec	メインシフトレジスタのシフト
起動パルス (Start Pulse)	起動ボタンを押す	—	起動時各シフトレジスタを交換開始の状態にする
消去パルス (Reset Pulse)	クロックパルスとメインシフトレジスタ FS_{11} の論理積	360 μ sec	出力回路のデジタル出力を消去する
読込パルス (Readin Pulse)	クロックパルスとメインシフトレジスタ FS_0 の論理積	360 μ sec	メインディストリビュータスイッチフリップフロップの数値を出力回路に読込む
クリアパルス (Clear Pulse)	読込パルスを 1 μ sec 遅延	360 μ sec	スイッチフリップフロップの数値を消し交換開始の状態にする チャネルシフトレジスタをシフトする
デジジョンパルス (Decision Pulse)	コンパレータ比較増幅器出力とクロックパルスの論理積	—	スイッチフリップフロップのリセットするゲートの駆動

れる。この電圧は入力いかににかかわらずつねに正になるよう設計されていて、つぎのチャネルディストリビュータにはいり、チャネルスイッチ $C_1, C_2, \dots, C_{10}$ に達する。この電子管スイッチはチャネルシフトレジスタの操作によりつねに一つだけ開き、他は必ず閉じられている。クリアパルスによりシフトレジスタを順々にシフトして行き、開いているスイッチを変換が終わるたびに次に移して行く。いまクリアパルスがシフトレジスタにはいりスイッチ C_1 が開いたとする。入力増幅器よりはいった信号 $-(V_1 + V_A)$ だけ C_1 を通過してコンパレータに信号電流 I_1 を流す。この I_1 は $-(V_1 + V_A)$ に比例する電流である。コンパレータからは電流 I_m がメインディストリビュータへ流入し、クリアパルスで開いた電子管スイッチ S_1 を通過して R_1 に一定電流を流す。また S_1 以外のスイッチはやはりクリアパルスで全部閉じてしまい、電流は流さない。コンパレータではこの流入する電流 I_1 と流出する電流 I_m の差を補給する回路を持った増幅器 A_c があって、 $I_1 > I_m$ なら A_c の出力電圧 V_c は負に、 $I_1 < I_m$ なら、 V_c は正になる。この V_c が正ならばパルスゲートPGを開く。開いた状態のときクロックパルスがPGにはいってくると、ゲートを通過してデジジョンパルスを発生させる。いい換えれば $I_1 > I_m$ ならデジジョンパルスを出し、 $I_1 < I_m$ なら出さない。

デジジョンパルスはそのままメインディストリビュータのゲート回路に加えられる。このゲートはこのほかにメインシフトレジスタFSからの条件も加えられる。クリアパルスが FS_0 セットのとき出たので現在は FS_1 がセットされて、 G_1 が開いている。ここにデジジョンパルスが加われば FG_1 はリセットされ、その結果 S_1 も閉じ、 I_1 は流れを止められる。デジジョンパルスが無

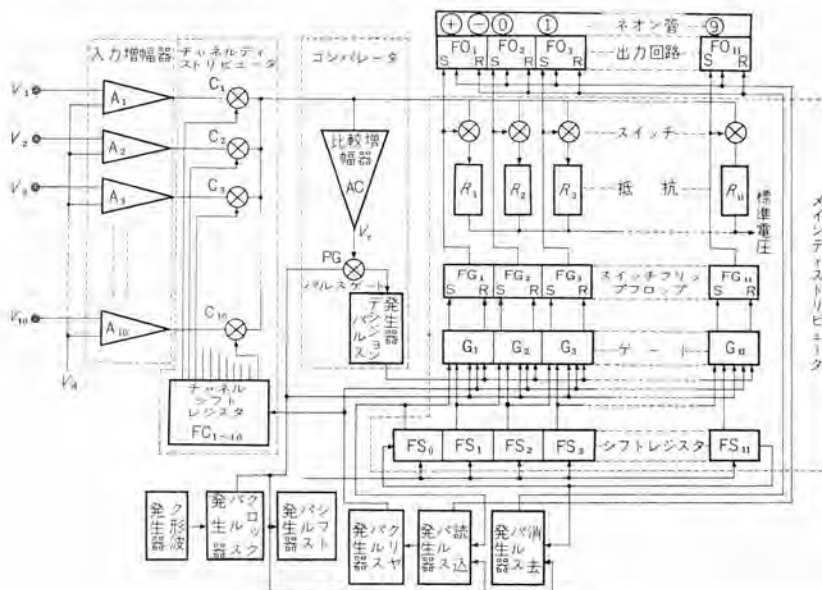


図 3.2 A-D 変換器 ブロック図

Fig. 3.2 Block diagram of A-D converter.

ければ FG_1 はセットのままなので S_1 は開いたままの状態に保たれ、 I_1 は流れたままである。クロックパルスはデジジョンパルスの有無にかかわらず FG_2 をセットして S_2 を開き、定電流 I_2 を R_2 に流入させる。1 μ sec 後にシフトパルスが FS_1 をリセット、 FS_2 をセットする。これで符号項の変換は終り次の項 2^0 に移る。

$I_2 = I_1/2$ の関係があり、流入する電流は

$$I_m' = s_1 I_1 + I_2$$

である。ただし s_1 はデジジョンパルスがあれば 0、なければ 1 である。

この I_m' と I_1 を比較して前の I_m と同様の操作を行なっていく。このようにして次は $I_3 = I_2/2$, $I_4 = I_3/2$, ... と順次前の半分の電流のスイッチを開いては I_1 と比較して次第に I_1 と同じ I_m にしていく。最後のスイッチ S_{11} の条件が決まったとき、 I_m は次の式で示される。

$$\begin{aligned} I_m &= s_1 I_1 + s_2 I_2 + \dots + s_{11} I_{11} \\ &= s_1 2^{10} I_1 + s_2 2^9 I_1 + \dots + s_{11} 2^0 I_1 \\ &= (2^{10} s_1 + 2^9 s_2 + \dots + 2^0 s_{11}) I_1 \approx I_1 \end{aligned}$$

ただし $s_n (n=1, 2, \dots, 11)$ は S_n が開いたままのものを 1、デジジョンパルスで閉じられたものを 0 とする。

$\bar{S}_n$ の数値は FG_n のセットの項 0、リセット 項 1 で表わされ、入力電圧をディジタルで表示したものである。つぎのチャンネルの変換を始める前に FG の内容を出力回路に移さなければならない。 FS_{11} のときクロックパルスと同期して消去パルスを出し出力回路をからにしてあるので、 $\bar{S}_n$ の数値を読み込みパルスにより並列に出力回路に移す。1 μ sec 後にクリアパルスで FG_1 をセット 他を全部リセットすると同時にチャンネルシフトレジスタを一つシフトし、つぎのチャンネルの変換を前と同様に始める。

3.3 各部の説明

(1) 入力増幅器

入力増幅器は図 3.3 に示す回路を一つのパッケージに組込んだもので、まったく同一のもの 10 個を各チャンネルに対応させている。

増幅器の開回路総合利得を G とすれば出力電圧 V_{out} と入力電圧 V_{in} の関係式は

$$V_{out} = \frac{-R_B/R_I V_{in} + 112.4}{1 - K/G}$$

となる。ただし K は R_B, R_I, R_A , 抵抗分圧器のインピーダンスによって定まる定数で、約 2 である。

したがって R_B, R_I を適当な比に選べば種々の入力電圧範囲に分けて切換えが可能となるが、この装置では R_B, R_I とともに 1 M Ω に選んである。 $V_{out} = -V_{in} + 112.4$ の関係の出力が理想の出力である。これと入出力電圧関係式と比べると誤差は $R_B, R_I, K/G$ によって生じる。

R_B, R_I は精密巻線抵抗を使ってさしつかえない範囲に抵抗値をおさえてあるので問題ない。つぎに K/G を 1/2,000 より小さくすればよい。増幅器の開回路利得を 4,000 以上 (72 db 以上) にすればよい。測定によるとチョップ増幅器の利得を

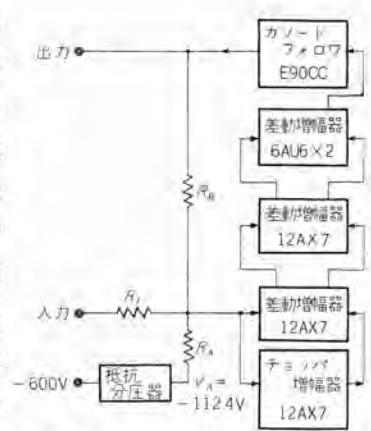


図 3.3 入力増幅器ブロック図
Fig. 3.3 Block diagram of input amplifier.

考えないでも 88 db の利得があるので誤差は生じない。出力電圧は 10 V から 210 V の範囲にあり、この範囲で増幅器の利得はほとんど変わらないので直線性も十分である。

周波数特性は後に述べるコンパレータの動作から忠実に伝送する必要のある周波数は 2.8 c/s で十分である。これ以上の周波数ではコンパレータの変換精度が低下するので利得が下がってもさしつかえないので問題はない。

(2) チャンネルディストリビュータ

入力チャンネルをクリアパルスで切換えて、入力増幅器の出力をコンパレータへ順に送る回路である。このため、チャンネルディストリビュータはクリアパルスでシフトするフリップフロップ 10 個を環状に並べたシフトレジスタと、各フリップフロップのセット側出力により駆動されるスイッチ回路から成る。シフトレジスタ出力はセット時 -145 V、リセット時 -185 V である。特定の 1 チャンネルだけ変換を行なうときにはシフトレジスタを止めることができる。この出力信号は図 3.4 の双三極管 T_1 のグリッドに加えられる。 T_2 のグリッドには -165 V がつねに加えられている。入力が -145 V のとき T_1 は導通 カソード K の電圧もほぼ -145 V となり T_2 はカットオフの状態となり、陽極 P の電位は正になる。コンパレータへの出力 B はほぼアース電位なので入力増幅器からの電流は全部出力へ流れる。

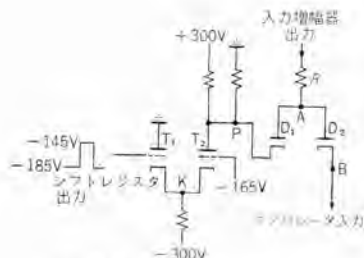


図 3.4 チャンネルディストリビュータスイッチ回路
Fig. 3.4 Switching circuit in channel distributor.

またシフトレジスタからの信号が -185 V のときは T_2 が導通状態となり、陽極電位は負となり入力電流は全部 D_1 を流れ、 D_2 はカットオフされる。このようなスイッチ機構を通して D_1 を流れる電流は入力

表 3.2 メインディストリビュータスイッチ 電流の測定結果

スイッチ番号	指示ケタ	理論電流値 A (μ A)	測定電流値 B (μ A)	誤差 B-A (μ A)
S ₁	±	4,096	4,096.0	—
S ₂	2 ⁰	2,048	2,048.0	—
S ₃	2 ⁻¹	1,024	1,024.9	+0.9
S ₄	2 ⁻²	512	513.6	+1.6
S ₅	2 ⁻³	256	255.4	-0.6
S ₆	2 ⁻⁴	128	128.2	+0.2
S ₇	2 ⁻⁵	64	62.8	-1.2
S ₈	2 ⁻⁶	32	31.3	-0.7
S ₉	2 ⁻⁷	16	15.1	-0.9
S ₁₀	2 ⁻⁸	8	7.4	-0.6
S ₁₁	2 ⁻⁹	4	4.1	+0.1

B-A の許容偏差は各ケタとも等しく $\pm 2\mu$ A である。

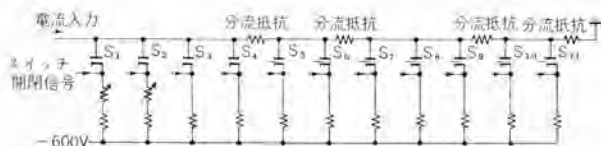


図 3.5 メインディストリビュータスイッチ 回路図

Fig. 3.5 Switching circuits in main distributor.

増幅器出力電圧に完全に比例した電流（偏差 0.1%）でなければならない。このため二極管 D₂ は 5 本の二極管を並列に使うて内部抵抗を減らすとともに、真空管のパツキによる誤差を軽減させた。入力電圧 10 V のとき 0.4 mA、200 V のとき 8 mA の電流が コンパレータ に流入する。

(3) メインディストリビュータ と出力回路

メインディストリビュータ は チャネルディストリビュータ と類似している。フリップフロップ 11 個を環状につないだ シフトレジスタは シフトパルス でシフト する以外まったく等しい。このシフトレジスタセット の出力信号は スイッチ 回路を駆動する点も等しいが、ここの スイッチ 回路は前節で示したように、デジジョンパルス がなければ変換終了まであけておかなければならないのでフリップフロップ を使っている。スイッチ を流れる電流 $I_1, I_2, \dots, I_{11}$ は入力のいかにかわらず一定であるので偏差内に納まるように $R_1, R_2, \dots, R_{11}$ を選ばばよい。表 3.2 に示すように最少電流 4μ A の半分以下

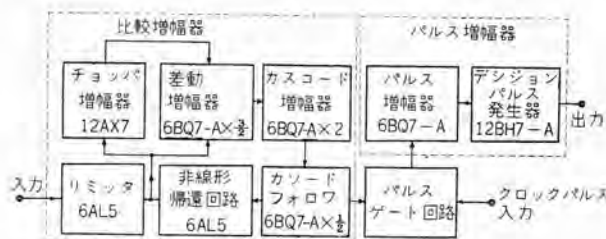


図 3.6 コンパレータブロック 図

Fig. 3.6 Block diagram of comparator.

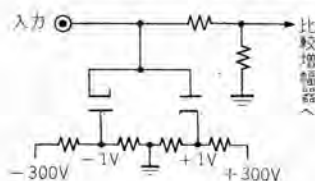


図 3.7 リミッタ

Fig. 3.7 Limiter.

上の増減が各 スイッチ 電流に生じれば最終 ケタに誤差を生じる。このため I_1, I_2 は非常に精密な調整が要求され。図 3.5 に示すように可変抵抗で二極管の内部抵抗を補償した。 I_3, I_4 は精密抵抗を使えば二極管の内部抵抗は無視できるので電流を測定し許容範囲にあることを確かめた。 I_5 以下の電流は少ないので抵抗で分流して電流を増したが、入力電流は表 3.1 に示す値に保たれている。

変換が終了して出力回路に読込まれた数値は、現在、他の装置に接続されないので一応 フリップフロップ の内容が視察できるよう ネオン 管標示装置が付けられている。普通は変換の読込み、消去とともに点滅するが、手動の スイッチ を保持に倒したとき、両 パルス をゲートで阻止して標示を止めておくことができる。

(4) コンパレータ

三つの部分に分れ、比較増幅器、ゲート 回路、パルス 増幅器から成る。この ブロック 図を図 3.6 に示す。

比較増幅器入力には チャネルディストリビュータ 出力電流が流入し、メインディストリビュータスイッチ 電流が流出し、その差を リミッタ が供給するとともに、流入、流出の判定を図 3.7 のように バイアス をかけた二極管により行ない、流入するときと流出するときで差動増幅器に加わる電圧は反転する。入力電流は最大 4 mA になっても リミッタ があるため出力は 3.5 V 以下に押えられるが、電流差がほとんどなく判別できる最小値 4μ A のときにも カソード フォロウ 出力は 0.3 V を必要とする。これは次段の パルス ゲート 回路を開閉するためである。このため リミッタ は開放し高抵抗を通して信号電流を流し、抵抗による電圧降下を増加させる。比較増幅器の利得は大きくなければな

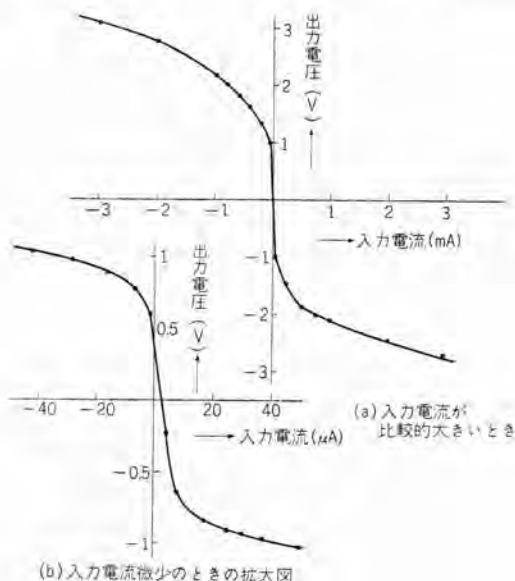


図 3.8 コンパレータ 比較増幅器入出力特性

Fig. 3.8 Input-output characteristics of decision amplifier in comparator.

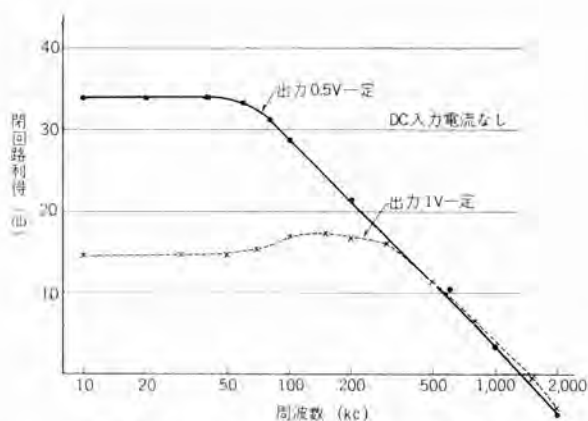


図 3.9 コンパレータ 比較増幅器周波数特性
Fig. 3.9 Frequency characteristics of decision amplifier in comparator

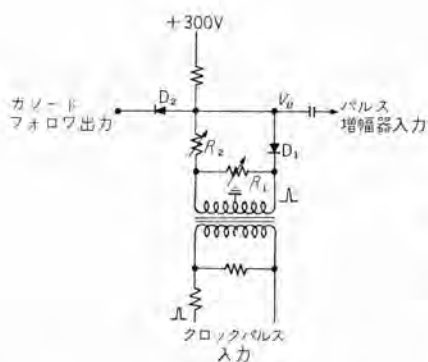


図 3.10 パルス
ゲート回路
Fig. 3.10
Pulsed gate
circuit.

らない。出力をなるべく一定にするため二極管を使った非線形帰還回路を使ってある。出力電圧が小さく1V以下のときは帰還を少なく、1V以上になったとき大きな帰還がかかる。入力電流・出力電圧特性曲線を図3.8に示す。比較増幅器はパルスゲートにはいる雑音を小さくするためカスコード増幅器を採用し、ヒータは直流点火にして

ある。また メインスイッチ 電流が切換わったとき起る電流の急変に応動するため広帯域の増幅が要求される。比較増幅器の周波数特性は図 3.9 に示す。

パルスゲート回路は比較増幅器出力電圧が 0.3 V のときゲートする必要があるため、クロックパルス をセツ頭値 0.3 V におとし、**図 3.10** のように ヘライトコア 一次巻線に加える。巻線比は $1:1$ 、二次巻線に発生したセツ頭値約 0.3 V のパルス は ゲルマニウムダイオード D_1 で阻止される。もし D_1 に電流が流れていればパルス 電圧だけ V_D の電位があがり、それが パルス 増幅器で増幅され デジションパルス を発生する。 D_1 に電流が流れるときは比較増幅器出力が正のときで、このとき デジションパルス を発生する。比較増幅器出力が負の際は、 $+300\text{ V}$ から電流は D_2 を経て流れ、 D_1 は逆電圧がかかり、パルス がはいっても V_D は影響を受けない。可変抵抗 R_1, R_2 は ダイオード の順方向と逆方向の抵抗を補償するためであり、パルスの漏洩による誤動作を防いでいる。

パルス増幅器は雑音をクリップする回路を持った交流増幅器で、ピーク値 0.2 V のパルスを 30 V まで増幅して、ブロッキング発振器を駆動する。

4. む す び

この変換器の変換速度は、クロックパルス の周期を短くすれば理論上いくらでも上がる。今後変換速度を上げる努力をするとともに、最近各方面に A-D 変換器が活用され、さらに需要は急激に増加する傾向なので、各用途に応じたいろいろの形式の A-D 変換器を製作し要望に応じたいと思っている。

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
新 案	電磁継電器	34-7-27	497730	西山 賢 明	姫 路
"	接触変流機	"	497731	中村 幸雄	伊 丹
"	起立形電力可溶器	"	497732	岩崎 行夫・太田 忍	"
特 許	接触指片	34-8- 7	253408	武 藤 正・松尾昭二	福 山
"	埋込機器の取付装置	"	253409	立石 俊夫	神 戸
"	避雷器用放電間げき装置	"	253444	佐藤 五郎	研 究 所
"	電柱調整器起動用継電器	34-8-17	253739	森 健・天野 恒	神 戸
新 案	扇風機保護ツフ	34-8-20	499324	久米富士・曾我武夫	中津川
"	世列運転せるブレーツ 結線電気弁装置の失弧 警報表示装置	34-8-26	499550	加藤 又彦	伊 丹
"	回路シタ断器	"	499551	瀬 良 務	福 山
"	半導体整流器冷却装置	"	499552	加藤 又彦	伊 丹
"	回転軸の給油装置	"	499553	柘植 恵	中津川
"	接触変流器	"	499554	岡 久雄	研 究 所
"	機関始動装置	"	499555	駒田時寿	姫 路

高 速 度 電 磁 接 点

研 究 所 岡 久 雄*

High Speed Electromagnetic Contacts

Research Laboratory Hisao OKA

In general the design of electromagnetic devices involves problem on many interrelated factors of magnetic, electric and mechanical systems. Particularly in the magnetic system the flux distribution and magnetic saturation are the problems hard to represent by mathematical formular. This makes the design of the apparatus difficult according to mathematical analysis, only experience and skill on the part of designers being a solution to highly efficient devices. With this difficulty in mind, the writer discusses magnetic contacts of high operating speed based on mathematical analysis as much as possible without resorting to experience only, giving a few examples of manufacture to manifest efficacy of careful consideration on this matter.

1. ま え が き

一般に電磁装置の設計は磁気系、電気系および機械系の多数の因子が相互に関連し合う問題であり、とくに磁気系における磁束分布および磁気飽和というものが容易に数式的表現にのりにくいものであるため、この装置の設計を数式的解析によって行なうことはかなり困難なことである。

したがって従来は経験的な手順に基礎をおいた設計によるものが多く、その装置の効率はおもに設計者の技術の程度によっていた。

本紙ではとくに作動速度の大きい電磁接点について論ずるが、できるだけ経験的な要素を排し、数式的解析が行なわれるように努めた。

なお、ここで求めた解析に従って設計を実施した2, 3の高速度電磁接点の製作例についても簡単に紹介する。

2. 設計の基本問題

高速度電磁装置の設計にあたっては、装置の作動責務を完全に果しながらもっとも作動速度の大なる構造としなければならない。接点負荷の場合、作動責務とは可動接点が接点閉接に必要な距離を移動し、かつ閉接後は所要接触圧力でもって接点を必要時間以上完全に閉接保持することである。

このような作動責務を果しながらもっとも作動速度を大とするためには次の諸点にまず着目しなければならない。

- (1) 作動形式
- (2) 電磁石および接極子の形状
- (3) 電磁石電源

(4) 接点閉接時の踊り

2.1 作動形式

電磁装置の作動形式を大別すると便宜上磁化駆動形と消磁駆動形とに分けられる。

磁化駆動形とは常時は電磁石は磁化されておらず、電磁石 コイル になんらかの入力があって初めて電磁石に吸引力を生じ接極子 (armature) を駆動するものをいい、消磁駆動形とは常時は永久磁石または保持電流によって電磁石は磁化されており、接極子を吸引して所定の位置にあらしめるが、なんらかの入力があればそれまでの磁束は打消され、電磁石の吸引力が減るため、それに反抗する力たとえばバネの反抗力などによって接極子が、電磁石の吸引力と反対方向に駆動されるものをいう。

いま可動部の運動方向を x とし、可動部を x 方向に加速する力を f_x (Newton) とすると、

磁化駆動形では

$$f_x = f_m = -\frac{1}{2} \frac{\partial \mathcal{R}_g}{\partial x} \phi_g^2(x, t) \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし $\mathcal{R}_g$: 電磁石の磁極と接極子との間の磁気抵抗 (AT/Wb)

ϕ_g : 電磁石の磁極と接極子との間の磁束 (Wb)

また消磁駆動形では

$$f_x = f_s(x) - f_m = f_s(x) + \frac{1}{2} \frac{\partial \mathcal{R}_g}{\partial x} \phi_g^2(x, t) \dots \dots \dots (2.2)$$

ただし $f_s(x)$: バネなどの反抗力 (Newton)

$\partial \mathcal{R}_g / \partial x$ は電磁石の磁極と接極子の形状および相対位置によって定まるものであるので作動形式の選定に際してはおもに $\phi_g(x, t)$ について論じなければならない。

$$\phi_g(x, t) = \frac{N \cdot i_m(t)}{\mathcal{R}'(x)} \dots \dots \dots (2.3)$$

ただし N : 電磁石入力 コイル の巻数

i_m : 電磁石入力 コイル の励磁電流 (A)

$\mathcal{R}'$: 電磁石入力 コイル より見た ϕ_0 に対する
磁気抵抗 (AT/Wb)

であるから、作動速度のおそいすなわち電流の立上りが問題をしないような電磁装置では ϕ_0 は x だけの関数として取扱ってよい。しかし高速度形の電磁装置では $i_m(t)$ がきわめて重要な意味をもつ。

一般に $\partial\phi_0/\partial t$ を大とすることにより電磁装置の作動速度を大とすることができるが、とくに磁化駆動形では $\partial i_m/\partial t$ を大とすることにより、また消磁駆動形では $-\partial\mathcal{R}'/\partial x$ を大とすることによって作動速度を高めることが期待できる。

磁化駆動形と消磁駆動形との優劣は一概には論じられないが、概して接点間げき（いいかえれば接極子の移動距離）の大なる場合は消磁駆動形のほうが有利となる。このことについては3章に詳述してある。

2.2 電磁石および接極子の形状

電磁石および接極子の形状でとくに考慮すべき点はおもに漏洩磁束、磁気飽和およびうず流である。

まず電磁石の磁束分布を巨視的に考えるならば図 2.1 に示すような等価回路で示すことができる。

したがって

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_c + \frac{\mathcal{R}_l(\mathcal{R}_a + \mathcal{R}_g)}{\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_a + \mathcal{R}_l} \quad (2.4)$$

$$\phi_0 = NI/\mathcal{R} \quad (2.5)$$

$$\phi_0 = \phi_c \frac{\mathcal{R}_l}{\mathcal{R}_l + \mathcal{R}_g + \mathcal{R}_a} = \frac{NI\mathcal{R}_l}{\mathcal{R}_l(\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_a + \mathcal{R}_l) + \mathcal{R}_l(\mathcal{R}_a + \mathcal{R}_g)} \\ = NI/\mathcal{R}' \quad (2.6)$$

$$\therefore \mathcal{R}' = \frac{\mathcal{R}_c(\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_a + \mathcal{R}_l) + \mathcal{R}_l(\mathcal{R}_a + \mathcal{R}_g)}{\mathcal{R}_l} \\ = \mathcal{R} \frac{\mathcal{R}_g + \mathcal{R}_a + \mathcal{R}_l}{\mathcal{R}_l} \quad (2.7)$$

漏洩磁束 ϕ_l に対する磁気抵抗 $\mathcal{R}_l$ を大とし、 ϕ_l をできるだけ小とするためには、まず電磁石コイルを許される限り磁極と接極子との間げきに近づけることである。たとえば図 2.2 の (a) と (b) とでは作動速度にきわ

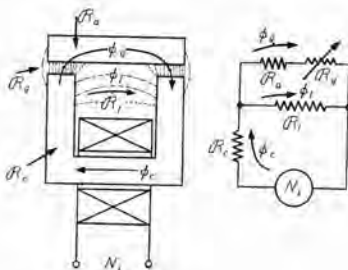


図 2.1 磁束分布の等価回路
Fig. 2.1 Equivalent circuit for magnetic flux distribution.

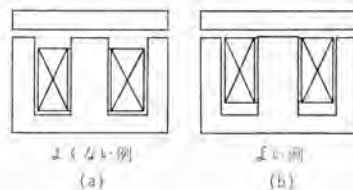


図 2.2 電磁石コイルの位置の良否
Fig. 2.2 Proper or improper position of electromagnetic coil.

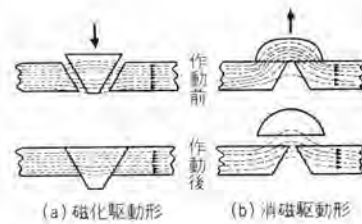
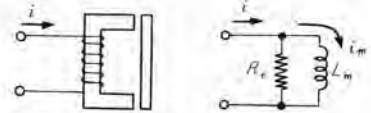


図 2.3 作動形式の差による接極子の形の例
Fig. 2.3 Examples of the shape of contacts depending on the operating method.

図 2.4 うず流の存在を示す等価回路
Fig. 2.4 Equivalent circuit showing the existence of eddy current.



めて大きな開きがある。ある実験においてはコイルの位置を数 mm 移動することによって、作動時間を数倍短縮することができた。

つぎに作動形式の差による電磁石の構造のちがいとしては、磁化駆動形では始めから終わりまで漏洩磁束が少なく誘起磁束の大部分が有効に磁極間げきに作用することが好ましいため、図 2.3 (a) のような構造とするが、消磁駆動形では、運動開始前には漏洩磁束はできるだけ少なくするが、接極子がわずかでも磁極より離れればただちに漏洩磁束が増大し磁極間げきの磁束が減る構造すなわち前述の $-\partial\mathcal{R}'/\partial x$ の大きいものがよく、たとえば図 2.3 (b) のような構造とする。

直流電磁石ではうず流の影響をあまり問題としないが、作動を高速度化するためにはうず流による影響は決して無視できない。うず流の存在は電磁石に有効な磁束を与える励磁電流に分路抵抗をつないだ形となり、 $\partial i_m/\partial t$ を、したがって $\partial\phi_0/\partial t$ を小さくする。なお電磁接点の作動特性に対するうず流の影響については第4章で詳述するが、結果的な形で示すならば、図 2.4 の等価回路で示される。 R_e はうず流を許す等価分路抵抗（またはアドミタンス）であり、 i_m が実際 ϕ_0 を作るのに有効な電流成分と考えてよい。

2.3 電磁石電源

高速度電磁接点の電源としてとくに考慮を払うべきことは、入力コイルに流れる励磁電流成分 i_m （または消磁電流成分 i_{am} ）の時間的变化 di_m/dt （または di_{am}/dt ）をできるだけ大きくとりうるようにすることである。ただ

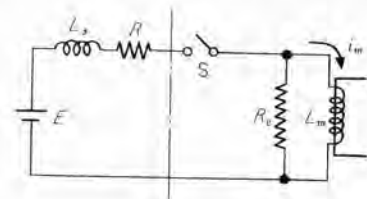


図 2.5 磁化駆動形の電磁石付勢回路
Fig. 2.5 Exciting circuit for electromagnet of magnetizing drive type.

し後にも述べるが、接点閉接時の接点の踊り(chattering)を抑制するためには、接点閉接時より若干おくれて i_m (または i_{dm}) が最高値に達することが望ましい。

いま簡単のため磁気抵抗 $\mathcal{R}$ を一定として考えると、電磁石の等価 インダクタンス L_m は

$$L_m = N^2 / \mathcal{R} \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

で表わされる。

したがって図 2.5 の回路において $t=0$ でスイッチ S を閉じたときの電磁石の励磁電流 i_m は

$$i_m = \frac{E}{R} \left[1 - \exp \left\{ - \frac{R}{L_s + L_m \left(1 + \frac{R}{R_e} \right)} t \right\} \right] \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

となる。実際には接極子の運動によって $\mathcal{R}$ が変化し、したがってそのために誘起する反抗起電力が コイル 両端に加わるため i_m はさらに複雑な形となる。さてこの i_m によって誘起される磁束 ϕ_θ は

$$\begin{aligned} \phi_\theta &= \frac{N i_m}{\mathcal{R}'} = \frac{NE}{\mathcal{R}' R} \left[1 - \exp \left\{ - \frac{R}{L_s + L_m \left(1 + \frac{R}{R_e} \right)} t \right\} \right] \\ &= \phi_\theta \left[1 - \exp \left\{ - \frac{R}{L_s + L_m \left(1 + \frac{R}{R_e} \right)} t \right\} \right] \quad \dots\dots\dots (2.10) \end{aligned}$$

ただし $\phi_\theta = NE / \mathcal{R}' R$

いま磁束の最終値 ϕ_θ および電源電圧 E を一定とすると

$$\frac{\partial(d\phi_\theta/dt)}{\partial N} = 0$$

より

$$L_s = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \left(1 + \frac{2R}{R_e} \right) \quad \dots\dots\dots (2.11)$$

のとき $d\phi_\theta/dt$ は最大となる。さらに $2R/R_e \ll 1$ のときは

$$L_s = N^2 / \mathcal{R} \quad \dots\dots\dots (2.12)$$

のとき $d\phi_\theta/dt$ は最大となる。このことは ϕ_θ および E が一定ならば電源側の インダクタンス と電磁石の等価 インダクタンス が整合したとき ϕ_θ の立上がり最大となることを意味する。

消磁駆動形ではさらに保持電流回路(または永久磁石)のインピーダンスが、電磁石の消磁電流 i_{dm} に対し分路アドミタンスの形でつながるので $-d\phi_\theta/dt$ を大とするためにはそのインピーダンスをできるだけ大きくとる必要がある。図 2.6 参照のこと。

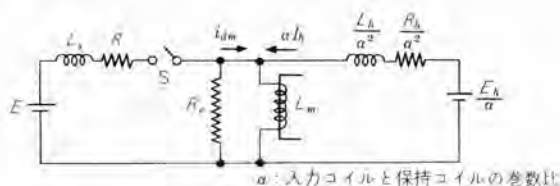


図 2.6 消磁駆動形の電磁石付勢回路
Fig. 2.6 Exciting circuit for electromagnet of demagnetizing drive type.

2.4 接点閉接時の踊り抑制

高速度電磁接点とくに大電流を流す接点では、接点閉接時の踊り(chattering)を抑制することが重要な問題の一つである。いかに大きな力で可動部を加速して急速に接点を閉接しても、接点閉接時に接点が踊って一時的にせよふたたび接点が開くことがあれば、高速度接点の機能を低下させるばかりでなく、接点の寿命をいちじるしく縮めるからである。

まず接点閉接時の接点踊りの力学的考察より次の定理を得る。

「有限なるバネ常数をもつ弾性壁に力 F を受ける質量が衝突し、壁のおよぼす力 F_c のため時間 $t=0$ で質量の速度 v が 0 となったとする。この質量が chattering を起さないための十分条件は

$$\left. \begin{aligned} [F + F_c]_{t=0} &= 0 \\ \left[\frac{dF}{dt} \right]_{t=0} &\geq 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

ここで F はその第一次微係数まで連続である」

証明、 $t=0$ で $v=0$ となった後 $F(t) \geq -F_c(0)$ であるから質量は $t=0$ となった点よりさらに押しこまれるような状態になる。したがって chattering は起らない。

実際の電磁接点でこのような踊りのまったく起らない状態で閉接を行なわせることは、励磁電流 i_m (または i_{dm}) の時間的变化の形を工夫することによって実現することができるが、具体的に i_m の時間的变化を複雑な形とすることは困難であるのでわれわれは $i_m = kt$ という形のもので上記のようなまたはそれに近いような状態が得られるかどうかを調べた。

磁化駆動形の接点の運動をアナコムによって解析した結果では(解析方法については付録参照のこと)、 $i_m = kt$ ならば k が大であるほど作動時間も速く、接点閉接時の踊りもわずかである。しかし i_m が一定値 I_s に達した後は i_m は一定であるとするならば、接点閉接が i_m の

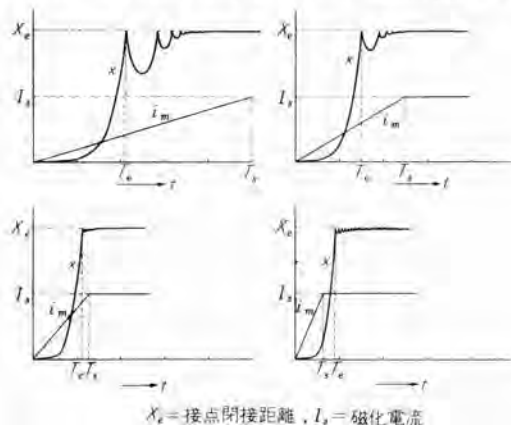


図 2.7 アナコムによる電磁接点閉接時踊りの解析結果
Fig. 2.7 Analysis of chattering of magnetic contacts in closing by means of analog computer.

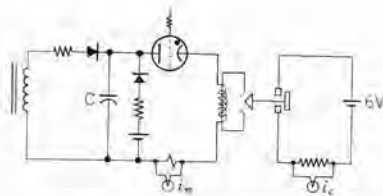


図 2.8 電磁接点踊りの試験回路
Fig. 2.8 Testing circuit of chattering of magnetic contacts.

上昇過程に行なわれれば踊りはすみやかに減衰されるが $i_m = I_s$ に達した後に接点が閉接するときは踊りはなかなか減衰しない。このことは先に述べた定理からもうなづけることである。図 2.7 はアナコムで得られた i_m および可動接点の運動 (x) の時間的变化の一例である。

つぎに実際の電磁接点 (連続電流容量約 1,700 A) について図 2.8 のような付勢回路で電磁石を励磁するときコンデンサ C の容量だけを変化させて接点閉接の状況を調べた結果は図 2.9 のようになった。この結果よりも接点閉接は電流 i_m の上昇過程にあることが踊り抑止のために必要であることがわかる。ただしアナコムの解析および上記実験のいずれの場合も ϕ_g は飽和していない。

以上の考察および実験結果より高速度電磁接点設計の条件として、接点閉接は可動部を加速する力が増加する途中で行なわせることとした。⁽⁴⁾

3. 電磁接点の運動の近似解

いま接極子と可動接点とは固定されともにバネ常数 S なるバネによって支持されているものとする。また接極子は x 方向にだけ運動するものとすれば、一般に接極子の運動方程式は次式によって表わされる。

$$f_x = Sx + r \frac{dx}{dt} + m_e \frac{d^2x}{dt^2} \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

ここで S : 接極子を支持するバネのバネ常数 (Newton/m)

r : 気体抗抗 (Newton/m/sec)

m_e : 可動部全体の等価質量 (kg), バネの質量の一部がこの等価質量に加わる。

しかし式 (3.1) の第 2 項は一般に小さいからこれを省略すると

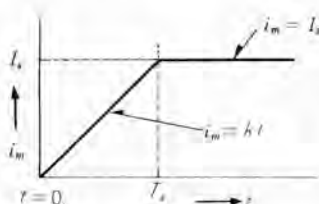


図 3.1 近似計算に用いた i_m の形
Fig. 3.1 Form of i_m used in the analogous computation.

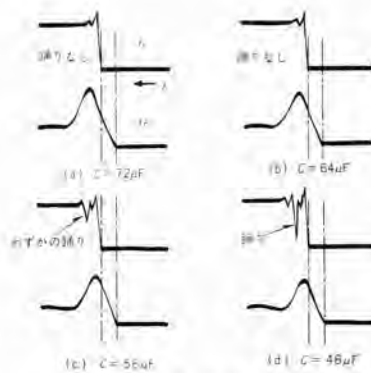


図 2.9 図 2.8 の試験結果を示す波形
Fig. 2.9 Oscillograms of waveforms showing test results.

$$f_x = Sx + m_e \frac{d^2x}{dt^2} \quad \dots (3.2)$$

となる。

さて近似解の条件として $\phi_g(x)$ および $\phi_g'(x)$ をそれぞれ一定と考え、接極子運動開始前のものをそれぞれ ϕ_{g1} , ϕ_{g1}' , 運動完了後のものをそれぞれ ϕ_{g2} , ϕ_{g2}' とする。しかして接極子の運動に対しては初期加速力がもっとも支配的であるので、接極子運動中は ϕ_{g1} , ϕ_{g1}' をもって代表させる。また ϕ_g を変化させる電流成分 i_m (または i_{dm}) を図

3.1 のように二つの折線で考え、 $t=0$ より i_m (または i_{dm}) が飽和値 I_s に達する時刻 $t=T_s$ までは

$$i_m = kt \quad (\text{または } i_{dm} = kt) \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

T_s 以後は $i_m = I_s$ (または $i_{dm} = I_s$) とおいて考える。

3.1 磁化駆動形の運動近似解

式 (2.1) および式 (3.2) より次のようになる。

$$f_x = f_m = -\frac{1}{2} \frac{\partial \phi_g}{\partial x} \phi_g^2 = Sx + m_e \frac{d^2x}{dt^2} \quad \dots (3.3)$$

また電磁石の構造を図 3.2 のようであるとすると

$$\frac{\partial \phi_g}{\partial x} = 2 \cdot \frac{1}{\mu_0 A_g}$$

であり、さらに ϕ_g は式 (2.3) によって与えられるから式 (3.3) は

$$\frac{1}{\mu_0 A_g} \left(\frac{Nk}{\phi_{g1}'} \right)^2 t^2 = Sx + m_e \frac{d^2x}{dt^2} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

となる。この微分方程式の一般解は

$$x = C_1 \cos nt + C_2 \sin nt - \frac{1}{m_e} \frac{1}{n} \cos nt \int F(t) \sin nt dt + \frac{1}{m_e} \frac{1}{n} \sin nt \int F(t) \cos nt dt$$

となる。⁽²⁾ ただし

$$F(t) = \frac{1}{\mu_0 A_g} \left(\frac{Nk}{\phi_{g1}'} \right)^2 t^2$$

$$n = \sqrt{\frac{S}{m_e}}$$

である。これに $t=0$ で $x=0$ および $dx/dt=0$ なる初期条件を入れれば

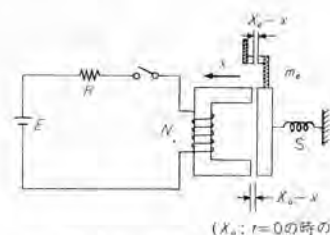


図 3.2 磁化駆動形の基本形
Fig. 3.2 Fundamental form of magnetizing drive type.

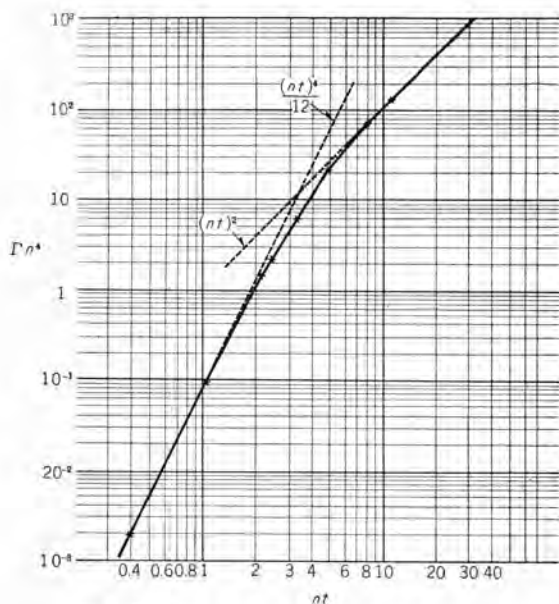


図 3.3 nt と Γ との関係 (式 (3.6) より)
Fig. 3.3 Relation between nt and Γ .

$$x = \frac{N^2 k^2}{\mu_0 A_g \mathcal{R}_1'^2 m_e} \left\{ \frac{1}{n^4} (n^2 t^2 + 2 \cos nt - 2) \right\} \quad \dots (3.5)$$

が得られる。

いま

$$\Gamma \equiv \frac{1}{n^4} (n^2 t^2 + 2 \cos nt - 2) \quad \dots (3.6)$$

とおき、 nt と Γ との関係を求めれば図 3.3 のようになる。すなわち Γ は最初 nt の 4 乗に比例するが最終的には nt の 2 乗に比例することがわかる。 nt の 4 乗に比例するのはおおむね $nt=1$ まで、 nt の 2 乗に比例するのはおおむね $nt=10$ 以後である。 Γ は式 (3.6) で表わされるから図 3.3 の意味は $t \leq 1/n$ では n のいかんにかかわらず Γ にしたがって式 (3.5) の x は t の 4 乗に比例することであり、いいかえれば接点の運動が $t \leq 1/n$ の時間内に完了するようにすればもっとも運動の能率を高めることができるということである。したがって m_e が与えられるならば S を適当に選ぶことによってこの条件が得られる。 n は一般に固有振動率といわれるものである。

式 (3.6) において $nt \leq 1$ とすれば

$$\Gamma \approx t^4/12$$

ゆえに

$$x = \frac{N^2 k^2}{12 \mu_0 A_g \mathcal{R}_1'^2 m_e} t^4 \quad \dots (3.7)$$

もし接極子の作動距離を X_e とすると、その作動時間 T_e は

$$T_e = (12 \mu_0 A_g m_e X_e)^{1/4} \cdot \left(\frac{\mathcal{R}_1'}{Nk} \right)^{1/2} \quad \dots (3.8)$$

となり T_e は電流の立上がり係数 k の $1/2$ 乗に比例することがわかる。さて式 (2.9) において L_s を 0 とし近似的に

$$k = \gamma \frac{E}{L_m (1 + \frac{R}{R_e})} = \frac{\gamma E}{\xi L_m} = \frac{\gamma \mathcal{R}_1' E}{\xi N^2} \quad \dots (3.9)$$

とおくと、(ただし γ は常数、 $\xi = 1 + R/R_e$)

$$T_e = \left(\frac{12 \mu_0 A_g m_e \xi^2}{\gamma^2} \right)^{1/4} \left(\frac{\mathcal{R}_1'}{\mathcal{R}_2'} \right)^{1/2} \left(\frac{N}{E} \right)^{1/2} X_0^{1/4} \quad \dots (3.10)$$

となり、 T_e は N/E の $1/2$ 乗に比例する。

つぎに 2.4 節で述べた接点閉接時の踊り抑制の条件として $(df_x/dt)_{t=T_e} > 0$ なる条件を加味すると

$$\left. \begin{aligned} T_e &< T_s \\ (\phi_g)_{t=T_e} &\leq \phi_{gm} \end{aligned} \right\} \quad \dots (3.11)$$

なる条件が必要となる。 ϕ_{gm} は ϕ_g の飽和値で電磁石および接極子の鉄心構造によって決まる。式 (3.11) の条件より i_m は接点閉接時刻 $t=T_e$ よりおくれ $t=T_s$ で一定値 I_s に達し、また ϕ_g は $i_m=I_s$ で飽和するように設計すればよい。したがっていま

$$\left. \begin{aligned} T_e &= \xi T_s \quad \xi < 1 \\ (\phi_g)_{t=T_e} &= \phi_{gm} = I_s N / \mathcal{R}_2' \end{aligned} \right\} \quad \dots (3.12)$$

とおくと

$$T_e = \left(\frac{12 \mu_0 A_g m_e}{\xi^2} \right)^{1/4} \frac{1}{\phi_{gm}} \left(\frac{\mathcal{R}_1'}{\mathcal{R}_2'} \right)^{1/2} X_e^{1/2} \quad \dots (3.13)$$

を得る。式 (3.13) は電磁接点の作動をもっとも良好にするための諸種の条件、すなわち $nT_e \leq 1$ 、 $T_e < T_s$ および $(\phi_g)_{t=T_e} \leq \phi_{gm}$ を与えたとき得られる作動時間を表わす近似式であり、 X_e が比較的小さいときには実験結果とかなりよく一致する。

3.2 消磁駆動形の運動近似解

消磁駆動形において、消磁電流 i_{dm} が流れ始める時刻

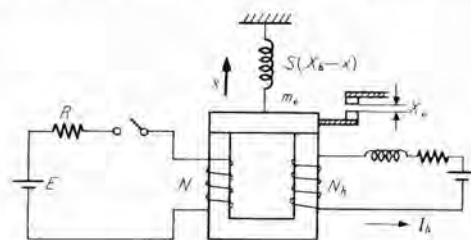


図 3.4 消磁駆動形の基本形
Fig. 3.4 Fundamental form of demagnetizing drive type.

$t=0$ 以前の状態は、電磁石が反抗バネの引張力に打勝って接極子を所定の位置に吸引している。この初期状態の電磁石の吸引力 F_{mi} は

$$F_{mi} = \frac{N_h^2 I_h^2}{\mu_0 A_g \mathcal{R}_1'^2} \quad \dots (3.14)$$

である。ただし N_h 、 I_h はそれぞれ保持電流コイルの巻数および電流である。

いま接極子が電磁石に吸引されている $x=0$ の状態で反抗バネの反抗力が SX_0 であるとし、さらに $t=0$ より消磁電流 $i_{dm}=kt$ が流れ、 $t=T_0$ において電磁石の吸引力が SX_0 と等しくなり接極子の運動が開始されるものとする、

$$\frac{1}{\mu_0 A_0 \mathcal{R}_1'^2} (N_h I_h - N k T_0)^2 = S X_0 \dots (3.15)$$

となり、これより

$$T_0 = \frac{1}{N k} (N_h I_h - \mathcal{R}_1' \sqrt{S X_0 \mu_0 A_0}) \dots (3.16)$$

となる。

$t \geq T_0$ における運動方程式は

$$f_m = S(X_0 - x) - m_e \frac{d^2 x}{dt^2} \dots (3.17)$$

式 (3.17) に式 (3.15) および式 (3.16) を代入すれば

$$\frac{1}{\mu_0 A_0 \mathcal{R}_1'^2} \{ (N_h I_h - N k T_0)^2 - (N_h I_h - N k t)^2 \} = S x + m_e \frac{d^2 x}{dt^2}$$

$$N_h / N = \alpha \text{ とおくと}$$

$$\frac{N^2 k^2}{\mu_0 A_0 \mathcal{R}_1'^2} \left\{ (T_0^2 - t^2) - 2 \frac{\alpha}{k} (T_0 - t) \right\} = S x + m_e \frac{d^2 x}{dt^2} \dots (3.18)$$

この微分方程式を $t = T_0$ で $x = 0$, $dx/dt = 0$ なる初期条件を入れてとくと

$$x = \frac{N^2 k^2}{\mu_0 A_0 m_e \mathcal{R}_1'^2} \cdot \frac{1}{n^4} \left\{ 2 \frac{\alpha}{k} I_h n \{ n(t - T_0) - \sin n(t - T_0) \} - n^2 (t^2 - T_0^2) + 2 \{ 1 - \cos n(t - T_0) + n T_0 \sin n(t - T_0) \} \right\} \dots (3.19)$$

が得られる。ここで 3.1 節と同じく $n(t - T_0) \leq 1$ とおくと

$$x = \frac{N^2 k^2}{12 \mu_0 A_0 \mathcal{R}_1'^2 m_e} (t - T_0)^3 \left\{ \frac{4}{k} (\alpha I_h - I_0) - (t - T_0) \right\} \dots (3.20)$$

となる。 $n(t - T_0) \leq 1$ は 3.1 節の場合と同じく運動の能率を高める条件である。

さて接点が閉接される以前に消磁電流のアンペアターンが保持アンペアターン以上になると電磁石の吸引力はふたたび増加するから、接点閉接時の踊り抑制のための条件 $(df_x/dt)_{t=T_0} > 0$ を考えると

$$\left. \begin{aligned} (i_{am})_{t=T_0} &= I_s \leq \alpha I_h \\ T_e &< T_0 \end{aligned} \right\} \dots (3.21)$$

なる条件が必要となる。したがって、

$$\left. \begin{aligned} I_s &= \alpha I_h \\ T_e &= \xi T_s \end{aligned} \right\} \dots (3.22)$$

とおき、さらに式 (3.10) で与えられる T_0 を

$$T_0 = \eta T_s \dots (3.23)$$

とおくと、接点が接点間げき X_e を運動するに要する時間 T_e は

$$T_e = (12 \mu_0 A_0 m_e X_e)^{1/4} \left(\frac{\mathcal{R}_1'}{N k} \right)^{1/2} \times \left[\frac{\xi^4}{(\xi - \eta)^3 \{ 4(1 - \eta) - (\xi - \eta) \}} \right]^{1/4} \dots (3.24)$$

となる。3.1 節と同様に ϕ_0 の飽和を考慮し

$$\frac{I_h N_h}{\mathcal{R}_1'} = \frac{I_s N}{\mathcal{R}_1'} = \frac{k T_e N}{\xi \mathcal{R}_1'} = \phi_{gm} \dots (3.25)$$

とおくと

$$T_e = (12 \mu_0 A_0 m_e)^{1/2} \frac{1}{\phi_{gm}} X_e^{1/2} \times \left[\frac{\xi^2}{(\xi - \eta)^3 \{ 4(1 - \eta) - (\xi - \eta) \}} \right]^{1/2} \dots (3.26)$$

が得られる。

以上で二つの作動形式に対する運動の近似解を与えたが、これらの解の算出にあたっては多くの仮定や条件がはいっているから、実際にこれらを使用するときは十分その意味を理解しなければならない。

4. 電磁接点の作動特性におよぼすうず流の影響

4.1 うず流の存在を表わす等価抵抗

いま図 4.1 のようにおおむね磁路全般にわたって一様な円形断面 A を有する鉄心を通る磁束を ϕ とすると、

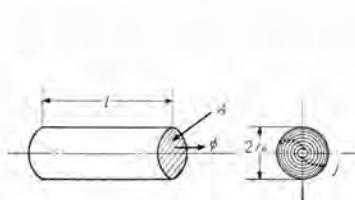


図 4.1 鉄心中の磁束とうず流
Fig. 4.1 Flux and eddy current in the core.

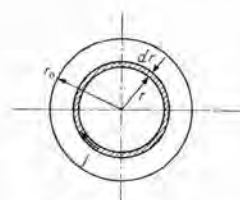


図 4.2 円形断面鉄心のうず流
Fig. 4.2 Eddy current of core with circular cross section.

この磁束によって誘起されるうず流は図 4.1 のように磁束 ϕ の方向に垂直に軸 O を中心とする同心円状に分布して流れる。

断面 A を図 4.2 のように微小幅 dr の輪に細分して考えると、中心より r の距離である点の電流密度 j に対する dr の幅の部分の全抵抗は、比抵抗を ρ とすると

$$\frac{\rho \cdot 2\pi r}{l \cdot dr}$$

であるから

$$\frac{\rho \cdot 2\pi r}{l \cdot dr} \cdot j(l \cdot dr) = \frac{d\phi}{dt} \left(\frac{r}{r_0} \right)^2$$

$$\therefore j = \frac{1}{2\pi} \frac{r}{\rho r_0^2} \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \dots (4.1)$$

したがって、この j によって生ずる磁束 $d\phi_e$ は

$$d\phi_e = j l dr \frac{1}{\mathcal{R}} \left(\frac{r}{r_0} \right)^2 = \frac{l r^3}{2\pi \rho \mathcal{R} r_0^4} \left(\frac{d\phi}{dt} \right) dr \dots (4.2)$$

ただし $\mathcal{R}$ は磁路全体の磁気抵抗

ゆえに全体のうず流による磁束 ϕ_e は

$$\phi_e = \int d\phi_e = \frac{l}{8\pi \rho \mathcal{R}} \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \dots (4.3)$$

いま上の鉄心に対する起磁力が Ni であるとする、磁束に関するつぎの方程式が成立する

$$\frac{Ni}{\mathcal{R}} - \phi_e = \phi \dots (4.4)$$

すなわち鉄心を実際に通る磁束 ϕ はうず流が存在しないときの理論的な値より ϕ_e だけ少なくなっている。したがって図 4.3 のような回路で鉄心を磁化したとすると

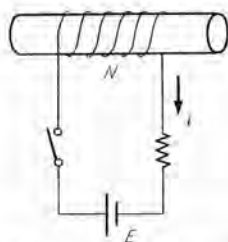


図 4.3 鉄心の励磁回路
Fig. 4.3 Exciting circuit of core.

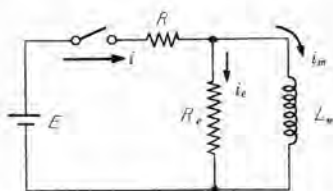


図 4.4 図 4.3 に対する等価回路
Fig. 4.4 Equivalent circuit for Fig. 4.3.

$$\left. \begin{aligned} N \frac{d\phi}{dt} &= e_c = E - iR \\ \phi &= \frac{1}{N} \int (E - iR) dt \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.5)$$

であるから、式 (4.3)、(4.4) および式 (4.5) より

$$Ri + \frac{N^2}{\mathcal{R}} \left(1 + \frac{LR}{8\pi\rho N^2} \right) \frac{di}{dt} = E \dots\dots\dots (4.6)$$

$N^2/\mathcal{R}$ は インダクタンス の ティメーション を有し、 $8\pi\rho N^2/l$ は 抵抗の ティメーション を有するから

$$\left. \begin{aligned} N^2/\mathcal{R} &\equiv L_m \\ 8\pi\rho N^2/l &\equiv R_e \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.7)$$

とすれば式 (4.6) は

$$Ri + L_m \left(1 + \frac{R}{R_e} \right) \frac{di}{dt} = E \dots\dots\dots (4.8)$$

となる。これを等価回路で示せば図 4.4 のようになる。 L_m はうず流が存在しないときの電磁石 コイル 自身の インダクタンス であり、 i_m は鉄心の磁化に有効な電流成分である。このようにうず流の存在は L_m と並列に R_e なる抵抗 (または $1/R_e$ なる アドミタンス) として等価的におくことができる。このとき ϕ_e と R_e との関係は

$$R_e = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \frac{1}{\phi_e} \dots\dots\dots (4.9)$$

である。

つぎに図 4.5 のように磁束 ϕ がすべて大きさ、形状ともに相等しい断面 A_u を有する n 個の部分に均等に分れている場合について考える。全体および個々の断面積、磁束および磁気抵抗をそれぞれ A 、 ϕ および $\mathcal{R}$ および A_u 、 ϕ_u および $\mathcal{R}_u$ とすると

$$\left. \begin{aligned} A_u &= A/n \\ \phi_u &= \phi/n \\ \mathcal{R}_u &= n\mathcal{R} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.10)$$

であるから前と同様にして ϕ_{eu} を求めると

$$\phi_{eu} = \frac{l}{8\pi\rho\mathcal{R}_u} \frac{d\phi_u}{dt} = \frac{1}{n^2} \frac{l}{8\pi\rho\mathcal{R}} \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \dots\dots\dots (4.11)$$

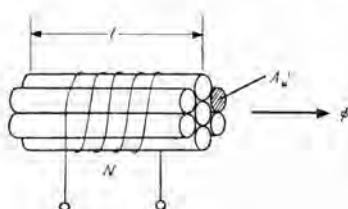


図 4.5 鉄心断面を n 個に相似等分した場合
Fig. 4.5 Similarly dividing core cross section to n pieces.

$$\therefore \phi_e = n\phi_{eu} = \frac{l}{8\pi\rho\mathcal{R}_u} \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \dots\dots\dots (4.12)$$

$$\therefore R_e = \frac{8\pi\rho N^2}{l} \cdot n \dots\dots\dots (4.13)$$

となり、断面を n 個に相似分割すれば R_e は n 倍となることがわかる。

4.2 作動特性におよぼすうず流の影響

作動速度をあまり問題としない電磁装置では電磁石 コイル 電流 i に対してはその定常状態に達した値 I_s をだけ問題としてよくうず流の影響は無視できる。しかしきわめて高速度な作動を要求される電磁装置では第 3 章および 2.4 節で述べたように励磁電流 i_m の立上りが問題となる。

いま図 4.4 の回路の i_m を求めると

$$i_m = \frac{E}{R} \left[1 - \exp \left\{ - \frac{R}{L_m \left(1 + \frac{R}{R_e} \right)} t \right\} \right] \dots\dots\dots (4.14)$$

となり、 i_m に対する見かけの インダクタンス L は

$$L = L_m (1 + R/R_e) = \xi L_m \dots\dots\dots (4.15)$$

となり、うず流がない場合すなわち R_e が無限大の場合より $\xi = (1 + R/R_e)$ 倍だけ電流立上りの時定数を大きくする。したがって式 (3.8) および式 (3.24) の k を小さくすることになり電磁接点の作動をおくらせることになる。式 (3.10)、(3.13) および式 (3.26) には k は直接表われていないが、陰関数としての k はやはり電磁接点の効率に関係があり、 ξ が大きく k が小さいときはその効率を低下させる。

つぎに入力電力の立上りが外部回路のインピーダンスによって決まっている場合、電磁装置の作動に有効な電流成分 i_m は R_e によってどのように影響されるであろうか。さきに述べた図 4.4 のような場合は電流 i の立上がりは L_m と R_e によって決せられたが、ここでは i は L_m と R_e とに無関係に決まっている場合について考えるわけである。いま図 4.6 において入力電流を $i = k_1 t$ とおくと

$$i_m = k_1 t - \frac{L_m}{R_e} k_1 \left\{ 1 - \exp \left(- \frac{R_e}{L_m} t \right) \right\} \dots\dots\dots (4.16)$$

$$i_e = \frac{L_m}{R_e} k_1 \left\{ 1 - \exp \left(- \frac{R_e}{L_m} t \right) \right\} \dots\dots\dots (4.17)$$

を得る。しかし

$$(di_m/dt)_{t=0} = 0$$

である。これを図示すれば図 4.7 のようになり L_m/R_e の比によって電流の立上がりがおくることがわかる。したがって入力電流の立上がりほとんど外部回路によって支配される場合でも、うず流の存在はその電磁石の作動に悪影響をおよぼすことがわかる。

4.3 各種形状の鉄心に対する R_e の計算例

(1) 図 4.8 のような一様なフ形断面に対しては

$$R_e = \frac{16\rho N^2}{l} \frac{1+\gamma^2}{\gamma} \quad \dots\dots\dots(4.18)$$

$\gamma \gg 1$ の場合は

$$R_e = \frac{16\rho N^2 \gamma}{l} \quad \dots\dots\dots(4.19)$$

(2) 図 4.9 のように一様なフ形断面にして積層鉄心の場合は、1枚の厚さを δ とすると

$$R_e = \frac{16\rho N^2 A_e}{l \delta^2} \quad \dots\dots\dots(4.20)$$

(3) 断面が一様な中空円筒形の場合 (図 4.10)

$$R_e = \frac{2\pi\rho N^2}{l}$$

$$\times \left\{ \frac{\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2 + 1}{4\left\{\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2 - 1\right\}} - \frac{1}{\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2 - 1} + \frac{1}{\left\{\left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2 - 1\right\}^2} \log\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \right\} \quad \dots\dots\dots(4.21)$$

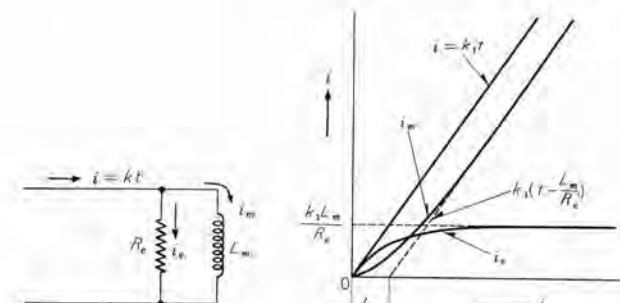


図 4.6 入力電流が外部回路により決定される場合
Fig. 4.6 Case of input current decided by outside circuit.

図 4.7 図 4.6 における i_m , i_e の時間的变化
Fig. 4.7 Hourly change of i_m and i_e in Fig. 4.6.

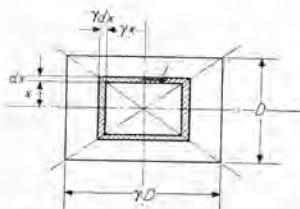


図 4.8 フ形断面鉄心のうず流
Fig. 4.8 Eddy current of rectangular cross section core.

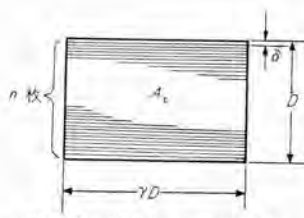


図 4.9 積層したフ形断面
Fig. 4.9 Laminated rectangular cross section.



図 4.11 中空円筒断面で円周上に切れ目がある場合
Fig. 4.11 Case of having a gap on a circumference of hollow cylindrical cross section.

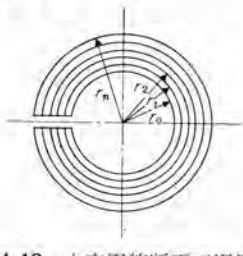


図 4.12 中空円筒断面で円周上に切れ目がありかつ同心的に細分した場合
Fig. 4.12 Case of dividing a cross section to concentric circles of circumference of hollow cylinder.

(4) 断面が一様な中空円筒形で、かつ円周の一部を切断した場合 (図 4.11)

$$R_e = \frac{16\rho N^2}{l} \left\{ \frac{(r_2 - r_1)^2 + \pi^2 (r_2 + r_1)^2}{\pi (r_2^2 - r_1^2)} \right\} \cdot \frac{16\rho N^2}{l} \left\{ \frac{\pi (r_2 - r_1)}{r_2 - r_1} \right\} \quad \dots\dots\dots(4.22)$$

(5) 断面が一様な円筒形で、円周の一部を切断し、かつ同心的に細分した場合、(図 4.12)

$$\times \left\{ \frac{\pi (r_n^2 - r_0^2)^2}{(r_1^2 - r_0^2)(r_1 - r_0)^2 + (r_2^2 - r_1^2)(r_2 - r_1)^2 + \dots\dots + (r_n^2 - r_{n-1}^2)(r_n - r_{n-1})^2} \right\} \quad \dots\dots\dots(4.23)$$

(6) 同一幅の円筒で磁束が円周方向に向かっている場合 (図 4.13)

$$R_e = \frac{24\pi\rho N^2}{b \log\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \quad \dots\dots\dots(4.24)$$

(7) 磁束が円周方向に向かっているが円筒の幅の変化する場合 (図 4.14)

$$R_e = \frac{24\pi\rho N^2}{b_1 \left[\log \frac{r_2}{r_1} \left(1 + \frac{1 - b_2/b_1}{r_2/r_1 - 1} \right) - \left(1 - \frac{b_2}{b_1} \right) \right]} \quad \dots\dots\dots(4.25)$$

(8) 各種断面の鉄心が直列につながれている場合
おのおのの断面の鉄心について求めた R_e をそれぞれ $R_{e1}, R_{e2}, \dots\dots R_{en}$ とすると全体の R_e は

$$R_e = \frac{1}{\frac{1}{R_{e1}} + \frac{1}{R_{e2}} + \dots\dots + \frac{1}{R_{en}}} \quad \dots\dots\dots(4.26)$$

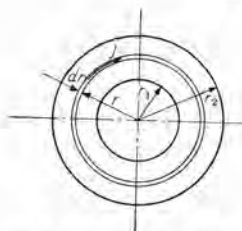


図 4.10 中空円筒断面鉄心のうず流
Fig. 4.10 Eddy current of core with hollow cylindrical cross section.

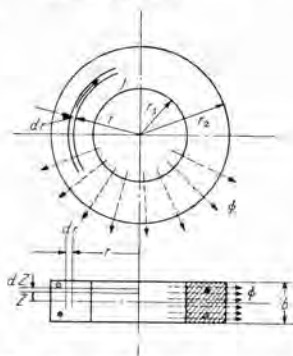


図 4.13 磁束が円周方向に向かっている場合 (幅一定)
Fig. 4.13 When flux is directed along circumference (with constant width).

5. 高速度電磁接点製作例

前章までに述べてきた基本方針に従って設計製作された高速度電磁接点の実施例について簡単に紹介する。

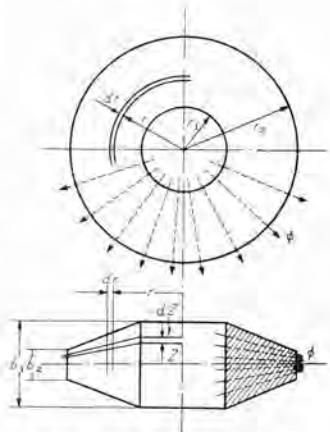


図 4.14 磁束が円周方向に向かっている場合 (幅変化)
Fig. 4.14 When flux is directed along circumference (with variable width).

5.1 接触変流機接 点保護用高速度 短絡器⁽³⁾⁽⁴⁾

同期電動機で駆動するカム式接触変流機は可動部の慣性が大きく、負荷や電源の変動に対し応動性があまりよくないことは周知のとおりである。そのため負荷側短絡、接点の逆弧、停電などの急激な事故に際して接点を保護する手段としては、事故が発生した場合できるだけ急速に各相接点の交流側すべてと、場合によってはさらに直流側とを同時に他の短絡装置によって短絡し、各相接点が大電流のまま開閉することを防ぐ。この短絡装置すなわち短絡器にはその作動時にきわめて大なる短絡電流が流れるわけであるが、事故が発生し短絡器が作動してより若干おくれて交流側のシタ断器が開かれることと、電源変圧器二次側の短絡電流は幸い転流リアクトルの存在によってかなり制限されるため、それほど苛酷な責務を負うものでもない。問題は事故発生瞬間より完全短絡になるまでの作動時間であり、その遅速によって接点保護の効果はいちじるしく異なるものである。

ここで紹介する短絡器は 130 V、10,000 A 二重星形接触変流機の接点保護用のもので、短絡器の責務としては

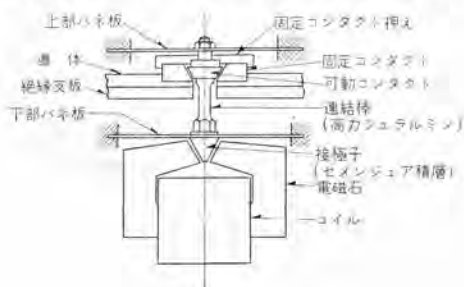


図 5.2 短絡器の構造
Fig. 5.2 Construction of short circuiter.

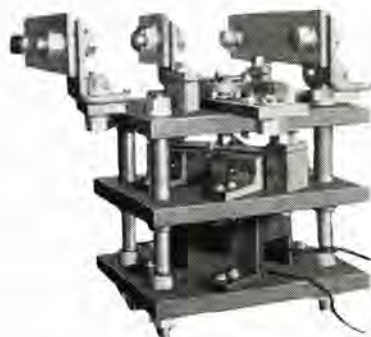


図 5.3 接点保護用
短絡器の外観
Fig. 5.3 Appearance
of contacts protecting
short circuiter.

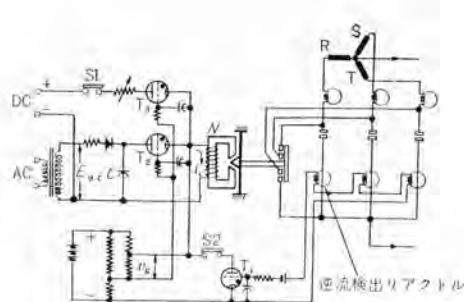


図 5.4 短絡器付勢回路
Fig. 5.4 Exciting circuit with short circuiter.

最大電流 20,000 A、短絡電流通電期間 15 サイクル、接点間電圧最大値 300 V のものである。

この装置は磁化駆動形の電磁接点を用い、その構造、外観および付勢回路はそれぞれ図 5.2、5.3 および図 5.4 に示すとおりである。

作動時間を小さくするため構造上種々の考慮が払われたが、まず可動部の等価質量 (式 (3.13) などにおける m_e) を小さくするため、可動接点は純銀製のサイ頭直円すい形とし、固定接点はそれと完全にはまり合うすりばち形とした。ただし固定接点はそのすりばち形を 4 分割し、各端子に密着させてある。また接極子は三角柱状のセメンジュア 積層鉄心を用いた。セメンジュアを用いたのは、この材料の飽和磁束密度が大であって、式 (3.13) の ϕ_{om} が大きくとれるためである。また接極子と可動接点とを固定する連結棒 ナットなどはすべて高力 ジュラルミン を用いた。電磁石鉄心および接極子はすべて積層鉄心を用いてあるためうず流の影響はほとんどない。

図 5.4 の付勢回路ではあらかじめコンデンサにたくわえられてある電氣的 エネルギーの放電電流によって電磁接点の初期加速力を与え、接点閉接後の保持力は別な直流電源からの直流電流によって与えているため、電磁石電源は比較的容量の小さいものですむようになっている。

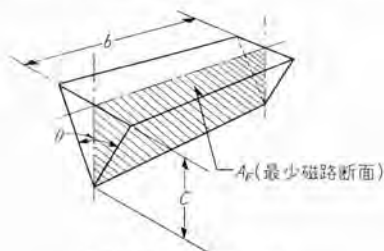


図 5.5 接極子の形
Fig. 5.5 Shape of armature.

さてこのような付勢回路および接極子を用いるときの電磁接点の運動を 3 章に与えた近似解にあてはめて考えると、図 5.5 より

$$\frac{\partial \mathcal{R}_e}{\partial x} = -\sin \theta \frac{1}{\mu_0 A_F} \dots \dots \dots (5.1)$$

であり、したがってこの場合も 3 章で述べたように運動

の能率を高めるため $nT_e \leq 1$ とすると、式 (3.8) は

$$T_e = \left(\frac{24\mu_0 A_F m_e X_e}{\sin \theta} \right)^{1/4} \left(\frac{\mathcal{R}_1'}{Nk} \right)^{1/2} \dots (5.2)$$

となる。つぎにコンデンサの放電電流を $t \leq 1/\beta$ で

$$i = \gamma I_0 \beta t \dots (5.3)$$

とおく。ここで $I_0 = E_{01}/\sqrt{L/C}$, $\beta = 1/\sqrt{L \cdot C}$ また E_{01} はコンデンサの放電直前の充電電圧である。接点の閉接を $t \leq 1/\beta$ で行なわせることは、式 (2.13) または式 (3.11) より接点閉接直後の接点の踊りを抑制するために必要である。この電磁接点では前述のようにうず流の影響は考えなくてよく、式 (4.15) より、 $L = N^2/\mathcal{R}_1$ とおくことができるから、式 (5.3) は

$$i = \frac{\gamma E_{01} \mathcal{R}_1}{N^2} t = kt \dots (5.4)$$

となり、この式の k を式 (5.2) に代入すると

$$T_e = \left(\frac{24\mu_0 A_F m_e X_e}{\gamma^2 \sin \theta} \right)^{1/4} \left(\frac{N}{E_{01} \mathcal{R}_1} \right)^{1/2} \dots (5.5)$$

となる。さらに磁気飽和を考慮し、接極子最少磁路断面 A_F における磁束密度を B_F とし、それがその材質の飽和磁束密度 B_m に対し $i = \gamma I_0$ (電流の最大値) において $B_F = B_m$ であるような条件を入れ、さらに前述の条件より $\beta T_e = 1$ とおけば

$$T_e = (24\mu_0)^{1/2} \frac{1}{B_m} \frac{\mathcal{R}_1'}{\mathcal{R}_2'} \left(\frac{m_e}{A_F \sin \theta} X_e \right)^{1/2} \dots (5.6)$$

を得る。式 (5.6) は $nt \leq 1$, $\beta t \leq 1$, $R/R_e \ll 1$, $B_F \leq B_m$ の四つの条件をすべて満足した場合の接点閉接に要する作動時間である。これらの条件より付勢回路の各要素は

$$E_{01} = \left(\frac{1}{24\mu_0 \gamma^2} \right)^{1/2} B_m^2 \left(\frac{\sin \theta A_F^3}{m_e} \right)^{1/2} \frac{\mathcal{R}_2'^2}{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_1'} \left(\frac{1}{X_e} \right)^{1/2} N \dots (5.7)$$

$$C = 24\mu_0 \frac{1}{B_m^2} \left(\frac{m_e}{A_F \sin \theta} \right) \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_1'^2}{\mathcal{R}_2'^2} \cdot X_e \cdot \frac{1}{N^2} \dots (5.8)$$

でなければならない。また放電電流の最高値 I_p は

$$I_p = \gamma I_0 = B_m A_F \frac{\mathcal{R}_2'}{N} \dots (5.9)$$

となる。

式 (5.6) より B_m を大とし、 X_e を小とし、 $\mathcal{R}_1'/\mathcal{R}_2'$ の比を小とすれば T_e が小となることはただちに理解できるが、 $m_e/A_F \sin \theta$ はどうであろうか。 m_e を小さくしようとして接極子を小さくすれば A_F もまた小さくなるからである。 $m_e/A_F \sin \theta = f$ としてこれを解析した結果では、図 5.5 における接極子の幅 b が大であるほど f は小となる。また接極子の質量とその他の等価質量とが等しくなったとき f は最小となる。 θ に関しては $\theta = 60$ 度のとき f は最小となることがわかった。

これらの方針に従って設計した結果、 $m_e = 0.33 \text{ kg}$, $A_F = 1.64 \times 10^{-3} (\text{m}^2)$, $n = 1.02 \times 10^3$ となった。

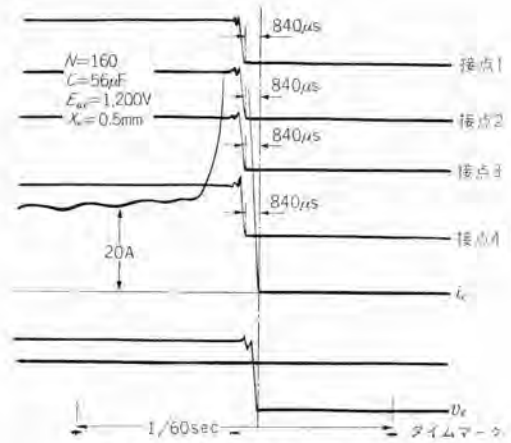


図 5.6 短絡器作動時間の測定
Fig. 5.6 Measurement of operating time of short circuiter

表 5.1 T_e などの計算値

X_e^* (mm)	X_e (mm)	T_e (ms)	$I_p N$ (AT)	E_{01}/N (V/T)	$C N^2$ (Farad T ²)
3.8	0.8	1.23	6.05×10^3	5.67	2.62
3.7	0.7	1.12	"	6.4	2.12
3.6	0.6	1.01	"	7.25	1.7
3.5	0.5	0.895	"	8.35	1.3

* X_e については図 3.2 参照

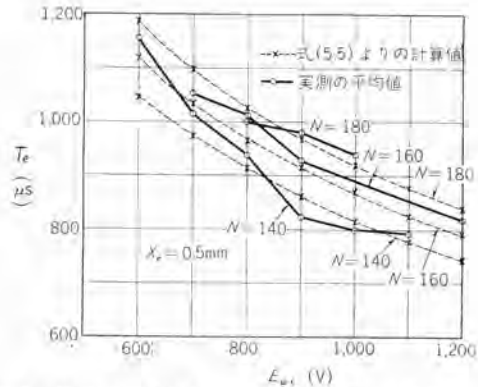


図 5.7 N および $E_{01} (= \sqrt{2} E_{ac})$ と T_e の関係
Fig. 5.7 Relation between N , $E_{01} (= \sqrt{2} E_{ac})$ and T_e .

式 (5.6), (5.7), (5.8) および式 (5.9) より T_e , E_{01}/N , $C N^2$ および $I_p N$ を求めると表 5.1 の計算値が得られる。(ただし $\gamma = 1/2$ とした、 N は任意に選べるが、それによって E_{01} , C および I_p も変化するから N の値は他との関連において決せられる。

いま $N = 160$, $C = 56 \mu\text{F}$, $E_{01} = 1,650 \text{ V}$, $X_e = 0.5 \text{ mm}$ としたときのこの短絡器の作動時間は図 5.6 のオシログラムよりわかるように、いずれの接点も約 $840 \mu\text{s}$ で閉接しており、しかも閉接直後の踊りもまったくない。この値は計算で求めた値とほとんど一致している。

つぎに多少の踊りを許すとして C 一定とし、 N および E_{01} を変化した場合の T_e の実験値は図 5.7 のようになった。同図中点線で示す式 (5.5) より求めた計算値とはかなりよく一致している。実際に C の値が式 (5.8) の条件よりはずれ、 βT_e が 1 より大きくなり、式 (2.13) の条件が満たされなくなると、接点閉接後の踊りが生じてくる。

ロ) の逆弧などの事故に際し点弧回路出力側を急速に短絡すると同時に、直流リアクトルを高圧イグナイトロンで短絡し、その電磁エネルギーを分路に放出させ事故による被害を最少に止めるようにしてある。この短絡器の作用効果を示すための模擬実験のオシロ波形は図 5.11 に示すとおりである。

このほか実施例として図 5.12 に示す半導体整流器過負荷試験装置などがある。

6. む す び

大容量機器の制御保護には確実にして高速度に作動するスイッチを必要とするが、スイッチとしての電磁装置は電子装置に比し信頼性、寿命、容量を大きくとれる点などですぐれているにもかかわらず、その作動速度を速くするには限界があることは否めない。しかし本紙で論じたようにその設計に対し、十分な考慮を払うならばその限界はかなり縮められ、ここで紹介した実施例で示したように実用上満足すべき高速度の作動を行なうものである。

本紙で求めた電磁接点の運動の近似解では、接極子の作動距離が比較的小さく、接極子の運動にともなう磁気

抵抗の変化を少ないものとみなして解いているが、今後 I. B. M. やアナコンなどの電気計算機器を使用し、それらの仮定をできるだけ排除して行けば、さらにすぐれた設計資料が得られるであろう⁽⁷⁾.

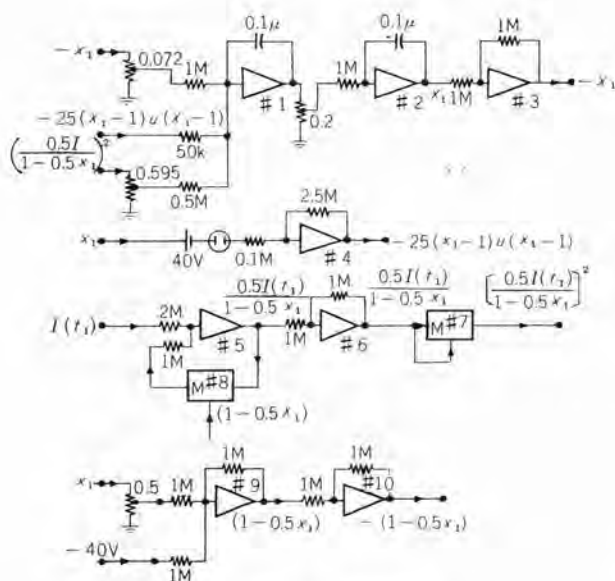
稿を終えるにあたり、高速度電磁接点の研究に種々ご指導下された当研究室横須賀前室長、安藤室長、阿部研究員に、また アナコム による解析にご協力下された真鍋技師に対し深く謝意を表す。

(34-12-5 受付)

参考文献

- (1) 岡：接触変流機用電磁接点の閉接時間および踊りについて、「昭 31 電連大予稿」261 (昭 31, 5 月)。
- (2) 坪井：「振動論」458~467。
- (3) 岡：接触変流機接点保護用短絡装置について、「昭 32 電連大予稿」354 (昭 32, 4 月)。
- (4) 塚本・岡他：接触変流機「三菱電機」31, 368 (昭 32)。
- (5) 阿部・平塚・竹内他：大電力放送局用 2 万 V 密封形ベントドイグナイトロン、「三菱電機」31, No. 7 臨時増刊 (昭 32)。
- (6) 岡：半導体整流器過負荷試験装置，昭 34 電連大予稿 356 (昭 34, 4 月)。
- (7) M. J. Kelly 他：The Analytical Design & Evaluation of Electromagnets, Trans. A. I. E. E. 56-787 (1956, July)。

付 録



代表的な演算増幅器の出力

増幅器	出	力
# 1	$\frac{-1}{0.1p} \left[-0.072x_1 - \frac{25(x_1-1)u(x_1-1)}{0.05} + \left(\frac{0.5I}{1-0.5x_1} \right)^{2.0595} \right]$ $= -\frac{1}{2p} \left[-1.44x_1 - 10000(x_1-1)u(x_1-1) + 23.8 \left(\frac{0.5I}{1-0.5x_1} \right)^2 \right]$ $= -\frac{1}{2} p x_1$	
# 2	$\frac{-0.2}{0.1} \left[-\frac{1}{2p} p x_1 \right] = x_1$	
# 4	$-\frac{2.5}{0.1} (x_1-1)u(x_1-1) = -25(x_1-1)u(x_1-1)$	
# 5	$\frac{1}{2} I(t_1) + e_0(1-0.5x_1) = 0 \quad \text{すなわち} \quad e_0 = -\frac{0.5I(t_1)}{(1-0.5x_1)}$	
# 9	$-(0.5x_1-1) = 1-0.5x_1$	

図1 計算機接続 Fig. 1 Connection of analogue computer.

録

アナコムによる電磁接点運動の解析

いま磁化駆動形の電磁接点が接点閉接に際し弾性衝突をなすものとすれば式 (2.3) および式 (3.2) より次の式を得る.

$$m_e \frac{d^2 x}{dt^2} + Sx = \frac{1}{\mu_0 A_g} \left(\frac{Ni(t)}{\mathcal{R}'(x)} \right)^2 - K(x - X_e)u(x - X_e) \quad (1)$$

ここで K はきわめて大きなバネ定数で $n(x - X_e) = 1$ すなわち $x > X_e$ のときこの力が質量に働く。これで弾性衝突を模擬している。

式(1)に実際の常数を入れ、これを normalize した一例は次のようになった。

$$\frac{d^2x_1}{dt_1^2} = -1.44x_1 + 23.8 \left(\frac{0.5}{1 - 0.5x_1} \right)^2 [I(t_1)]^2 - 10,000(x_1 - 1)u(x_1 - 1) \quad \dots\dots\dots(2)$$

式(2)をアナログにて求めるため図1の接続を行なった。また $I(t_1) = kt_1$ としたときの電流波形を得るための接続は図2となる。

図 1 および図 2 の接続により求めた運動の解の一例が先に述べた図 2.7 である.

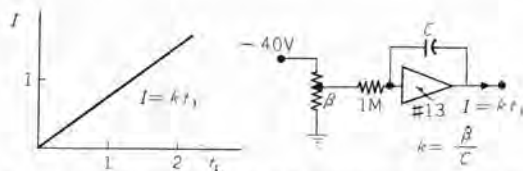


図 2 $I=kt_1$ を得る接続 Fig. 2 Connection to obtain $I=kt_1$.

DL形陽極シャ断器

神戸製作所 岩 垂 邦 昭*

Type DL High Speed Anode Air Circuit Breakers

Kobe Works

Kuniaki IWADARE

With the enlargement of unit capacity and the increase in numbers of units in parallel of late, arc back fault current of ignitron rectifiers tends to augment considerably—especially in the electro-chemical industry. On the other hand, applications of ignitron rectifiers in the steel mill motor driving require continuous operation even though arc back occurs. Under the circumstances, high speed anode circuit breakers for the protection of possible troubles have come to the front with their marked feature of quick interruption of fault current. Mitsubishi has developed type DL high speed anode air circuit breakers rated 750 V 2,000 A having high interrupting capacity, high speed opening, dependable operation and easy maintenance.

1. ま え が き

近年 アルミ 精練などの電気化学工業直流変成設備に使用される水銀整流器は、その単器容量が大きくなるとともに、その並列容量も増加の一途をたどっている。その結果整流器が逆弧したときの故障電流を、できるだけすみやかに限流シャ断し、回路の関連機器への障害を最小限に食い止めることが、ますます必要となってきた。また最近水銀整流器が、製鉄ミルなどの静止レオナード装置で、電動機駆動用電源として多く用いられるようになってきたが、これらの用途では水銀整流器が逆弧したときにも圧延電動機を連続運転することが、厳密に要求されている。これらの設備で逆弧保護に、陽極シャ断器を用いた陽極シャ断方式を使用することは、従来の逆弧保護方式に比べて数多くの利点をもっている。当社ではこのため、さきにDL形陽極シャ断器を開発し、すでに30数台を納入して好成績で運転しているのので、以下陽極シャ断方式の利点、陽極シャ断器の性格について述べ、あわせてDL形陽極シャ断器の構造性能の概要を紹介する。

2. 陽極シャ断方式の利点

大容量水銀整流器変成設備の逆弧保護方式としては、従来おもに図2.1(a)の回路が用いられてきた。すなわち整流器用変圧器の一次側に交流シャ断器を置き、整流器直流側には逆流保護用直流高速度シャ断器を置いて、これに交流側高速度過電流継電器による格子シャ断を併用する方式である。整流器の逆弧はいうまでもなく逆弧タックを通しての交流側および直流側の短絡であるから、上記の方式では逆弧シャ断のために、交流側シャ断器の

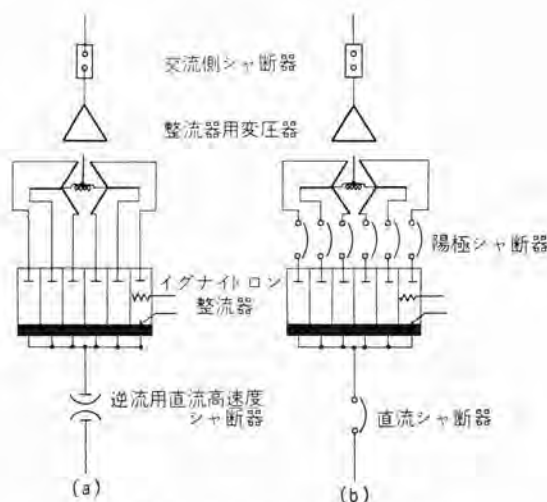


図 2.1 水銀整流器逆弧保護方式

Fig. 2.1 Protective system for mercury arc rectifier arc-back.

開路（これには健全相の格子シャ断が併用される。）による交流側故障電流のシャ断と、直流側高速度シャ断器の開路による直流側故障電流のシャ断がかならず必要であった。

これに対して陽極シャ断方式では、図2.1(b)のように整流器用変圧器の二次側と水銀整流器各陽極間に挿入された陽極シャ断器が用いられる。この方式では水銀整流器が逆弧したとき、陽極シャ断器の逆弧相単位シャ断器がシャ断動作を行なうことにより、交流側および直流側からの故障電流はともにシャ断されることとなり、交流側および直流側シャ断器の開放はかならずしも必要としない。陽極シャ断方式は従来の保護方式に比べつぎの特長をもっている。

(1) 陽極シャ断器の使用により交流側および直流側が

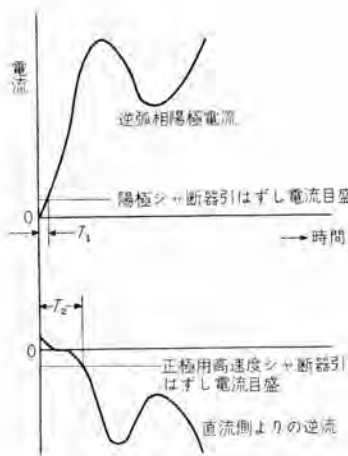


図 2.2 逆弧相陽極電流と直流側逆流の立上りの比較

Fig. 2.2 Comparison of wave form of arc back anode current with DC back feed current.

路ではすみやかに逆電流が立上がり、 T_1 時間後に陽極シャ断器の引はずし電流目盛に到達するが、直流側の逆流の立上がりは遅れて、 T_2 時間後にはじめて正極用直流高速度シャ断器の引はずし電流目盛に到達する。したがってこのことは、陽極シャ断器のほうが本質的にシャ断動作までの死時間が短くなり、早くシャ断動作を開始することを意味している。

b. 陽極シャ断器を使用することにより、逆弧相以外の健全陽極から逆弧タンクに流入する交流側故障電流も逆弧相単位シャ断器の動作により迅速にシャ断されるので、健全他陽極の過負荷による誘発逆弧の発生も最小限に押えることができる。

c. 整流器単器容量が大きくなると直流側負荷電流も増え、正極用直流高速度シャ断器の動作速度を大きくすることは比較的困難になってくる。これに対して同一整流器容量に対する陽極シャ断器の単極通電容量は、直流側の数分の1(たとえば二重星形結線のばあい $1/2\sqrt{3}$) となり、シャ断時の高速開離は比較的容易に行なうことができる。

(2) 整流器が逆弧したときにも負荷に対する連続給電が要求されるばあい、陽極シャ断方式では単器整流器で逆弧相だけの欠相により連続給電を行なうことができる。従来の保護方式では前に述べたように、逆弧の発生とともに交流側および直流側シャ断器の開放がかならず必要であり、逆弧器は系統から完全に切離されてしまい、連続運転を行なうためにはかならず並列器が必要であった。陽極シャ断方式の使用により単器整流器による欠相連続給電が可能となり、このことは製鉄ミルの静止レオード装置などのばあい、とくに有利な回路構成を行なうことができることを意味している。

らの逆弧電流はともに迅速にシャ断され、回路の障害を最小限に留め、整流器用変圧器、整流器などの回路機器の保護を向上させることができる。これはつぎの理由によるものである。

a. 整流器が逆弧したときの故障電流の立上がりは一般に図 2.2 のようになる。すなわち逆弧の発生とともに逆弧陽極回

(3) 陽極シャ断方式では逆弧のとき逆弧相の単位シャ断器だけがシャ断動作を行なうので、逆弧タンクの識別が容易にでき、保守を向上させることができる。

3. 陽極シャ断器の性格

陽極シャ断器はその各単位シャ断器がそれぞれ水銀整流器の各陽極回路に挿入され、常時は一方向に脈動する陽極電流が流れている。また各単位シャ断器は水銀整流器が逆弧したとき、逆弧相に流れる逆流に反応して急速にシャ断動作を開始しなければならない。逆弧のとき逆弧相に流れる電流は、交流側および直流側からの故障電流の合成されたものであり、0 点を通過することはない。したがって陽極シャ断器は故障回路にアーク電圧を挿入し、故障電流を強制的に減流してシャ断する形式のシャ断器でなければならない。これらの事情から陽極シャ断器には直流高速度シャ断器と類似の性能が要求されるが、しかしその設計には直流高速度シャ断器に比べ、なお多くの特殊性を考慮する必要がある。以下にこれらの点について述べる。

(1) 陽極シャ断器各単位極の常規通電電流は 1 サイクルのうちその 1/3 を通流する脈動波形である。このことは単純な直流に比べ、温度上昇の点で相当苛酷である。

(2) 水銀整流器の逆弧のもっとも起りやすい時期は、陽極の通電期間から非通電期間への転移時期である。そ

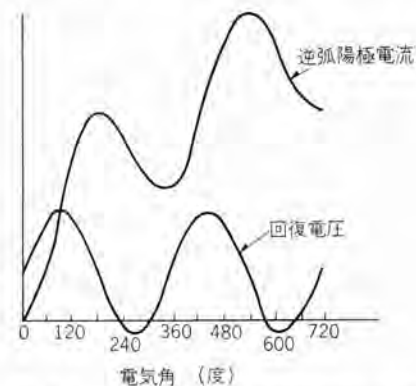


図 3.1 逆弧陽極電流および回復電圧波形

Fig. 3.1 Wave form of arc-back anode current and recovery voltage.

してこの時期に生じた逆弧がその第 1 波高値がもっとも大きくなり、その電流波形はほぼ図 3.1 に示すような脈動波形となる。そして逆弧電流波形の第 1 の谷は逆弧発生後約 1 サイクル後に現われる。この時期には図に示すように回復電圧も低い。この時期が過ぎると逆弧電流はふたたびその上昇率が急峻となっていっそう増大し、したがってまたシャ断器にとってもシャ断しにくい条件となる。そのため陽極シャ断器は逆弧開始とともに急速に開離動作を開始し故障回路にアーク電圧を挿入し、こ

の時期をとらえて逆弧開始後1サイクル以内にシタ断を完了することが必要となってくる。

(3) 逆弧陽極回路の故障電流の立上がりは、それが交流側および直流側故障電流の合成であるため、その上昇率はきわめて大きいものとなり $10 \sim 12 \times 10^4 \text{ A/s}$ にも達する。そのため陽極シタ断器の引はずし機構は、この急激な逆流の立上

がりに対しても積極的に高速開離を行なうものでなければならない。このことは高速開離を行なうために有極性保持電磁石機構を使用しているシタ断器のばあい、とくに注意する必要がある。

(4) 水銀整流器が逆弧したとき、逆弧相を流れる故障電流のほかに、健全相とくに逆弧極と同一星形結線に含まれる他陽極には、大きい交流側短絡電流が流れる。陽極シタ断器が逆弧相だけのシタ断によって健全相で連続運転を行なうためには、健全相の単位シタ断器はこれら電流の急変によって誤動作をすることのない構造でなければならない。

(5) 陽極シタ断器の使用個所は一般に化学工場など長時間連続運転の要求される所が多い。これらの工場であらかじめ計画された所要の期間連続運転を行なうためには、その機構などはきわめて信頼度の高いものでなければならない。

DL 形陽極シタ断器はこれらの点について十分考慮された構造になっている。以下 DL 形陽極シタ断器の構造性能の概要について述べる。

4. 定格および構造の概要

DL 形陽極シタ断器のおもな定格をつぎに示す。陽極シタ断器の定格電圧および定格電流の表現については、その使用個所の特殊性からいろいろの方法が考えられるが、NEMA 規格および現在審議中の JEM 工業用直流高速度シタ断器規格では、それぞれ整流器直流側電圧および単位シタ断器の陽極電流実効値で表わすこととなっている。

定 格 電 圧	DC 750 V
定 格 電 流	2,000 A
操作制御電圧	DC 100 V, 200V
投入操作方式	電動操作

DL 形陽極シタ断器はアスベスト板上に取付けられた 6

DL 形陽極シタ断器・岩垂

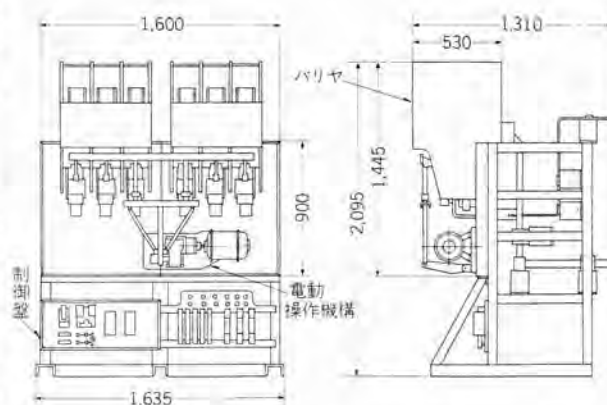


図 4.1 DL 形陽極シタ断器外形寸法図

Fig. 4.1 Outline dimensions of Type DL anode circuit breaker.

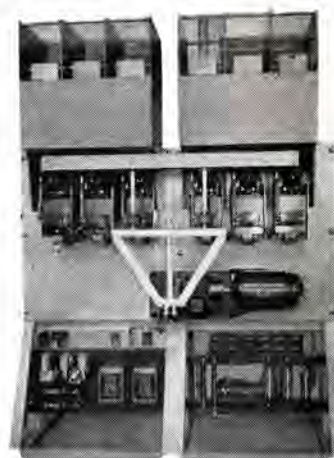


図 4.2 DL 形陽極シタ断器 DC 750 V 2,000 A

Fig. 4.2 Type DL anode circuit breaker.

DC 750 V 2,000 A

極の単位シタ断器、6

極に共通の投入操作機

構および制御盤とからなっている。水銀整流器の各陽極回路に接続される各単位シタ断器は、おのおの独自の有極性保持電磁石からなる保持機構をもった別個のシタ断器である。投入機構は6極に共通の操作電動機をもち、投入操作により開放極だけが閉合極になんら影響を及ぼすことなく投入される構造になっている。図4.1に DL 形陽極シタ断器の外形寸法図を、図4.2におなじく外観を示す。

5. 構 造

図5.1に単位シタ断器構造説明図を、図5.2におなじく、消弧室および保持電磁石シタハ板を取はずした単位シタ断器の外観を示す。

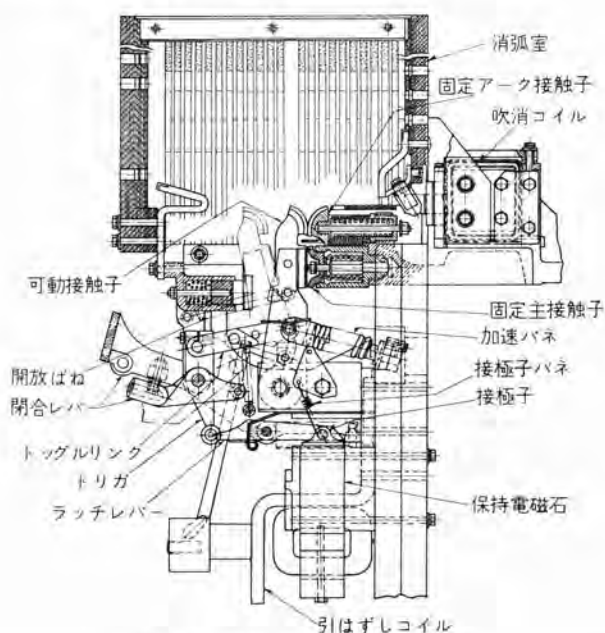


図 5.1 単位シタ断器構造説明図

Fig. 5.1 Pole unit construction.



図 5.2 単位 シュ断器
Fig. 5.2 Pole unit.

5.1 接 触 部

接触部は主接触子と アーク 接触子とから構成されている。固定側 アーク 接触子は銀 タングステン 焼結合金の接触片をもち、その背後に銅 クロム 合金製の円筒状のフィンガが取り付けられている。このアーク 接触子はフィンガ部分で固定 スリウに外挿され、その先端で固定 スリウの根本の外径の太い部分と接触し、ここでアーク 接触子から固定 スリウへの通電が行なわれる。固定 スリウはその内部にパネが装着され、シュ断過程で主接触子からの発弧を避けるために必要なアーク 接触子の追従動作を与えている。固定主接触子はその周辺にミゾを切りフィンガを構成した銅 クロム 合金製の円筒状固定部分と、この固定部分の開放端に内挿されて、可とうフィンガでささえられた円板状浮動部分とからなっている。円板状浮動部分には円輪状の銀特殊合金接触片がロウ付され、固定円筒体の内部には通電に必要な接触圧力を与えるためのパネが込められている。アーク 接触子にはその下面に L 字形のシュー動グツがあり、その底面は主接触子固定部分に接触して、シュ断のさい主接触子からアーク 接触子へシュ断電流が移りやすい構造となっている。可動側の主接触子とアーク 接触子は一体の銅 クロム 合金母材から形成され、可動部分を軽くするために 2 枚の銅条をそのまま用いた可動接触子腕の上端に固定されている。可動接触子腕から

固定 ヒンジ への通電は可とう銅帯によらずに、その軸部分で軸に沿った圧縮パネによって接触圧力を与えられている銀厚メッキ対向面で行なう形式とした。この方式は可とう銅帯を用いる形式に比べ、可動部分の重量を軽くしまた接続部のスペースがきわめて小さくて済



図 5.3 消 弧 室
Fig. 5.3 Arc chute

む利点がある。

5.2 消 弧 装 置

消弧装置は消弧室、吹消 コイル および吹消鉄心からなっている。消弧室の外観を図 5.3 に示す。写真に見られるように消弧室は アーク の長手方向に適当な間隔をおいて配列された多数枚の消弧板と、その両側方に配置された積層鉄心の磁極とからなっている。消弧板は特殊耐熱磁器形造物で、下部に先細の V 字形の切込があり、その断面は両端部に突起をもったコの字形をしている。この消弧板端部の突起は、アーク の触れる場所に他の絶縁物を露出することなく、隣接板との間に必要な間げきを設定するのに使用されるとともに、消弧板自体の機械的強度と熱容量を増すのに役だっている。この消弧板から構成された消弧室は、熱衝撃に強く吸湿性が少なく絶縁にすぐれ、多数回のシュ断に耐える能力をもっている。消弧室の両端にはそれぞれアークホーン が取り付けられており、固定接触子側 アークホーン は吹消 コイル のクリップに接続され、可動接触子側 アークホーン は フレーム の上端に固定される。

つぎにシュ断過程を説明すると、逆弧のときアーク 接触子の開離に伴って生じたアークは、ルーテ電流による上昇作用によって消弧室内に伸長され、その足がアークホーンに到達する。固定接触子側 アークホーン へのアークの到達によって消弧室後方の吹消 コイル が励磁されると、磁極を通して消弧室内に強力な吹消磁界が生成される。アークはこの磁界により消弧室内で上方へ駆動され、消弧板の V 字形のミゾの中へ伸長冷却され、アーク電圧を上昇し故障電流はシュ断される。

消弧室は 3 本の ボルト をはずすことにより支軸の回りに簡単に回転でき、接触部の点検は容易である。また各極の間には図 4.2 に見られる相間バリヤが挿入され、逆弧シュ断のさいにアークが隣接極にセッ絡するのを防いでいる。

5.3 有極性保持電磁石

各单位 シュ断器は引はずしパネに抗して接触子を閉合状態に保つために、直流高速度 シュ断器に一般に用いられているのとどう有極性保持電磁石をもっている。図 5.4 に保持電磁石の磁路構成を示す。常時主回路を流

れる陽極電流による磁束は、接極子で保持 コイル による保持磁束に加わり、接極子保持力を増している。整流器の逆弧により主回路に逆流が流れると、その磁束は接極子で保持 コイル による保持磁束を打消し、接極子

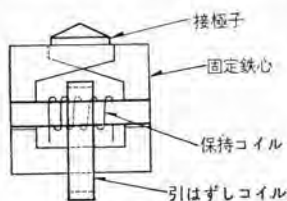


図 5.4 保持電磁石説明図
Fig. 5.4 Holding magnet circuit.

は引はずし力によって接極面を離れ、シャ断器は急速にシャ断動作を行なう。接極子の高速開離のために保持電磁石固定鉄心は特殊な積層方法を使用し、引はずし力に対して接極子を小形軽量にしうる構造とした。また各单位シャ断器は盤面上に近接して配列されているので、その保持電磁石は他極を流れる主回路電流の干渉を比較的受けやすい構造である。逆弧のとき健全相の保持電磁石が、他極を流れる故障電流の干渉を受けて誤動作するのを防ぐため、保持電磁石にはおのおの磁気シャヘイを設けて他極からの磁気干渉を防ぐ構造とした。

5.4 単極機構部

このシャ断器は従来の直流高速度シャ断器の機構と異なり、機構部にラッチを使用した。強力な引はずしパネに対して保持電磁石の必要とする保持力を減少し、保持電磁石を小形にするためである。機構のレバー類は強靱材料の使用により小形に構成された一對のトゥグルリンク、トリガ、ラッチレバーからなっている。トゥグルリンクはその一端が可動接触子腕にあり、他端は常時固定しているトリガの上端にある。トリガはその下端に針状ころを使って取付けられたトリガピンをもっている。ラッチレバーはその一端にトリガピンに係合するステライト張りのラッチ面をもち、他端に接極子が取付けられている。

つぎにシャ断器の動作を説明すると(図5.1参照)、閉合状態ではラッチレバーの一端にある接極子は保持コイルの付勢により保持電磁石接極子面に吸着され、トゥグルリンクは伸長位置にあって可動接触子を閉合状態に保っている。この状態で接極子には、可動接触子腕に働く開放パネ、加速パネの引はずし力と、接極子に直接かけられた接極子パネの引はずし力が加わっている。シャ断器を流れる逆流により保持電磁石吸引力が減少すると、接極子はこの引はずし力により接極子面から開離する。接極子の開離とともにラッチレバーはその支軸の回りに反時計方向に回転しその左端のラッチがはずれる。これに伴い開放パネ、加速パネによって強力な引はずし力を与えられている可動接触子腕は、トリガとともに反時計方向に回転し、接触部を開き、ストップに当るまで開放動作を行なう。この開放過程の終期にトゥグルリンクはひねりパネによって崩壊し、トリガは原位置に復帰する。同時に引はずし力を取り去られたラッチレバーも復帰パネによって時計方向に回転し、接極子はふたたび接極子面に復帰して、シャ断器は開放状態となる。

閉合レバーはその中間に緩衝パネをもった二重レバーからなっている。第1のレバーはその背面で6極共通の絶縁クロスパーに取付けられ、第2のレバーはその先端にローラがあり、閉合過程でトゥグルリンクを閉合位置にまで移

動させる。閉合レバーがこのように緩衝パネをもった二重レバーになっているのは、6極の単位シャ断器の投入にあたって各極間に可調整部分を提供し、また投入のときの機構の無理を避けるのに有効である。

5.5 投入機構

投入機構は1.5 kW 直流電動機、ウォームギヤ減速装置および投入カムからなり、投入レバーによって単位シャ断器閉合レバーを結ぶ絶縁クロスパーに接続されている。このシャ断器の投入機構は前に述べたように、開放極の単位シャ断器だけを閉合極に無関係に再投入することができるようになっている。このため逆弧後の再閉路のときなど1極だけの単位シャ断器を投入する機会があるが、このように投入負荷の軽いときにも投入速度をほぼ一定にして機構の停止位置をそろえるために、電動機軸には遠心力ブレーキが設けられている。

6. 試験結果

6.1 直流シャ断試験

750 V および 1,500 V 直流回路で多数回のシャ断試験

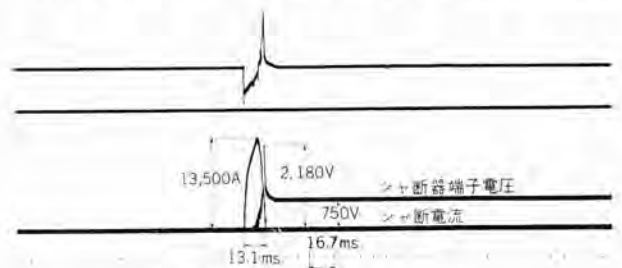


図 6.1 直流シャ断試験 オシログラム

Fig. 6.1 Oscillograms of direct current interrupting tests.

を行なった。そのオシログラムの一例を図6.1に示す。シャ断試験後もシャ断器主接触子消弧室の荒れは少なく良好な状態であった。

6.2 人工逆弧試験

逆弧回路でのシャ断器の特性を調べるために人工逆弧試験を行なった。試験は並列整流器のあるばあいのほか

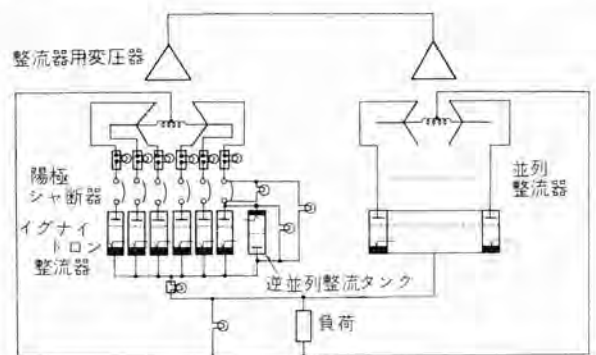


図 6.2 並列整流器のあるばあいの人工逆弧試験回路

Fig. 6.2 Test circuit for simulated arc-back tests with the parallel rectifier.

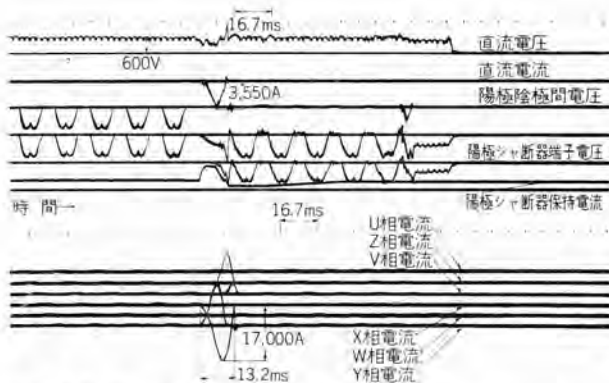


図 6.3 並列整流器のあるばあいの人工逆弧試験 オシログラム
Fig. 6.3 Oscillograms of simulated arc-back tests with the parallel rectifier.

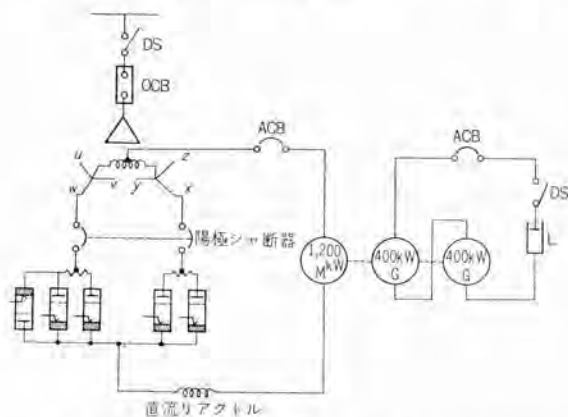


図 6.4 圧延電動機負荷のあるばあいの人工逆弧試験回路
Fig. 6.4 Test circuit for simulated arc-back tests with mill motor load.

に、とくにこのシャ断器を静止レオード装置に使用したばあいの特性を検討するために、整流器に圧延用電動機を負荷として接続した回路についても実施した。

(1) 並列整流器のあるばあいの人工逆弧試験

試験回路を図 6.2 に示す。図に見られるように整流器に逆並列に整流タンクを接続して等価逆弧回路とした。この試験のオシログラムの一例を図 6.3 に示す。シャ断器は 13.2 ms で第 1 波高値 17,000 A の逆弧電流をシャ断している。

(2) 電動機負荷をもつばあいの人工逆弧試験

試験回路を図 6.4 に、電動機が全負荷運転中に人工逆弧を発生させたばあいのオシログラムを図 6.5 に、電動機が無負荷運転中に人工逆弧を発生させたばあいのオシログラムを図 6.6 に示す。これらのオシログラムから見られるように、陽極シャ断器はいずれも良好なシャ断特性を示し、健全相の誤動作もなく、電動機は逆弧時にも連続運転を行なうことを確認した。

7. む す び

以上 DL 形陽極シャ断器についてその構造性能の概要

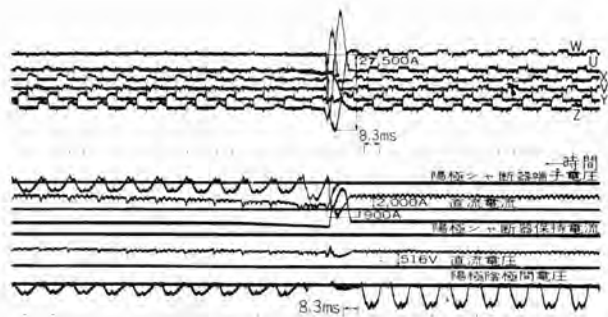


図 6.5 圧延電動機負荷(全負荷運転中)のあるばあいの人工逆弧試験 オシログラム

Fig. 6.5 Oscillograms of simulated arc-back tests with the mill motor in full load operation.

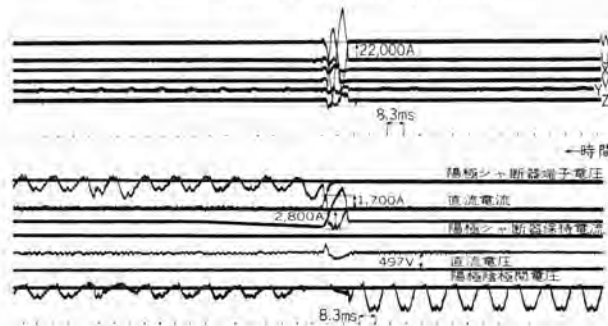


図 6.6 圧延電動機負荷(無負荷運転中)のあるばあいの人工逆弧試験 オシログラム

Fig. 6.6 Oscillograms of simulated arc-back tests with the mill motor in no load operation.

を述べたが、その特長を要約すると、

- (1) 適切な構造の消弧室を使用し各極間に相間バリヤをもっているため、シャ断容量が大きい。
- (2) 強力な引はずしバネ、軽量に構成された機構部をもちシャ断速度が速い。
- (3) 逆弧のとき健全相のシャ断器は誤動作しないようにとくに考慮された構造となっている。
- (4) 投入機構は閉合極に影響をおよぼすことなく、開放極だけを再閉合しうる構造である。
- (5) 機構部には不銹鋼を多用し、化学工場など腐食性ふんい気中で使用しても信頼度が高い。
- (6) シャ断による接触部消弧室の損耗は少なく保守が簡単である。

などをあげることができる。

また DL 形陽極シャ断器を用いた陽極シャ断方式は、

- (1) 逆弧電流を迅速にシャ断し、逆弧による回路の関連機器への障害を最小限に留めることができる。
- (2) 逆弧のときにも整流器の連続運転を行なうことができ、圧延用静止レオード装置など連続給電が要求される設備に使用して、きわめて有利な回路構成を行なうことができる。

などの特長をもち、最良の逆弧保護方式といえることができる。

トランジスタ搬送電話端局装置

無線機製作所 北垣成一*・室田 慎*・篠原 博*

Transistorized Carrier Telephone Terminal Equipment, Type MX-3T

Electronics Works Seiichi KITAGAKI・Shin MUROTA・Hiroshi SHINOHARA

To transistorize various electronic apparatus is a general trend rapidly growing everywhere. Mitsubishi has been developing transistorized carrier telephone terminal equipment for microwave circuits and has supplied multiplex equipment of the kind with a capacity of 60 channels to the Kanto Regional Construction Board together with 7,000 Mc SS-FM microwave radio communication equipment, the result being very satisfactory. The equipment is provided with transistors instead of electron tubes in active circuits and also printed boards, which features the installation with compact arrangements, reduced floor spaces, increased reliability and high stability yet with small power consumption.

1. ま え が き

近時、各種電子機器のトランジスタ化が急速に進められている。当社もかねてからマイクロ回線用搬送電話端局のトランジスタ化の開発を行なってきた。今般、関東地方建設局へ、東京一野田一赤城一相模回線用として7,000 Mc帯SS-FM方式60通話路容量の多重無線通信装置を製作納入し、昨年5月末以来順調に運転されている。この回線に使用の搬送電話端局装置はトランジスタならびにプリント板を用いた小形実装の当社第1号実用機であるので、ここに、この装置の概要を紹介する。

2. 設 計 基 準

この装置は国際的に採用されているCCITTの勧告する多重搬送電話方式に関する諸規格を基準とし、国際回線と同等の性能を有するよう設計されたものである。経済的な設計の基準に重大な影響を及ぼすものは雑音であるが、この雑音を装置を構成する各機器に妥当な値に配分することが装置設計の主題である。

この装置はCCITTの規格に従って装置雑音を3リンクにつき2,500 PWすなわち-56 dbとして設計されたものであり、1リンクではその1/3の830 PWすなわち-61 dbとなる。発生原因によって雑音の種類を分類すれば下記のとおりである。

- (1) 基本雑音 トランジスタ雑音、抵抗の熱雑音、および搬送波漏洩による雑音
- (2) 非直線ヒズミ雑音 変調器、増幅器などの非直

線ヒズミによる雑音

- (3) 反転漏話雑音 ロハ器減衰量の不足および不純搬送波による雑音
- (4) 直線漏話雑音 不純搬送波、搬送回路回り込み漏話、および架内、架間の布線などの漏話による雑音
- (5) その他の雑音 架間その他局内布線による漏話および電源などの外来誘導雑音

これらの雑音の種類に対し、合理的に雑音量を割当て必要な特性規格を満足するように設計された。表2.1はこの装置の雑音配分を示すものである。全割当雑音電力

表 2.1 雑 音 配 分

雑 音 の 種 類	割 当 量 (PW)
基 本 雑 音	200
非 直 線 ヒ ズ ミ 雑 音	160
反 転 漏 話 雑 音	100
直 線 漏 話 雑 音	150
そ の 他 の 雑 音	100
小 計	710

830 PWの残余120 PWは余裕として保有するものである。

3. 周波数変換方式

この装置の周波数変換は大別して通話路変換、前群変換、群変換に分類される。通話路変換で0.3~3.4 kcの音声周波帯域3個を12~24 kcの基礎前群(B-PG)に変換し、前群変換で4個の基礎前群を60~108 kcの基礎群(B-G)に変換する。この基礎群周波数配列は国際的に採用されているものと一致する。

群変換では基礎群5個を60~316 kcの伝送帯域に配

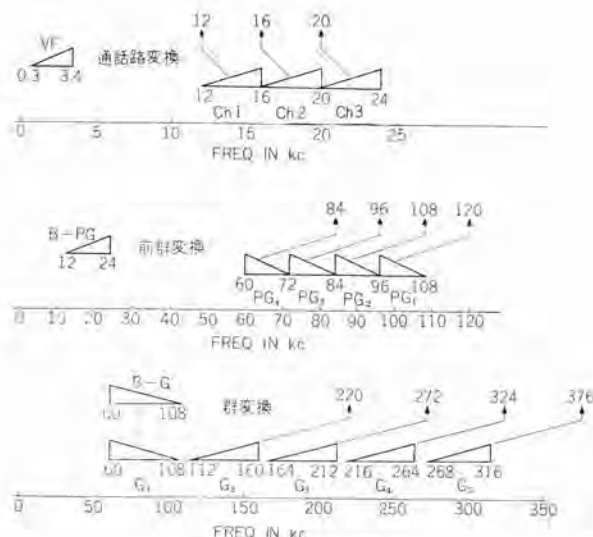


図 3.1 周波数配置図
Fig. 3.1 Frequency allocation.

列して、60 通話路を構成し無線装置に接続する。受信側では各変換過程で上記と逆の復元が行なわれる。図 3.1 は各変換過程を示したものである。

4. 構造

この装置の構造は図 4.1 に示すとおり、当社で新しく設計開発した箱体構造の GT 形実装方式を採用している。小形実装とするためのもっとも重要なことは装置機能の安定化であり、回路方式の合理化と部品の安定度の向上によることはもちろんであるが、とくに実用上の見地から機器の取扱い、保守の容易なことを主眼とした。

(1) 架構造

この装置に使用される鉄架は高さ 2,750 mm、幅 520 mm、奥行 225 mm の薄鋼板製の箱体構造である。架は保守調整がすべて架の前面でできる片面実装であるから、2 架を背中合わせ配置し、両面実装として、あるいは、施設場所の条件によっては壁面に密着配置することができるなど占有床面積をいちじるしく節減することができる。

架には標準フレームを 100 mm 間隔で実装し、その上部に架上端子板、警報ベル、ランプ、下部には電源接続端子板および電源盤を取付ける構造になっている。

(2) フレーム構造

架には亜鉛ダイキャスト製のフレームをたな状に着装し、各パネルの

挿入ガイドならびに取付支持を行なうとともに、後部に鋼板製のプラグイン端子保持金具を実装するパネルの位置によって任意の個所に取付けることができ、パネルの挿入によって端子接続が行なえるようになっている。

フレームのガイドレールは単位パネル（幅が全体の 1/12 で 1 枚幅と呼称する）が 12 枚挿入できる構造になっており、2 枚・3 枚……12 枚幅パネルが任意の組合わせて実装できる。

(3) パネル構造

この装置に使用されるパネルはパネル本体、プリント板およびシールド板により構成される。パネル本体は前面パネルとワウ組とにより組立てられ、ワウ組の下部は前述のフレームのガイドレールに沿って挿入できるようにし、ワウ組の後面にはプラグイン端子を取付ける構造となっている。

プリント配線を施した基板に各回路部品を実装し、これをパネル本体の側面に取付け、プリント面にシールド板を取付けるようになっている。

前面パネルの高さは 100 mm で、幅は単位幅 37.5 mm の整数倍（1～12）になっており、ワウ組の奥行は 168 mm である。図 4.2 はパネルの外観である。



図 4.2 パネル
Fig. 4.2 Panel.

各回路部品は小形化をはかり、点検、修理が容易なように実装配置を考慮しており、プリント面には取付回路部品の記号が印してある。

この装置の通話路数は最高 60 Ch であるが、24 Ch 以下の容量であれば全装置を 1 架に収容することができる。すなわち全トランジスタ化によって真空管方式の場合に比し、同一性能を具備し、実装は約 1/4 に、消費電力は約 1/10 程度である。

5. 回路構成

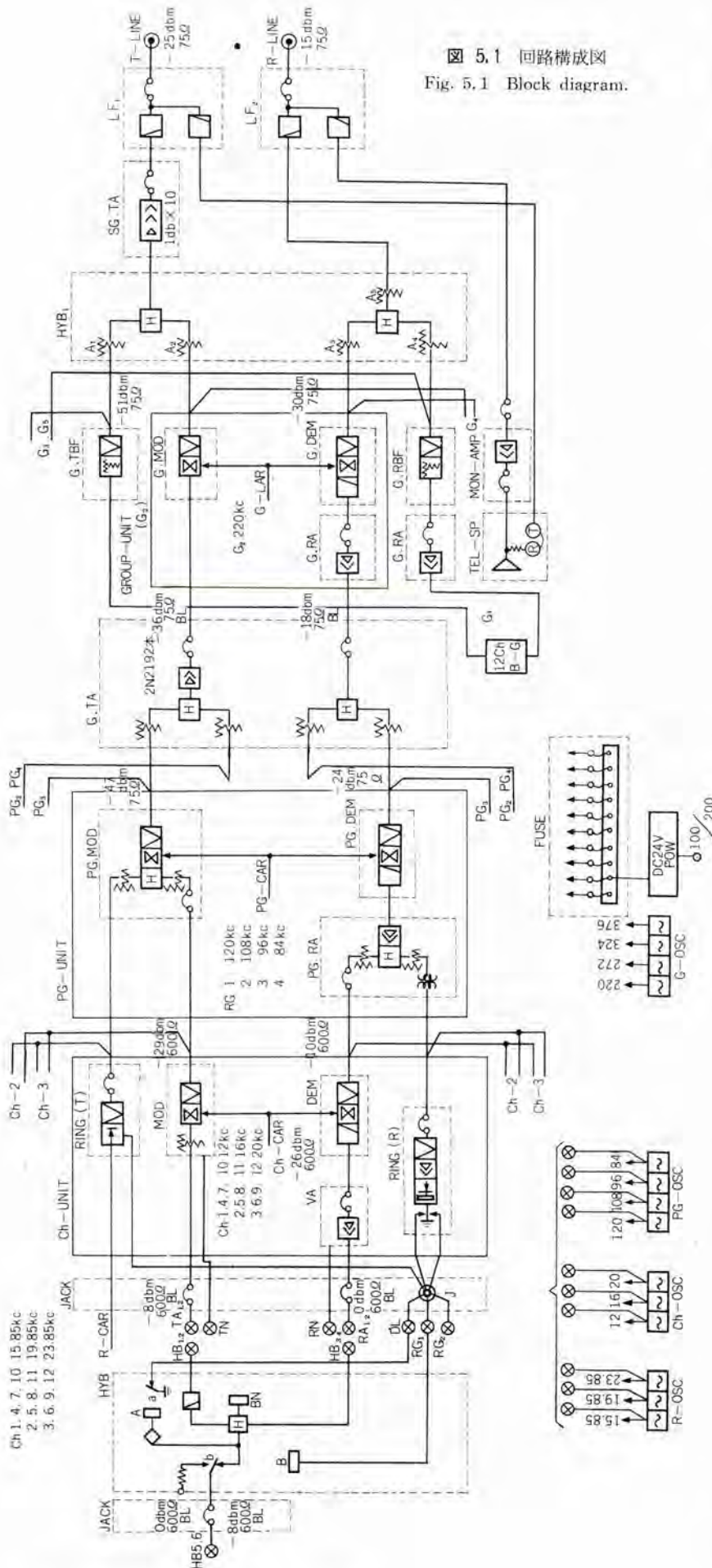
この装置の回路構成は図 5.1 に示すように真空管方式の MX-3 形⁽¹⁾とほぼ同様であって、通話路変換部、群変換部、搬送電流供給部、および電源部より構成されている。そのおもな相違点は MX-3 形においては、音声増幅器と受信信号回路を同一の真空管で共用していたが、この装置においては、トランジスタ化の第一過程として、信号動作をより安定ならしめるために受信信号回路を別個



図 4.1 MX-3T 形搬送電話端末装置
Fig. 4.1 Type MX-3T carrier telephone multiplex terminal equipment.

に分離したことである。

図 5.1 回路構成図
Fig. 5.1 Block diagram.



6. 性能

この装置の主要な電気的性能は下記のとおりである。

(1) 伝送方式

搬送波阻止単側帯波伝送方式 (SSB)

(2) 通話路数

最高 60 通話路数

(3) 伝送周波数帯域

0.3~316 kc (打合電話回線を含む)

(4) 音声通話路有効伝送帯域

0.3~3.4 kc

(5) 信号方式

音声帯域外 3,850 c/s 相当周波数 (3 通話路基礎前群周波数において 15.85, 19.85, 23.85 kc) の 1 周波方式とし、市外ダイヤル方式、16 c/s リングダウン方式に使用できる。

(6) 標準レベルおよびインピーダンス

表 6.1 のとおりである。

(7) 搬送電流漏洩量

各通話路とも相対レベル以下 30 db

(8) 総合残留損失偏差

CCITT 規格の 2/5 以内

(9) 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それぞれの総合雑音は音声変信相対レベル 0 db 点において -60 dbm 以下

(10) 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

(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) 通話路ヒズミ率

表 6.1 標準レベル, インピーダンス

	標準レベル (dbm)		インピーダンス (Ω)
	送信側	受信側	
音声二線式回路 (EQPT)	0	-8	600 平衡
音声四線式回路 (MOD-IN) (VA-OUT)	-8	0	600 平衡
12 通話路基礎群 (GTA-OUT) (PG. DEM-IN)	-36	-18	75 平衡
無線装置調整群 (T-LINE) (R-LINE)	-25	-15	75 不平衡

信号レベルは標準通話路レベル以下 15 db に設定

標準レベル 800 c/s で 二次 30 db 以上
三次 40 db 以上

(13) 鳴音安定度

送受信端局対向で両端を 2W 式回路とし、それぞれ 400 Ω 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 ヒズミ

スピード 10、メーク比 33% において、レベル変動 ±3.5db に対して 5 ms 以内

(15) 打合回線

この装置は打合用として聴話増幅器を含む電話機盤を備え、任意相手局をスピーカ呼出を行ない、打合通話をすることができる。

(16) 使用トランジスタ

低周波増幅用 2N-217, HJ-34A

高周波増幅用 2N-219, HJ-41

(17) 電源

この装置を動作させるために必要な電源は AC 100V (または AC 200 V) 単相 50 c/s (または 60 c/s) であり、それより DC 24 V および AC 24 V に変換し各盤に供給する。

この装置の電源別用途は下記のとおりであり、60 通話路に供給する容量がある。

#1DC24V 各トランジスタ電源

#2DC24V トランジスタ以下のすべての DC24V 電源

AC24V 恒温槽ヒータ電源

この装置の消費電力は約 150 W であり、真空管方式に比して約 1/10 である。

7. 主要回路

(1) 増幅器

音声増幅器盤 (VA), 前群受信増幅器盤 (PG-RA), 群送信増幅器盤 (G-TA), 群受信増幅器盤 (G-RA) の回路方式はいずれも初段コレクタ接地、出力段エミッタ接地としハイブリッド帰還を施し入出力回路インピーダンスを線路に整合させている。

一例として図 7.1 に群受信増幅器の回路を示す。この

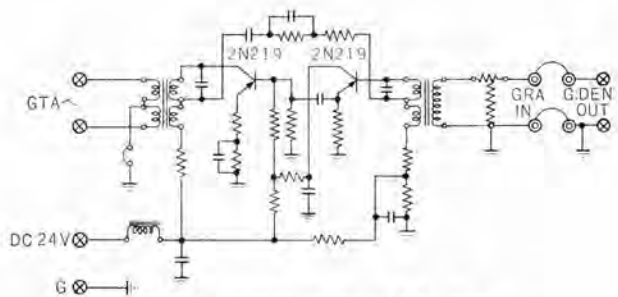


図 7.1 群受信増幅器 (GRA) 回路

Fig. 7.1 Group receiving amplifier circuit.

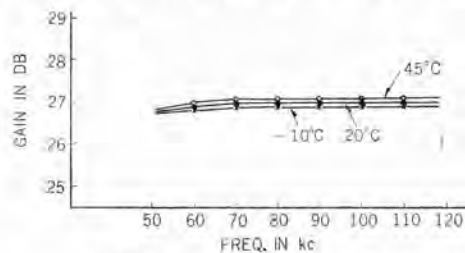


図 7.2 群受信増幅器温度特性

Fig. 7.2 Temperature characteristics of GRA.

増幅器の有効伝送帯域は 60~108 kc, 平坦特性で利得 27 db, ヒズミ率二次 55 db 以上, 三次 65 db 以上, 利得偏差は上記周波数帯域で ±0.1 db 以内, 雑音発生量出力側で -80 dbm 以下である。図 7.2 はこの増幅器の温度特性である。

図 7.3 は超群送信増幅器の回路図である。この増幅器はエミッタ接地三段負帰還増幅器で、ハイブリッド帰還を施し、入出力回路インピーダンスを μ 回路に無関係に線路に整合させている。トランジスタのもつ二つの折線周波数特性を考慮し、利得余裕 10 db, 位相余裕 30 度として $\mu/3$ 回路の補正を行なった。その特性は、60~316 kc の伝送帯域において利得 32 db, 帰還量 20 db 以上, ヒズミ

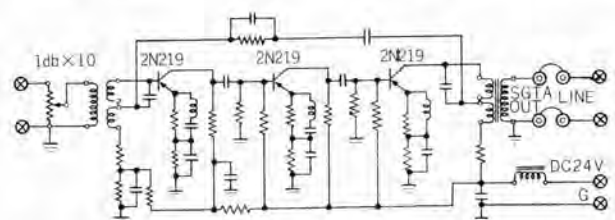


図 7.3 超群送信増幅器 (SGTA) 回路

Fig. 7.3 Super-group transmitting amplifier circuit.

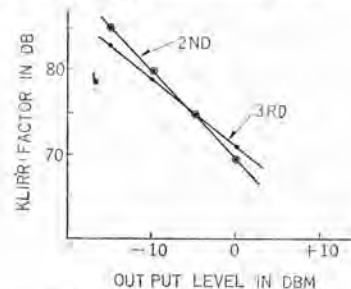


図 7.4 超群送信増幅器ヒズミ特性

Fig. 7.4 Klirr factor of SGTA.

ミ率出力レベル -10 dbm で二次 75 db 以上、三次 85 db 以上、利得偏差 0.2 db 以内、雑音発生量 -80 dbm 以下である。図 7.4 はヒズミ率特性である。

(2) 受信信号回路

この装置の信号伝送回路は、前述のようにレベル変動に対する動作の安定を良くするためにとくに考慮をはらった。図 7.5 はその回路を示し、図 7.6 はリミッタ特性の温度特性である。

(3) 搬送電流供給回路

前述のように、この装置の搬送電流はいずれも水晶制御の発振器によって供給され、前群および群変換用搬送波発振器は恒温槽を使用している。図 7.7 は、群変換用

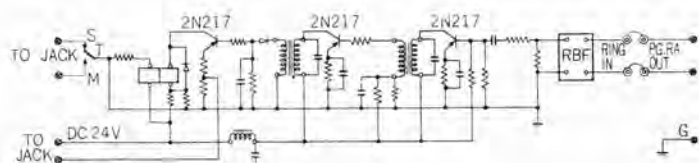


図 7.5 受信信号回路

Fig. 7.5 Receiving ringer circuit

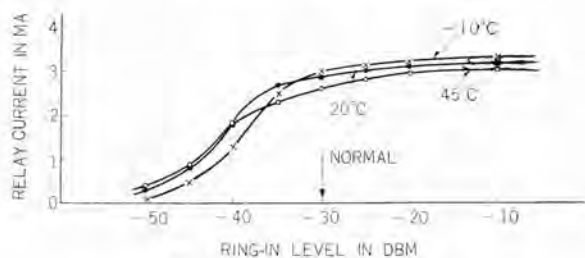


図 7.6 受信信号回路特性

Fig. 7.6 Characteristics of receiving ringer.

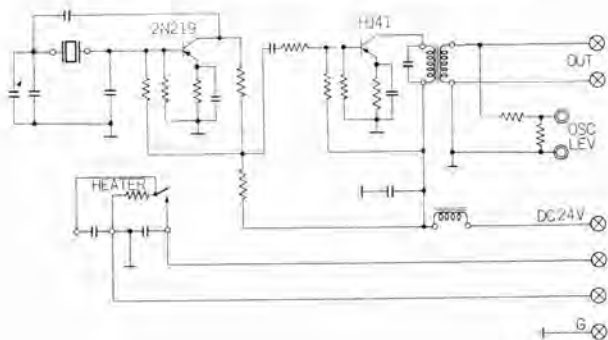


図 7.7 群搬送波発振器回路

Fig. 7.7 Group-carrier oscillator circuit.

搬送電流供給用の発振回路で、P-G 接続のピアース回路の真空管をジャンクショントランジスタにおきかえたものである。電源電圧 $\pm 5\%$ 、周囲温度 $-10^\circ\text{C} \sim +40^\circ\text{C}$ の変化に対する周波数安定度は $\pm 2 \text{ c/s}$ 以内である。

8. 試験結果

工場試験および現地すえ付完了後に行なった試験の結

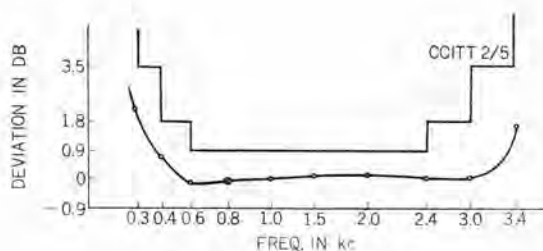


図 8.1 総合周波数特性

Fig. 8.1 Overall voice frequency response.

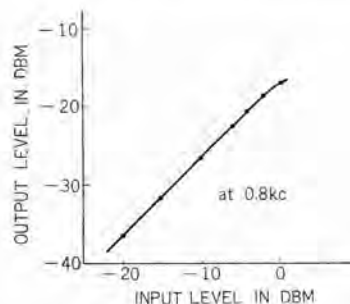


図 8.2 総合過負荷特性

Fig. 8.2 Over load characteristics.

果は十分満足なもので、真空管方式のものに比し、なんらの遜色はなかった。その一部を示すと下記のとおりである。

- | | |
|----------------|--------------------------------|
| (1) 通話路総合周波数特性 | 図 8.1 |
| (2) 装置雑音 S/N | 62.5 ~ 67 db |
| (3) 了解性漏話減衰量 | 62.5 ~ 67 db |
| (4) 雑音負荷試験 S/N | 60 ~ 65 db |
| (5) 音声ヒズミ率 | 二次 38 ~ 42 db
三次 45 ~ 53 db |
| (6) 過負荷特性 | 図 8.2 |
| (7) 符号伝送ヒズミ | -3 ~ +3% |

9. むすび

以上が今回関東地方建設局に納入したトランジスタ 60Ch 容量搬送電話端局装置の概要であり、現在順調に運転され、トランジスタ化の幾多の特長を発揮しつつある。しかしながら、トランジスタ自体現在大きな発展の途上であり、その性能はますます向上しつつあり、また小形部品の開発も実にめざましいものがある。この装置はその1段階を示すものであって、なおいっそうの小形化と性能の向上を図るべく研究を進めている。

参考文献

- (1) 榎本・北垣・他：「三菱電機」32. No. 10. 91 (昭 33).

水銀整流器の等価試験

研究所 阿部久康*・山口峯男*・池田和郎*
伊丹製作所 塚本昭二**

Equivalent Test Method of Mercury Arc Rectifiers

Research Laboratory Hisayasu ABE・Mineo YAMAGUCHI・Kazuo IKEDA
Itami Works Shōji TSUKAMOTO

Increase in the capacity of the latest mercury arc rectifiers has led to the enlargement of the load test facilities. Even with the employment of inverters for feeding back in actual load tests, power requirements often exceed the limit of receiving capacity. The phenomena of arc back of the rectifier, on the other hand, are hard to observe unless tests are kept on for some period of time. This also results in large power consumption. To overcome this handicap an equivalent test method has been studied and proved very satisfactory from the viewpoint of economy and time saving. In this method the rate of the occurrence of arc back is controllable with ease through a proper selection of a test circuit constant. Then it can well be said that the method is very effective and indispensable for the experiment so as to raise the rectifiers to a higher level of perfection.

1. ま え が き

最近における水銀整流器の大容量化に伴い、負荷試験設備が非常に大きくなるとともに、その実負荷試験はたとえインバータを用いて電力返還を行なってもなおかつ工場の受電能力限界を上回る事態を生ずる。また整流器の逆弧は偶発性であり、短時間の負荷試験では逆弧発生の機会がきわめて少なくしたがって測定に長時間を要しその間の電力消費を免れない。等価試験はこれらの試験をもっとも経済的かつ迅速に行なうきわめて有利な手段であり、また逆弧発生率は試験回路の定数により任意に制御できるから整流器の設計、開発ならびに運転条件の改善策の研究分野において定量的な諸種の基礎資料を得ることができる。

上記等価試験法の有する利点は古くから注目され、その実現に対して多くの努力が払われたのであるが、ここ数年前まではガラス整流器を対象とする原理的な実験の範囲にとどまり数 1,000 kW を対象とする大容量等価試験法は実施された例がなかった。最近においてかかる大容量試験装置の要求に対する機運が高まり、すでに AEG⁽¹⁾ およびツ連⁽²⁾において研究用ならびに製品試験用として実用されるに至っている。わが国では昭和29年8月鉄道電化協会内に国鉄技術研究所を中心とする等価試験研究委員会が発足し、それ以来関係者において実用化に対する積極的な研究が進められた。

当社では昭和20年ころから小形ガラス整流器を使用

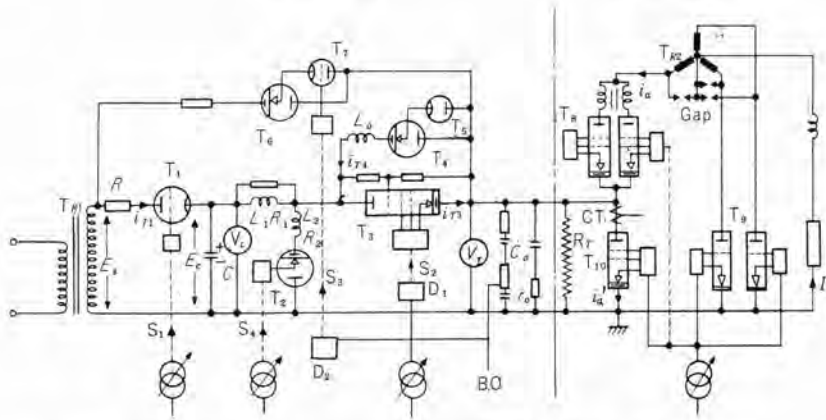
した予備研究を行なっていたが、昭和30年研究所においてわが国最初の大容量整流器を対象とする試験装置が完成し、各種実用器の等価試験ならびに試験法の研究を開始した。昭和32年には伊丹製作所にも装置が新設され現在研究所、および工場の両設備を使用して整流器の開発と性能向上に関する試験・研究を進めている。

本文では当社の試験装置、試験方法ならびに現在までの代表的な実施例について現状を紹介するとともにこの試験法において重要な問題である等価性について考察した結果の概要を報告し、関係各位のご批判に供したいと思う。

2. 等価試験装置

等価試験は低圧の電流源と高圧電圧源を分離し、整流器の電流、電圧をそれぞれ別個の電源から供給しようとするのがその原理である。しかしこの等価試験方法の原理も實際上、実負荷時の運転波形を試験電流、電圧の上に再現する点に関して困難があり、また高圧と低圧源の相互干渉防止のための多くの技術的問題を解決する必要があった。

高圧と低圧源の干渉防止に対しては、従来リアクタ、あるいは機械的なシャ断器を使用する試みがあったがいずれも難点があり現在では消イオン特性の優秀な直列阻止整流器により両者の分離に成功している。一方電流、電圧条件の模擬方法については原理的に Kingdom & Lawton 氏法⁽³⁾ならびに AEG 法⁽¹⁾を踏襲するがさらに独特



TR1	高圧源トランス 30 kVA	TR2	低圧源トランス、二次相電圧 167 V
T1	充電管, 4G78×3	Id	1,700 A
T2	反転管, イグナイトロン	Vc	セン頭波電圧計, C の充電電圧
T3	起動管, 20 kV 高圧イグナイトロン	Vr	供試器の逆電圧
T4	ク形波逆電圧印加管, イグナイトロン	CT	陽極電流波形観測ならびに逆弧検出
T5	同上補助管 6H61×2	CoroLo	飛躍逆電圧シュン度調整素子
T6	正弦波逆電圧印加管, イグナイトロン	D1	タイマ, 毎サイクル 1/1 sec
T7	同上補助管 4G78×2	D2	遅延パルス回路
T8	直列阻止整流器, イグナイトロン	S1	C の充電電圧制御シグナル
T9	補助整流器, イグナイトロン	S2	起動管の位相制御
T10	供試整流器	S3	正弦波逆電圧印加位相制御
		S4	T2 の反転位相制御

図 2.1 等価試験回路

Fig. 2.1 Equivalent test circuit.

の方法により正弦波逆電圧も印加できるようになっており、ほとんど忠実に実負荷波形を再現し完全な試験を行なうことができる。

図 2.1 は試験装置の主要結線図であり、図中鎖線の右側は低圧電流源、左側が高圧電圧源である。供試器 T_{10} は補助整流器 T_9 とともに三相整流器中の 1 相として連続負荷しておき、運転中の逆電圧相当の試験電圧は別途高圧電源より毎サイクル、あるいは時間制御装置により 1 秒までの適宜のインタバルをおいて間欠的に印加する。試験電圧が低圧源へ侵入することを防止するため二重格子形水冷イグナイトロン T_8 を並列にして直列阻止整流器とする。高圧回路はク形波状逆電圧と正弦波状逆電圧印加用

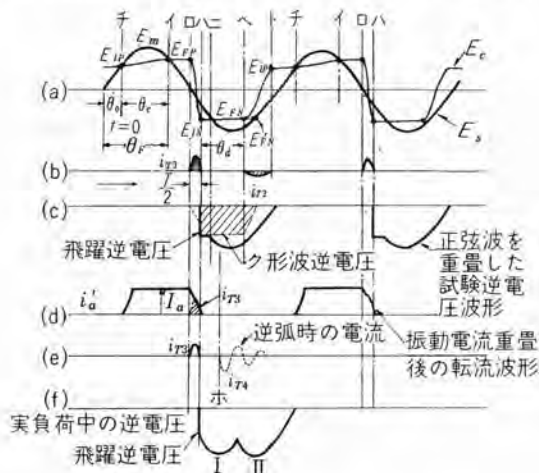


図 2.2 等価試験の電圧電流関係

Fig. 2.2 Relations of voltage with current of equivalent test circuit.

回路から構成されるが、それぞれの回路動作は、図 2.2 を参照して、概略次の要領で行なわれる。

2.1 ク形波状逆電圧印加回路

図 2.2 位相 (イ) - (ロ) 間

コンデンサ C は高圧トランス TR_1 の二次電圧 E_s により充電管 T_1 を経て図示極性に充電待機している。(E_{FP})

位相 (ロ) - (ハ) 間

位相 (ロ) において起動管 T_3 が点弧し、 C の電荷は、 $L_1 \rightarrow T_3 \rightarrow T_{10}$ を経て放電し、供試器 T_{10} に図 2.2 (b) i_{T3} のような振動電流半波を流す。このとき C の電圧は E_{FP} から E_{LN} まで反転し、位相 (ハ) において供試器 T_{10} に飛躍逆電圧として印加される。この電圧は位相 (ハ) まで、回路の若干の損失のためわずかに減衰するがほとんど一定に維持され供試器にク形波状逆電圧 E_{LN}

$-E_{FN}$ を $C \rightarrow T_{10} \rightarrow T_5 \rightarrow T_4 \rightarrow L_0 \rightarrow L_1 \rightarrow C$ の経路を通じて印加する。

位相 (ハ) - (ト) 間

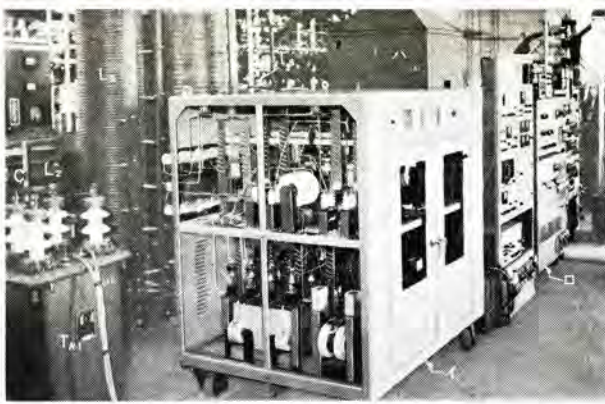
位相 (ハ) において反転管 T_2 が点弧し C の電圧 E_{FN} はリアクトル L_2, L_1 を通じて E_{IP} まで正転し、以後位相 (チ) よりふたたび高圧トランスの二次電圧 E_s により充電が始まる。このコンデンサの正転操作は次章の解析に示すように高圧充電回路の所要 kVA の低減にいちじるしい役割を果たす。 $L_2 (\gg L_1)$ は反転管 T_2 の電流波高値を低減させ、その管の責務軽減に役だつ。

2.2 正弦波状逆電圧印加回路

正弦波状逆電圧は T_7 および T_6 の回路より構成される。図 2.2 の位相 (ニ) においてシグナル S_3 により T_7, T_6 が点弧すると TR_1 の二次正弦波逆電圧は $TR_1 \rightarrow T_{10} \rightarrow T_7 \rightarrow T_6$ の経路により供試タンクに印加され、ク形波逆電圧に重畳して図 2.2 (c) のような逆電圧波形を得る。実負荷中の電圧波形は図 2.2 (f) のように他相陽極の通電に伴い逆電圧に 2 個の山を生ずるが、逆弧はすべて領域 I で発生するから図 2.2 (c) の波形で十分な近似が得られる。

2.3 逆電圧ならびに飛躍逆電圧シュン度の調整

高圧回路において TR_1 は共通であるが、ク形波ならびに正弦波逆電圧はそれぞれ別個の回路を形成する。正弦波逆電圧の最大値は (TR_1) の二次電圧の調整により二次電圧の最大波高値である 25 kV まで与えられ、ク形波逆電圧 (飛躍逆電圧 E_{LN}) は充電管 T_1 の格子制御によ



イ、高圧試験回路 ロ、制御盤 ハ、恒温室
TR1: 高圧源トランス C: コンデンサ L1, L2: リアクトル
Ts: 直列阻止整流器

図 2.3 等価試験装置

Fig. 2.3 View of equivalent testing equipment.

り 0~20 kV まで制御できる、すなわち当社の方式によれば正弦波逆電圧の最大値 E_m と飛躍逆電圧 E_{IN} の相対比の変更が可能であり、逆電圧波形に対するいちじるしい自由度が与えられる。

なお、後述のように飛躍逆電圧の シュン 度は逆弧率に顕著な影響を及ぼすので、シュン度調整用として図 2.1 中 C_0, r_0 および L_0 の回路を付加し、これら素子の定数調整により逆電圧 シュン 度は $8 \text{ kV}/\mu\text{s}$ から $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ まで実験的に広範囲に変更できる。

2.4 付属装置

供試器の逆弧は T_{10} の陽極回路に挿入した検出 コイル C, T により選択的に計数され、逆電圧印加数との比から逆弧率を求める。測定装置、高圧回路構成素子の絶縁方式、シグナル伝送回路などについても種々興味ある問題があるが本文ではその詳細は割愛する。等価試験では低圧源へ高圧が侵入した場合に対処する慎重な保護対策が必要であり、このため低圧源 トランス の二次各相-中性点間その他回路の随所に、放電 キット、アレスタ、側路 コンデンサ が設けてあり、適当な協調により サージ 侵入の被害

を最少限に抑制するように考慮されている。

図 2.3 は研究所等価試験装置の概観である。試験容量は単管 500 A (三相 1,500 A)、試験飛躍逆電圧 20 kV、(逆電圧波高値 25 kV) まで可能であり、この装置により 3,000 kW 整流器ならびに 20 kV 高圧整流器の等価試験を行なうことができる。

図 2.4 は 20 kV 高圧 ペントード、イグナイトロン の負荷試験中、試験装置各部の波形を示す オシログラム であり、図 2.2 の説明図と対照して満足すべき電流、電圧関係をj

3. 試験回路の解析⁽⁴⁾

等価試験は前述のように実負荷に比しいちじるしく経済的な試験を行なうことができる。電力消費は低圧源と高圧回路に分けられるが、低圧回路は既知の多相整流回路理論から容易に計算できるからここには C の電圧電流を中心とする高圧源の消費電力を、反転管を使用し 1 サイクルに 2 回の C の電圧を反転させる高能率の電荷利用を行なった回路について解析法を述べる。

図 2.1 ならびに図 2.2 の動作図を参照して、充電開始位相(図 2.2 位相 ϕ)を時間の原点にとると、かかる時点における電圧電流の表現式は

$$e_s = E_m \sin(\omega t + \theta_0) \quad \left. \begin{array}{l} \text{ただし } E_m: \text{高圧電源電圧波高値} \\ \text{かつ } E_m \sin \theta_0 = E_{IP} \end{array} \right\} \dots\dots\dots (3.1)$$

充電電流すなわち高圧電源電圧瞬時値は

$$\frac{i_m}{\omega C E_m} = \frac{1}{\sqrt{1+k^2}} \left\{ \sin(\omega t + \phi + \theta_0) - \sin(\phi + \theta_0) e^{-\frac{\omega t}{k}} \right\} \dots\dots\dots (3.2)$$

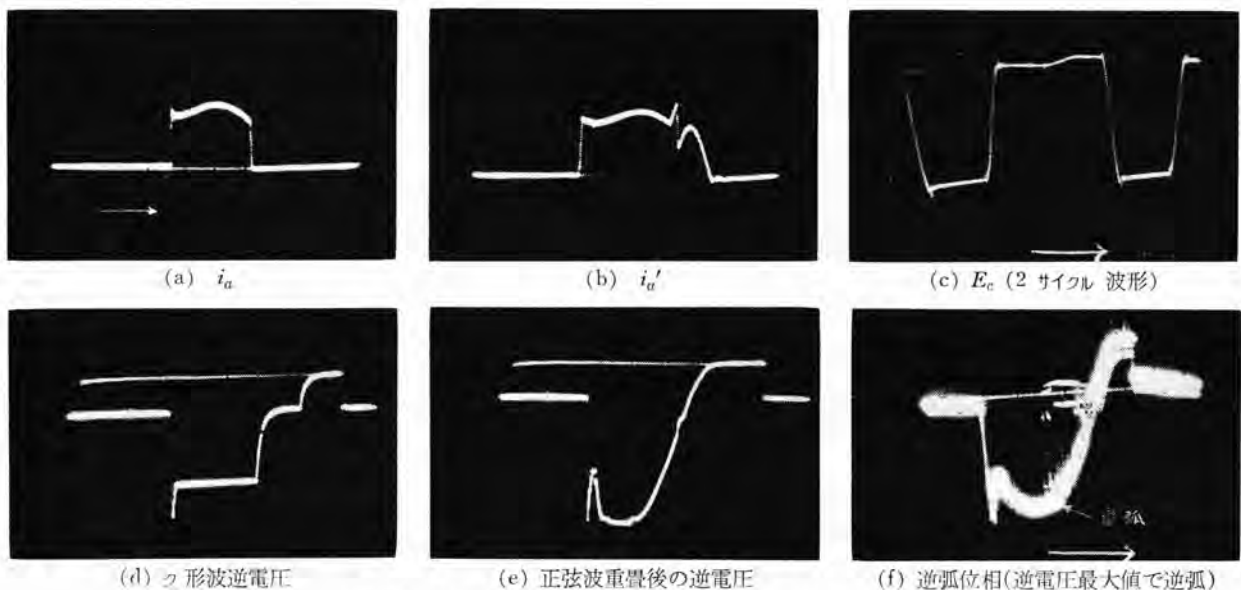


図 2.4 等価試験の電圧電流波形 20 kV 高圧 イグナイトロン

Fig. 2.4 Voltage and current oscillograms of equivalent test circuit.

ここで $k = \omega CR$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{k}$$

さらに簡単のため以後 $\omega t = \theta$ で表わす。

充電完了位相 (図 2.2 位相 イ) では

$$\theta = \theta_F - \theta_0 = \theta_F$$

で定義されており θ_0 は充電管 T_1 の導電期間を与える。

充電完了位相 (位相 イ) では式 (3.2) で $i_{T1} = 0$ であるから、

$$\sin(\phi + \theta_0) e^{-\frac{\theta_F - \theta_0}{k}} = \sin(\theta_F + \phi) \quad (3.3)$$

充電完了後の C 電圧の final value E_{FP} は

$$\frac{E_{FP}}{E_m} = \sin \theta_F \quad (3.4)$$

コンデンサの充電初期値 E_{IP} , 充電完了後の E_{FP} が与えられると式 (3.1), (3.4) より θ_0, θ_F が決定し、式 (3.3) より k , すなわち充電回路定数 C, R が決まる。

θ_0, θ_F, k がそれぞれ求まると充電回路の電圧電流は次式により与えられる。

蓄電器電圧瞬時値

$$\begin{aligned} \frac{e_c}{E_m} = & \frac{1}{\sqrt{1+k^2}} [-\cos(\theta + \phi + \theta_0) \\ & + \{\sqrt{1+k^2} \sin \theta_0 + \cos(\phi + \theta_0)\} e^{-\frac{\theta}{k}}] \quad (3.5) \end{aligned}$$

充電電流平均値 I_{T1} は

$$\frac{I_{T1}}{\omega CE_m} = \frac{1}{2\pi} (\sin \theta_F - \sin \theta_0) \quad (3.6)$$

同実効値 $\tilde{I}_{T1}$ は

$$\frac{\tilde{I}_{T1}}{\omega CE_m} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_F - \theta_0} \left(\frac{i_{T1}}{\omega CE_m} \right)^2 d\theta} \quad (3.7)$$

充電 VA

$$\frac{[VA]}{\omega CE_m^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{I_{T1}}{\omega CE_m} \quad (3.8)$$

一方充放電によるコンデンサ電圧 e_c の変化比 S_c は

$$S_c = \frac{E_{IP}}{E_{FP}} = \frac{\sin \theta_0}{\sin \theta_F} \quad (3.9)$$

この比は充放電繰り返し過程における次の諸損失を含んでいる。

リアクトル L_1 の損失 S_{d1}

$$S_{d1} = \frac{E_{IN}}{E_{FP}} = \exp\left(\frac{-\pi}{\sqrt{Q_1^2 - 1}}\right) \quad (3.10)$$

$$\text{ただし } Q_1 = \frac{\omega_{P1} L_1}{R_1}, \quad \omega_{P1} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$$

供試器 T_{10} の端子間漏洩抵抗 R_T による損失 S_{d2}

$$S_{d2} = \frac{E_{FN}}{E_{IN}} = \exp\left(\frac{-\theta_d}{\omega R_T C}\right) \quad (3.11)$$

反転回路 リアクトル L_2 の損失 S_{d3}

$$S_{d3} = \frac{E_{IP}}{E_{FN}} = \exp\left(\frac{-\pi}{\sqrt{Q_2^2 - 1}}\right) \quad (3.12)$$

$$\text{ただし } Q_2 = \frac{\omega_{P2} L_2}{R_2}, \quad \omega_{P2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}}$$

水銀整流器の等価試験・阿部・山口・池田・塚本

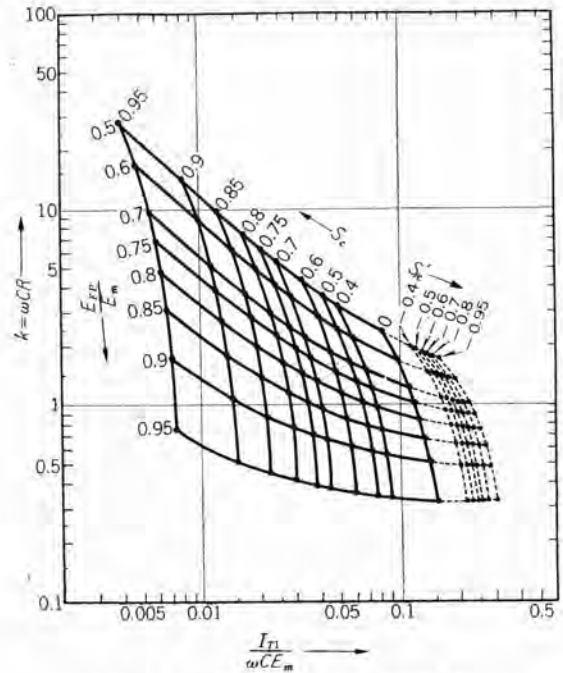


図 3.1 等価試験回路の計算図表 I

Fig. 3.1 Calculated chart on equivalent test circuit I.

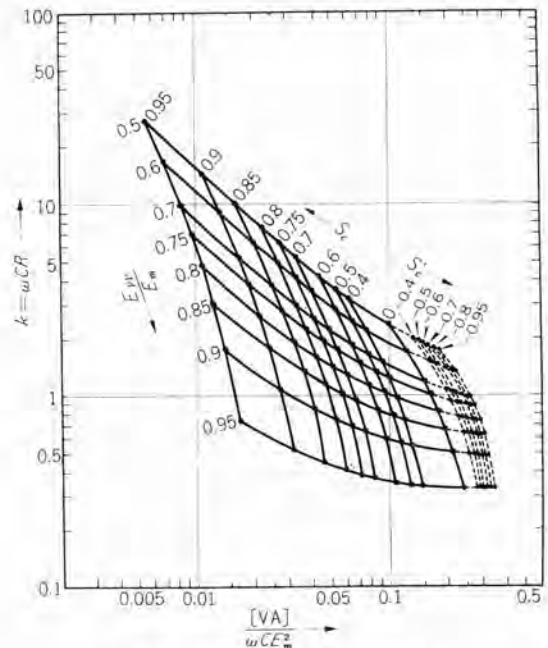


図 3.2 等価試験回路の計算図表 II

Fig. 3.2 Calculated chart on equivalent test circuit II.

したがって

$$S_c = S_{d1}, S_{d2}, S_{d3} \quad (3.13)$$

高圧回路の計算においてはまず飛躍逆電圧 E_{IN} が設定され、 S_{d1}, S_{d2}, S_{d3} はそれぞれ既知であるから式 (3.10), (3.4) および式 (3.9) より順次 $E_{FP}, \theta_F, \theta_0$ が求まり、ついで式 (3.3) から k が決定される。かくて θ_F, θ_0, k が与えられると式 (3.6)~(3.8) から充電回路の電流, VA を計算することができる。

図 3.1 および図 3.2 はそれぞれ S_c と E_{FP}/E_m をパラ

メータとした充電回路定数 $k=\omega CR$ 、充電電流平均値 $\bar{I}_T$ および充電所要 VA の計算図表であり、すべて基準化された数値で示されている。図中、

$S_c > 0$ の範囲は反転管 T_2 を使用し、コンデンサ電圧を 1 サイクルに 2 度逆転させた場合

$S_c = 0$ は図 2.1 の R_T が十分小値であり、図 2.2 の位相 (ハ) - (ト) 間にコンデンサの電荷が全部消耗されると考えた場合 ($E_{TP} = 0$)

$S_c < 0$ は反転管を使用せず、かつ漏洩抵抗 R_T が十分大で、図 2.2 の θ_a 期間中に電荷の消耗がほとんどない場合、この状態ではク形波状逆電圧は点線ののように $E_{FN'}$ まで持続され、コンデンサの充電は $E_{FN'}$ より始まる。

$$\frac{E_{FN'}}{E_m} = -S_c' \quad \text{ただし} \quad S_c' = S_{d1}, S_{d2}$$

図表の使用例

3,000 kW イグナイトロンの等価試験を一例にとり高圧試験回路の定数選定ならびに所要 kVA を算出する。

設定値

飛躍逆電圧 $E_{IN} = 8 \text{ kV}$

振動電流 i_{T3} の波高値 $I_m = 333 \text{ A}$

振動電流 i_{T3} の終期電流変化率 $di/dt = 2 \text{ A}/\mu\text{s}$

リアクトル L_1 の損失率 $S_{d1} = 0.9$

高圧回路の総合損失率 $S_c = 0.8$

高圧トランス二次電圧最大値 $E_m = 10 \text{ kV}$

の毎サイクル充放電下の等価試験では

$$E_{FP} = E_{TP}/S_{d1} = 8.9 \text{ kV}$$

$$E_{FP}/E_m = 0.89$$

C は振動電流の I_m 、 di/dt 、および E_{IN} より $6.9 \times 10^{-6} \text{ F}$ である。

したがって充電管 T_1 の平均電流 $\bar{I}_T$ 、充電抵抗 R 、トランスの所要 VA は図 3.1 および図 3.2 の $S_c = 0.8$ 、 $E_{FP}/E_m = 0.89$ に対応する点から

$$k = \omega CR = 0.85$$

$$\bar{I}_T / \omega CE_m = 0.028$$

$$\text{VA} / \omega CE_m^2 = 0.05$$

$C = 6.9 \mu\text{F}$ 、 $\omega = 2\pi f = 377 \text{ (60 c/s)}$ 、 $E_m = 10 \text{ kV}$ を入

れると

充電抵抗 $R = 330 \Omega$

T_1 の平均電流 $\bar{I}_T = 0.75 \text{ A}$

高圧トランスの kVA = 13 kVA

が得られる。上記数値は反転管を使用した場合であるが反転しない場合は ($S_c < 0$)

$$E_{FP}/E_m = 0.89, \quad S_c' = -0.8$$

したがって図 3.1、3.2 より

$$k = 0.48 \quad \text{したがって} \quad R = 185 \Omega$$

$$\bar{I}_T / \omega CE_m = 0.27$$

$$\bar{I}_T = 7 \text{ A}$$

$$\text{VA} / \omega CE_m^2 = 0.31$$

$$\text{kVA} = 81$$

上記反転の有無の場合の比較から、反転方式が消費電力低減にいちじるしく有利であることが証明できる。

結局反転回路を使用した等価試験では 3,000 kW、1,500 V 用整流器の飛躍逆電圧 8 kV (6 相で 16,000 kW) までの tube の試験が高圧回路 13 kVA、低圧源 190 kW (低圧トランス二次相電圧 167 V、低圧側直流電流 1,000 A) のわずかな電力で試験ができ、この数字は等価試験がいちじるしく経済的である根拠を示している。なお消費電力中高圧回路の占める % はわずかで大部分が低圧源の損失であるが、低圧トランスの相電圧を化成電圧程度に 100 V とすれば全体の所要電力はさらに 140 kW に低減される。

4. 等価試験法

整流器の逆弧は大部分陽極電流の転流終了後、いわゆる飛躍逆電圧域において発生し、この領域の逆弧率は陽極-格子空間の残留イオン密度と飛躍逆電圧 E に関係する通常の転流波形では残留イオン密度は転流終期の電流変化率 di/dt に比例するから逆弧率は di/dt と E の積の関数として現わすことができる。等価試験法ではこの両者は陽極電流に重畳する振動電流の零点における di/dt 、ならびに逆転したコンデンサ電圧 E_{IN} として与えられ、高圧試験回路中の定数 $L_1 C$ およびコンデンサ充電電圧 E_c によりそれぞれ別個の変数として任意に調整でき、したがって発生逆弧率を広範囲に制御できる。試験法としては di/dt ならびに飛躍逆電圧のいずれか一方を変数として逆弧率曲線を求め実負荷相当の di/dt あるいは E まで外挿して運転中の逆弧率を推定するのである。

したがって試験法は

- (1) di/dt ならびに振動電流波高値 I_m を一定とし、飛躍逆電圧 E だけ変数とする逆弧率曲線
- (2) E および I_m を一定、 di/dt を変数とする逆弧率曲線

を求めることに帰着する。もちろん両者のそれぞれについて負荷電流、動作温度などを副変数として各使用状態に対する逆弧耐力の試験、研究を行なう。

後者 (2) の場合 di/dt の変化は L_1 により行なうが、 di/dt の増加とともに振動電流の半周期 $T/2$ (図 2.2 位相 ロ=ハ 間) が短くなり、後述のように整流器内の消イオン時間 τ に匹敵する程度に短くなると残留イオンはもはや di/dt に比例しなくなり等価試験の物理的意義が失われる。この点 (1) の方法で di/dt を実負荷時の値に設定すれば、大部分の整流器において $T/2 \gg \tau$ の関係が成立

し、また変数の調整も容易であるから当社では特別な Case を除き (1) を標準方法として各種整流器の試験に適用している。

4.1 di/dt および I_m 一定、 E を変数とする等価試験

等価性の成立のためには、試験電流、電圧の関係が実負荷波形を忠実に再現し、また振動電流零点の残留イオン密度を実負荷条件に一致させることが必要条件である。振動電流はこのような見地から波形ならびに陽極電流末尾への重畳位相関係の最適条件が決定されなければならない。

筆者らは経験的に次の方法により実用上満足すべき電流関係が得られた。

図 4.1 は 2,000 kW, 1,500 V 用整流器の全負荷時の電流波形模擬の一例である。図において θ は転流開始点よりの経過時間であり、点線は実負荷時の転流波形、鎖線は低圧源トランスによる同じ負荷電流下の転流波形である。振動電流は斜線のように、両者の転流波形の空けきを埋め、かつ下記条件を充足するように選定される。

- (1) 振動電流重畳後の envelope を可及的実負荷波形に近似させる。
- (2) 振動電流零点の di/dt は実負荷転流終期のそれに一致する。
- (3) 図 4.1 の δ は直列阻止整流器の消イオン時間 τ_0 に比し十分余裕あるように選択する。($\delta > \tau_0$) この条件が満たされない場合は、振動電流零点における飛躍逆電圧印加の際、直列阻止整流器が再点弧し、高圧試験電圧が低圧源へ侵入する。

経験的に得られた好ましい振動電流の波高値 I_m は、陽極電流波高値 I_a の約 1/3 であり高圧回路の簡単な過渡現象の計算から損失分を無視して

$$I_m = \frac{E_c}{\sqrt{L_1 C}} \cdot \frac{I_a}{3} \quad (4.1)$$

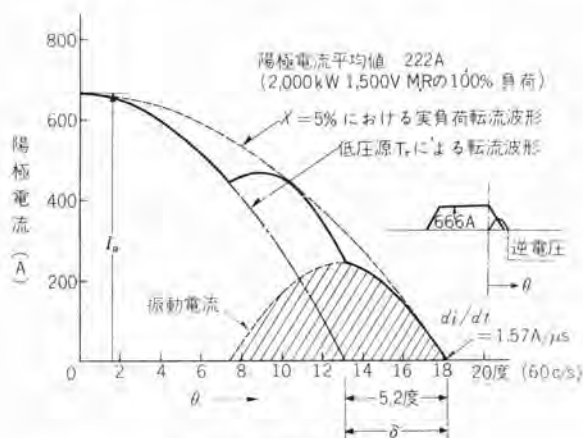


図 4.1 電流の位相関係

Fig. 4.1 Curves representing current phase relation.

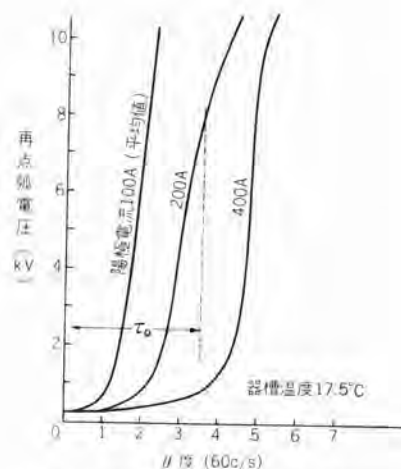


図 4.2 直列阻止整流器の再点弧特性

Fig. 4.2 Reignition voltage characteristics of series valve.

・ di/dt は実負荷時の転流率

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{\theta=u} = \frac{-\omega \sin(u+\alpha)}{\cos \alpha - \cos(\alpha+u)} I_a \quad (4.2)$$

ただし α : 格子制御角, u : 重畳角

に一致させるように E_c および L_1 を調整し、

$$\frac{di}{dt} = \frac{E_c}{L_1} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{\theta=u} \quad (4.3)$$

として決定される。

式 (4.1), (4.3) より所望の I_m , di/dt に対して決定された L_1 , C の値は上述 (3) の条件から $\delta \approx \frac{\pi}{2} \sqrt{L_1 C} > \tau_0$ の関係を確保することが必要である。

図 4.1 では $I_m = 222 \text{ A} = I_a/3$, $di/dt = 1.57 \text{ A}/\mu\text{s}$ の振動電流が重畳されている。多少の凹凸はあるが、実負荷転流波形と良く近似し、また直列阻止整流器の再点弧に対する余裕時間は $\delta = 5.2^\circ (\text{eL})$ で、図 4.2 の直列整流器の再点弧特性実測値 (陽極電流 200A, $\tau_0 = 3.5^\circ$) に比較し十分な余裕を有する。

di/dt , I_m 一定のもとに E ($\doteq E_c$) を変数として試験を行なうには、各電圧の Step において式 (4.3) から di/dt 一定なるように L_1 を変え同時に振動電流の波形一定なるように C を調整するのである。この操作は一見複雑なようであるが実際にはあらかじめ table を作っておけば簡単に行なうことができる。

5. 等価試験の実施例

現在まで、予備実験を含め風冷ならびに液冷形各種イグナイトロンの等価試験を行ない、新管種の開発、内部構造と性能の関係、その他設計資料を得るための諸種の基礎研究を行なうとともに、工場の試験の装置では製作される各器種について一連の等価試験を実施しタツクの固有差の比較、裕度の判定に利用し着実な成果を取めている。

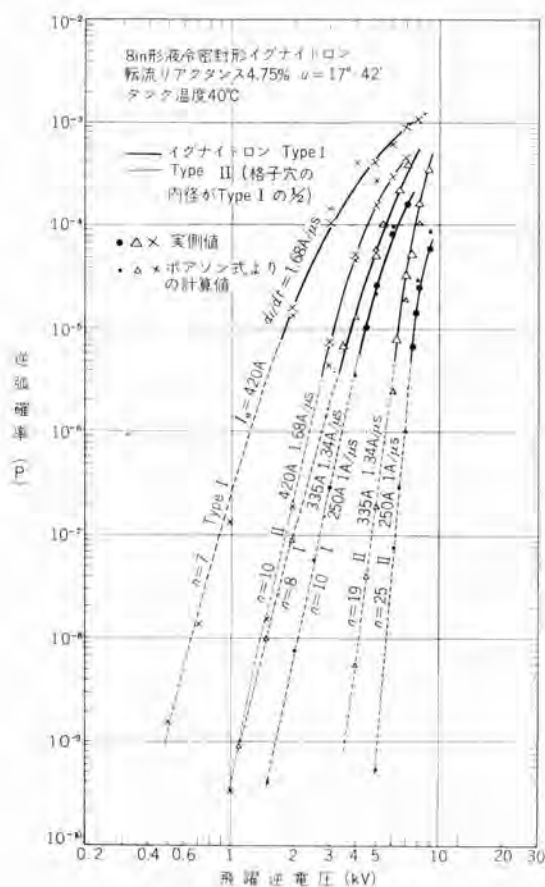


図 5.1 逆電圧と逆弧回数

Fig. 5.1 Frequency of arc-back as a function of inverse voltage.

以下多くの実施例のうち、その代表例について概要を説明する。

5.1 di/dt 一定、飛躍逆電圧を変数とする等価試験

図 5.1 は イグナイトロン機関車に使用する液冷 8in 形密封イグナイトロンに対する実施例である。陽極電流を副変数とし、各陽極電流において転流リアクタンスは 4.75% で等しく、したがって重畳角は各電流でいずれも $17^\circ 42'$ ($\alpha = 0$) としてある。振動電流波形および主電流への重畳位相は 4.1 の方法に準拠し、 di/dt もそれぞれの陽極電流に対するリアクタンス 4.75% の実負荷転流率に一致させている。なお イグナイトロンは電気機関車用として十分な裕度と安定度を有することが必要であり、このため数種の異なる構造のものについて諸特性を比較したが、図 5.1 は格子穴だけが異なる 2 種の タンク について逆弧率の比較を示している。格子穴の小なるほど逆弧耐力が増加するが、一方 サージ 発生限界電流が低下する傾向があるので、実際には両者の協調点を考えた最適設計のものが製品として採用されている。

5.2 逆弧責務を変数とする逆弧率曲線

図 5.2 は L_1 および C 一定のもとに E を変数として逆弧率を測定し、これを逆弧責務 ($di/dt \times E$) の関係に

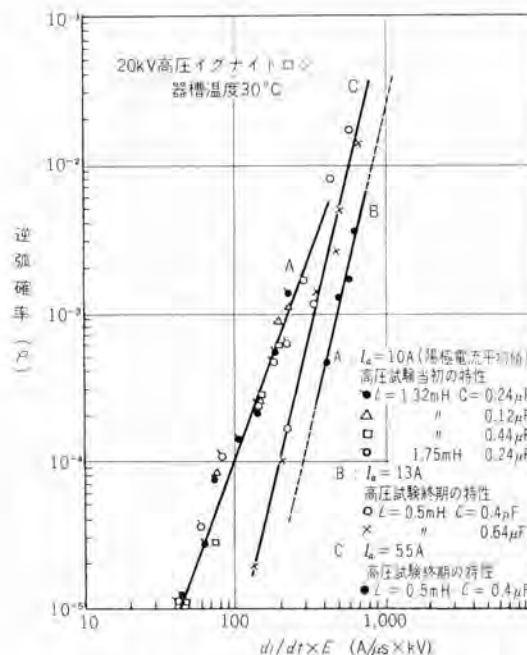


図 5.2 $di/dt \times E$ と逆弧確率の関係

Fig. 5.2 Relation between arc-back frequency and $di/dt \times E$.

まとめたものである。実施例は 20 kV 高圧 パワー・ダイオードイグナイトロン⁽⁵⁾において、陽極電流をそれぞれ 10 A およびその定格値である 50 A について等価試験を行なった結果を示している。とくに 10 A の場合では試験当初 (曲線 A) と諸種の試験を実施したのちふたたび同一条件で再測定した (曲線 B) 結果を示しているが、明らかにある期間高圧負荷をかけ、また試験的に逆弧 (そのエネルギーは実際の逆弧に比し格段に小さい) させることにより特性が顕著に向上することがうかがわれる。なお図 5.2 では C および L_1 を変更して測定しているが、この実験結果により次の結果が導かれる。すなわち陽極電流消滅直後の逆弧確率は前述のように逆弧責務で現わしうることを述べたが、陽極部の消イオン構造、周囲条件いかににより電流消滅直後の残留イオンは単に電流変化率だけでなく通電中の陽極電流波高値、あるいは等価試験で重畳する振動電流波形の影響が無視できない場合がある。C および L_1 の変化は それにより振動電流の波高値ならびに通電周期を変え、消弧後の残留イオンに上記波形の影響が導入されるが測定結果では C, L_1 をかなり広範囲に変化しても かゝるは逆弧責務により一律に決定される結果を示している。これは高圧イグナイトロンの陽極が 3 段の格子でシヤヘイされ消イオン時間 τ が十分短く振動電流の幅の小さい範囲でもなおかつ $T/2 \gg \tau$ の関係が成立するためと思われる。

一般に水冷形で負荷電流が小さく、消イオン特性の良好な整流器において上述のような結果が得られ、逆弧責務

を変数とする逆弧率曲線の表現により、その整流器の逆弧特性に関する全般の傾向を把握できる。

5.3 容量限度曲線

図 5.1 の逆弧率曲線は最終的に図 5.3 の容量限度曲線に整理することができる。この曲線群では許容逆弧率をパラメータとする整流器耐量の新しい表現法で表わされている。従来までの実負荷試験ではかかる年間逆弧率の推定は不可能であり、また設備の点から試験電流、電圧に制限を受け広範囲な電流、電圧耐量の決定は経済的な面から実施できなかった。図 5.3 ではその整流器の使用限界が明了であり、また構造による特性の差異が適確に把握できる。単極整流器ではその性格上、真空管と同様、単管としての性能を明示することが望ましいが、図 5.3 のようなカーブをタンクの使用温度および代表的な転流リアクタンス $\%$ をパラメータとして示しておけば連続負荷に対する整流器の性能をほぼ完全に表現することができる。

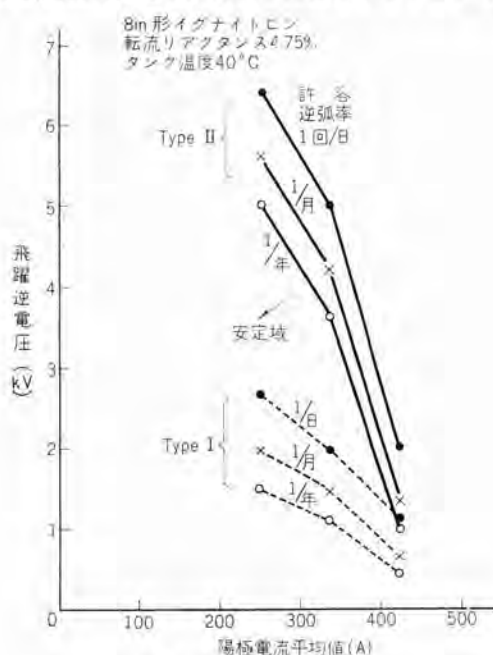


図 5.3 容量限度曲線

Fig. 5.3 Load capacity curves.

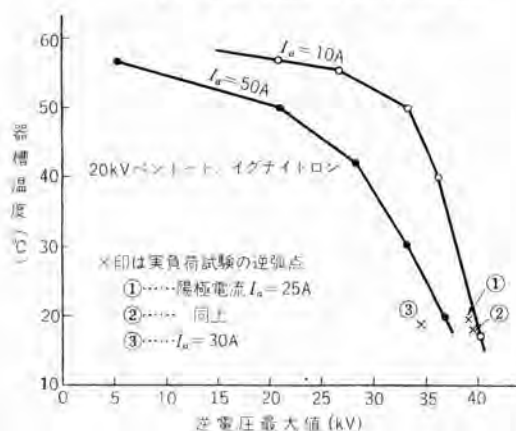


図 5.4 容量限度曲線

Fig. 5.4 Load capacity curves.

図 5.4 は 20 kV ペントード、イグナイトロン の容量限度曲線の例を示している。この曲線は厳密な意味での等価試験ではないが、等価試験法の応用として十分な成立の根拠を有する。この容量曲線は次のようにして決定することができる。まず図 5.2 の逆弧責務を変数とした逆弧率曲線から逆弧が $di/dt \times E$ により一律に決定されることが示されるが、この曲線を下方に延長して実負荷時の $di/dt \times E$ での外挿点を求めると、たとえば C 曲線で $6A/\mu s \times kV$ (リアクタンス 5% で定格 50A、飛躍逆電圧 20kV の回路責務) において数年間に 1 回の逆弧率、逆電圧 40kV においてすら 1 回/1 年の低逆弧率であり、飛躍逆電圧領域の逆弧発生はほとんど考慮する必要なく、図 2.4 (f) のオシログラム (正弦波電圧を重ねた等価試験法) から逆弧は電圧最大値で発生することが知られる。

この結果等価試験として飛躍逆電圧、 di/dt の厳密な模擬は必要なく単に逆電圧さえ供給すれば十分な等価性が得られることがわかる。試験法としては、所定の陽極電流において内部状態が安定した後、供試器を高圧ならびに低圧源のいずれもより切離し、別のさらに高圧の電源より供試器単独に逆電圧だけ印加し、逆弧限界を求めるのである。図 5.4 では陽極電流をパラメータとして逆弧電圧と器槽温度の関係を示しているが、この ペントード、イグナイトロン が定格 20 kV を上回る十分な耐量を有することが示される。なお図中 × 印は実負荷試験の逆弧点であり、三相直流側短絡試験により逆電圧 50 kV までの負荷試験を行ない実負荷と等価試験がタンクの固有差の範囲でよく一致することが証明された。

5.4 整流器の性能向上への応用

等価試験は高圧回路の E, L, C の変更により逆弧発生率を任意に制御できるから、前述の容量、裕度判定手段だけでなく、適当な逆弧条件のもとにタンクの構造、運転条件に関する比較研究を行ない設計ならびに運転の最適条件を得るために利用される。

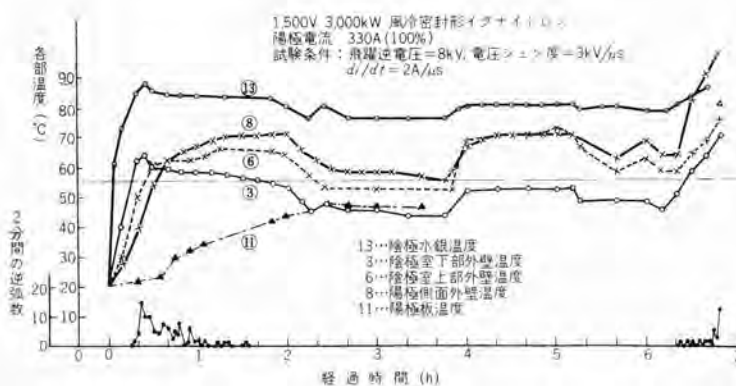


図 5.5 逆弧に対する制御温度

Fig. 5.5 Decision of control temperature on arc-back.

(1) 逆弧に対する制御温度

図 5.5 は 3,000 kW, 1,500 V 風冷密封形 イグナイトロンの温度制御に関する等価試験適用の一例である。単極整流器は陽極が陰極の真上にあるため槽内の平均蒸気圧が高く、適切な設計ならびに冷却対策が性能向上に対する重要な問題である。このためまず タンク 各部温度中、内部蒸気圧ならびに逆弧に対して支配的な影響を有する部分、すなわち逆弧に対する制御点とその限界温度を知ることが第 1 条件である。この問題の究明のため 3,000 kW 風冷 イグナイトロン を原形とした研究用 イグナイトロン を製作し、タンク の 外側 10 数個所、陰極水銀ならびに内部放電空間に温度計を挿着し内部構造、負荷電流と各部温度、時定数ならびに逆弧との関係を徹底的に追求した。図 5.5 はその一部であり等価試験法により 100% 負荷時の転流率に相当する di/dt (2A/μs) のもとに飛躍逆電圧 8kV (実負荷では 1.5 kV 程度) を 7 時間 毎 サイクル連続に印加し、この間 ファン の オン、オフ、高速、低速運転により各部の温度分布を変更し、いずれの部分の温度が逆弧に対する制御点であるかを求めたものである。図では代表的に 5 か所の温度曲線を示しているが、陰極室下部温度 (3) が逆弧ひん度分布と対照して密接な相関があり制御温度であることがうかがわれる。またこの試験例では逆弧に対する制御温度の上限は飛躍逆電圧 8kV において 56°C であるが、実負荷ではこの電圧は 1.5 kV 程度であるからさらに高温まで許容しうる。また内部構造に関する研究の結果許容温度は大幅に引上げられ、製品に適用して温度特性をいちじるしく向上させることがで

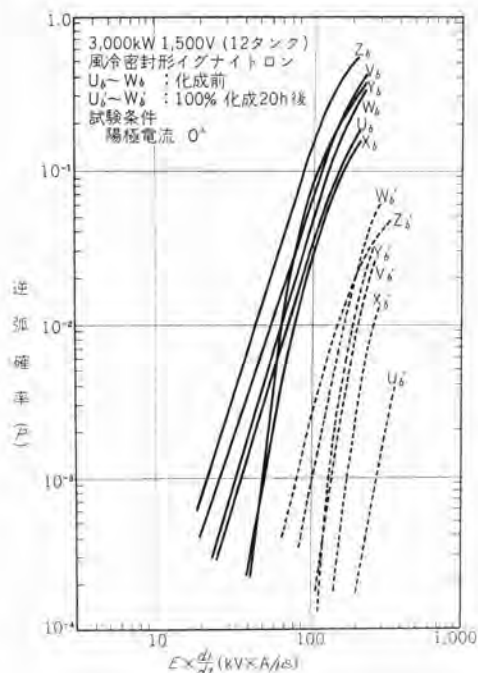


図 5.6 通電化成の影響

Fig. 5.6 Effects of current formation.

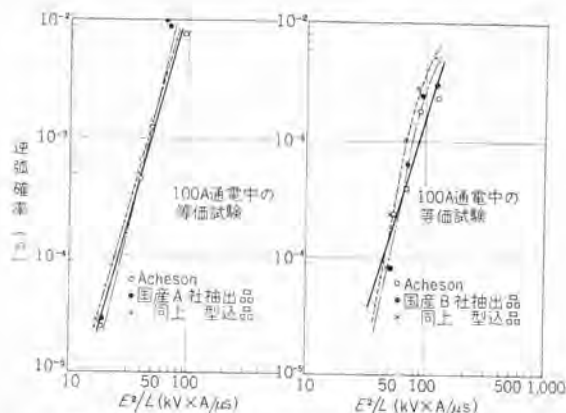


図 5.7 等価試験法による黒鉛電極の特性試験

Fig. 5.7 Comparison test on graphite electrodes by means of equivalent test method.

きた。

(2) 化成効果の比較

陽極材質よりの脱ガス、すなわち化成状態は逆弧成因の重要な要素である。長期間運転後の整流器はいわゆる「枯れ」効果により逆弧耐力がいちじるしく改善されることはしばしば経験されるところであるが、運転初期の整流器では通電化成の追加により性能が向上する場合が認められる。図 5.6 は 12 タンク、3,000 kW, 1,500 V 風冷 イグナイトロン に対し、すべ付後現地で 100% 通電化成 20 時間実施した前後について同一測定条件で逆弧率を比較したものである。現地試験の関係上、等価試験は無負荷で振動電流だけ毎サイクル 通電し、逆電圧を変数として 12 タンク 全極について逆弧率を比較したが、図 5.6 はその半数の 6 タンク 分の比較を示している。程度の差があるが全 タンク とも逆弧率は 1/100 程度に改善され、これは結果的に「枯れ」効果を通電化成により早めたものと解釈される。

このほか、密封形整流器で タンク 全体の高温排気処理後、通電化成の要否が問題となるが、等価試験により通電処理前後の特性が定量的に比較検討され製造、ならびに品質管理上の有力な結論を得ることができた。

(3) その他

密封形整流器の安定運転上重要な真空度と逆弧耐力の関係が検討され⁽⁶⁾、数種の タンク の実験結果から陽極よりの脱ガスが十分行なわれていれば、タンク 内部真空圧力が数 10 ミクロン の高い圧力下でも逆弧耐力に顕著な影響がなく十分使用に耐える結果が得られた。

また整流器の使用材料の選択、処理法など、工作、製造管理面にも等価試験が利用され図 5.7 は陽極 グラファイトの選択基準として メーカー および製法差によりどの程度の特性差異があるかを比較したものである。各試料は試験条件を厳密に合わせるため、同一鉄槽 タンク 内部に幾何学的にまったく対象の位置に 3 個の試料を陽極として配

置し、電流バランサにより3陽極並列に化成し、かつ同一化成履歴のもとに逆弧率を比較したものである。この測定例の結果ではメカ別、ならびにグラファイト製法として従来の抽出法と最近のモールド法によるいずれの製品でもほとんど大差がなくむしろその後の処理法が重要な影響を有することが示された。

6. 等価試験法による逆弧率曲線ならびに性能の評価

5章において飛躍逆電圧ならびに逆弧責務を変数とする逆弧率曲線の測定例を示し、これらのカーブを外挿して整流器責務の残りの範囲の逆弧率を求めることを示した。この外挿法には統計上よく知られたポアソンの公式

$$P = \frac{\mu^n}{n!} e^{-\mu} \quad (6.1)$$

を適用することができる。

ここに P は平均が μ であるとき n なる値をとる量の確率である。

この公式の適用に関しては Kingdom & Lawton⁽³⁾ は逆弧の統計的分布の原因が通電中の陽極前面におけるプラズマ中のイオン密度の統計的変動によるものであり、陽極表面の ΔA なる面積に Δt の時間内に平均 μ 個のイオンが射突するとき、 n 個以上のイオンが射突すると必ず逆弧するという仮定に立脚している。あるいは Wasserrab により陽極表面上平均 μ 個の電子放射が行なわれている場合、イオン化または電子放射の過程でこの公式から得られる n 個の電子が放射されると逆弧を発生するという解釈⁽⁷⁾もある。逆弧の機構は非常に複雑であり、これに関連する個々の問題の研究は進歩しているが、すべての現象を説明できるような総合的な究明は行なわれていない。ポアソンの公式は逆弧研究の物理的面を解釈するのに用いられたが、本質究明に対する根本的意義はさほど明瞭に認められない。しかしいずれにしてもこの公式は逆弧率曲線に適用して良好な一致を見出すことができる。平均値 μ は逆弧責務すなわち di/dt と逆電圧 E の積に比例し、たとえば図5.1の測定例では di/dt は一定で逆電圧だけ変数としているから μ の変化は E の増減によってだけ起る。 E の変化による μ の相対的变化とこれに対応する逆弧確率の変化から μ と n を求めることができる。図5.1では実測値と計算曲線の対応を示しており図5.3の負荷容量曲線はこのポアソンのカーブの外挿により決定された。なお1回/1年程度の点までカーブの全コースを推定し、かつ相当の精度を有するためには少なくとも1回/1時間程度の逆弧率まで測定点を得ておく必要がある。

n は管の品質度 (Valve Quality) と称することができ水銀整流器の等価試験・阿部・山口・池田・塚本

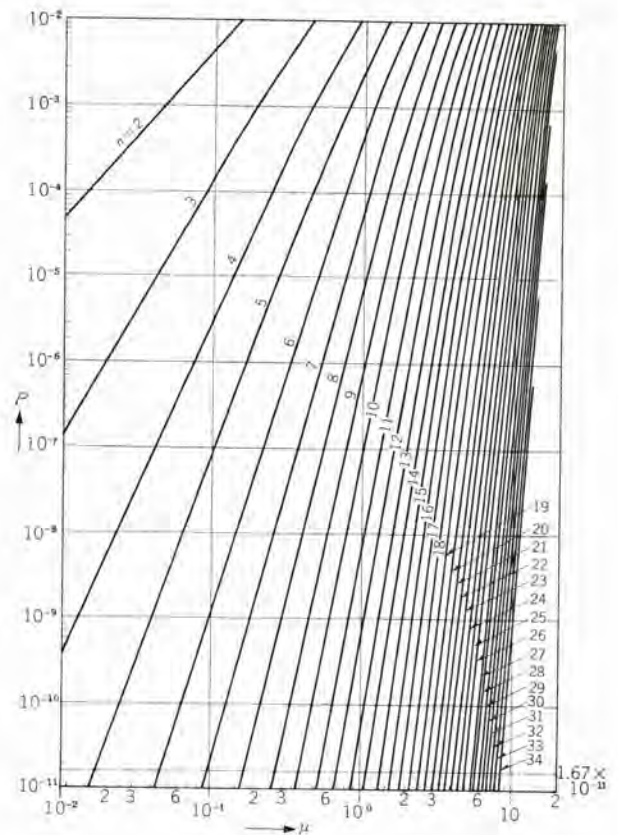


図 6.1 ポアソンの方程式の計算図表

Fig. 6.1 Poisson's equation represented graphically.

き整流器の設計、材料の質および処理のような不変の要素と、負荷電流、温度、逆電圧シュン度など可変の要素の両方に関係する。 n が大なるほどある逆弧率に対して多くのイオン射突、あるいは電子の放出が許容される結果となり管の品質が良好であるとみなされ、実用的なマシでは逆弧統計上 $n \geq 7$ の範囲にある⁽⁷⁾⁽⁸⁾。Wasserrab は品質度 n と整流器の性能(最大許容転流責務)の関係について一連の論文⁽⁷⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾ から次のような結論を見出している。すなわち時間に対して連続な負荷において年間6整流器あたり1回の逆弧発生率(逆弧率 $P=1.67 \times 10^{-11}$)となるような責務 ($di/dt \times E$) を最大許容転流責務 B_m とし、一方図6.1のポアソン確率のグラフ ($n=34$ まで計算) からそれぞれの n に対応する許容逆弧率 1.67×10^{-11} の μ が決定される。 μ は前述のように転流責務 B と比例関係にあるから多くの実測例について B と μ の比例定数がわかれば逆弧率曲線から決定された n に対して許容逆弧率に対する μ が図6.1から求まり、 μ と B の比例定数から最大許容転流責務がただちに推定できる。この比例定数は文献⁽⁷⁾から $\mu=3.9 \times 10^{-11} B_m$, $B_m: A/S \times V$ で示されている。しかし著者の実験ではたとえば図5.1の一群のカーブから比例定数は $2 \times 10^{-10} \sim 1.02 \times 10^{-11}$ の間に分布し平均 4.9×10^{-10} となり1ケタ大きい値となっている。この数字は小数例であり、早急な結論は下せな

いが、飛躍逆電圧 シュン 度が両者の相違に対する有力な原因の一つと考えられる。

この比例定数は管の品質度 n と整流器の許容責務を量的に結びつける点に意義があり、今後逆電圧 シュン 度をパラメータ とする多数の実測結果から決定的な数値を見出す必要がある。

7. 変動負荷時の逆弧率の推定

前述の限界容量ならびに逆弧率の推定はいずれも連続負荷に対するものであるが、周期的変動負荷に対しては、時間的に変動する転流責務から予想逆弧率 $P(t)$ を決め

$$P_m = \frac{1}{T} \int P(t) dt \approx \frac{1}{T} \sum P(t) \Delta t, \quad T = \sum \Delta t \dots \dots (7.1)$$

から平均逆弧率 P_m を求めることができる。

たとえば周期的変動負荷の代表例として図 7.1 のような イグナイトロン の運転曲線 (1 駅区間) を想定する。この負荷曲線に対応する ロコ 用変圧器の二次相電圧ならびに飛躍逆電圧、イグナイトロン 陽極電流は時間的に図示のように変化し、この運転責務に対する推定逆弧率曲線 $P(t)$ は図 5.1 から Type I, Type II のそれぞれについて鎖線のような曲線が得られる。北陸線において 10 区間を 1 日 7 往復運転されるとすれば推定平均逆弧率は式 (7.1) から Type I について $P_m = 5 \times 10^{-11}$ となり、一つの機関車に積載される 8 タンク あたり年間 1 回の逆弧率が 8×10^{-11} であるから飛躍逆電圧域で生ずる正常逆弧は絶無に近いと考えてさしつかえがない。Type II ではさらに低い逆弧率である。

上記の推定は連続負荷に対する図 5.1 の かう から得られたものであり、したがってその結果は実負荷より若干苛酷な数字と考えられる。電鉄用変動負荷に対する整流器の定格決定法は重要な問題となっているが、もちろん上述のような簡単な推定法は、比較的長周期の変動負荷に適用されるのであって一般の電車用負荷にそのまま

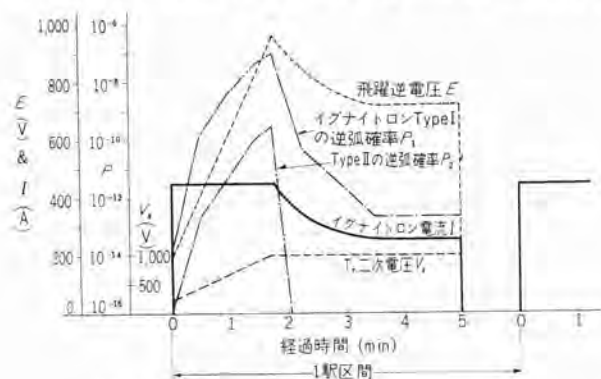


図 7.1 時間的な変動負荷に対する逆弧率
Fig. 7.1 Arc-back probability for variable load with respect to time.

適用することは危険である。負荷変動に伴う内部蒸気圧の過渡現象、変動負荷の統計的取扱法など今後の重要な研究課題として残された問題は多い。

8. 等価性についての考察

逆弧は転流終了時の陽極—格子間に存在する残留イオン n と飛躍逆電圧 E の関数として確率的に表わされることは前述のようである。したがって等価性を論ずる上にはまた上記二つの素因が実負荷状態とどの程度に対応するかを検討することが必要である。

8.1 実負荷転流時の残留荷電体⁽¹¹⁾

転流期間中、陽極電流の時間的な減少過程に追従する内部荷電体密度 n の変化については Wasserrab によりプラズマ中のイオン発生割合が陽極電流に比例すると仮定して次式が成立することが示されている。

$$\frac{dn}{dt} = A i_a(t) - \frac{n}{\tau} \dots \dots \dots (8.1)$$

ここに n はイオン数、 τ はイオンの平均寿命、 A は比例定数である。陽極電流が転流前平坦な波形であり、プラズマが定常状態にあるとすると、陽極電流の振幅を I_a として $dn/dt=0$ から

$$A = n_0 / \tau I_a \dots \dots \dots (8.2)$$

転流中の陽極電流の変化を余弦関数として

$$i_a = I_a \cos \omega t$$

と仮定すると式 (8.1) から

$$\frac{dn}{dt} + \frac{n}{\tau} = A I_a \cos \omega t \dots \dots \dots (8.3)$$

初期条件として $t=0$ で $dn/dt=0$, $n=n_0$ を入れて転流終了時の残留イオン n_{te} を求めると

$$n_{te} = n_0 \left[e^{-\frac{\omega t_c}{\tau}} + \left\{ 1 + (\omega \tau)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} \times \left\{ \cos \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) - \cos \varphi \cdot e^{-\frac{\omega t_c}{\tau}} \right\} \right] \dots \dots \dots (8.4)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \omega \tau$$

ここに t_c は転流期間 (重畳角 u に相当する), n_{te} は転流終了直後の残留イオン密度である。これより求めた n_{te}/n_0 は図 8.1 に示されている。 ($\omega t_c = \frac{\pi}{2}$)

転流期間 t_c がイオンの平均寿命 τ に比し十分大きいときは

$$t_c / \tau \gg 1$$

$$\cos \left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) = \sin \varphi \approx \tan \varphi = \omega \tau = \frac{\pi}{2} \frac{\tau}{t_c} \ll 1 \quad \left(\omega t_c = \frac{\pi}{2} \right)$$

より

$$\frac{n_{te}}{n_0} = \frac{\pi}{2} \frac{\tau}{t_c} \dots \dots \dots (8.5)$$

逆に $t_c \ll \tau$ のときは

$$\frac{n_{te}}{n_0} \approx 1 \dots \dots \dots (8.6)$$

一方 $\left(\frac{di_a}{dt} \right)_{t_c} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{t_c} I_a$ であるから

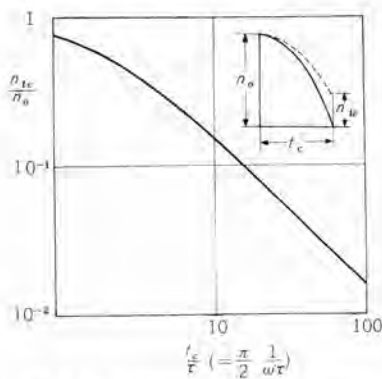


図 8.1 転流波形と残留イオン密度 (Wasserrab による)

Fig. 8.1 Relation between residual ion concentration and commutation current wave form.

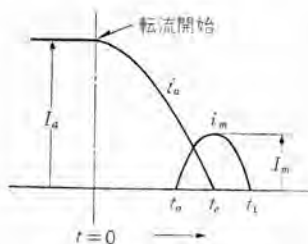


図 8.2 電流位相関係
Fig. 8.2 Current relation.

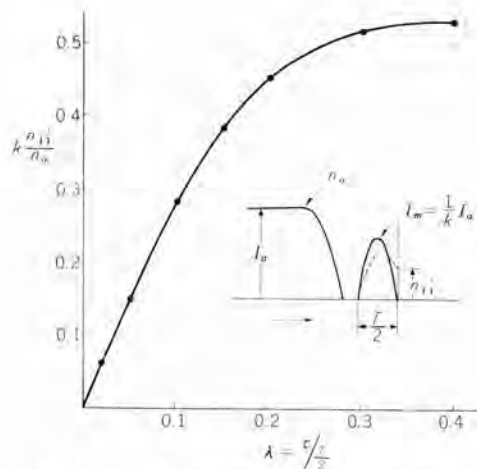


図 8.3 振動電流波形と残留イオン密度

Fig. 8.3 Relation between residual ion concentration and pulse current wave form.

$t_c \gg \tau$ の場合の式 (8.5) は

$$\frac{n_{te}}{n_0} = \frac{\tau}{I_a} \left(\frac{di_a}{dt} \right)_{t_c} \quad (8.7)$$

電流 I_a のもとでは内部条件が一定で n_0, τ は変化しないから式 (8.7) は転流直後の残留イオン密度が電流変化率 di/dt だけで決定されることを示す。 t_c と τ の関係は消イオン時間の長い風冷式イグナイトロンの場合でも定格負荷電流下で、 $\tau = 100 \mu s$ 前後であり、一方転流期間 t_c は $1 ms$ 程度であるから $t_c/\tau = 10$ となり図 8.1 から式 (8.7) の関係が十分満足される。

8.2 等価試験法による振動電流終了時の残留イオン密度

8.1 のように実負荷転流波形では転流終了後の残留イオン量は di/dt に比例するが次に当社で行なっている図 4.1 のような電流重畳関係では振動電流波形ならびに主電流への重畳位相により残留イオンはどのように影響されるかを検討して見よう。

図 8.2 を参照して

- (1) 低圧通電時の陽極電流振幅を I_0
- (2) 転流開始時を時間の原点にとる
- (3) 転流中の陽極電流を $i_a = I_a \cos \omega t$
- (4) 時点 t_0 で $i_m = I_m \sin \beta(t - t_0)$ の高圧通電開始
- (5) 時点 t_c で i_a の転流が終り、 t_1 で振動電流が流れ終る

とすると式 (8.3) と同様にして

$$0 < t < t_0 \quad \frac{dn}{dt} - \frac{n}{\tau} = AI_0 \cos \omega t \quad (8.8)$$

$$t_0 < t < t_c \quad \frac{dn}{dt} - \frac{n}{\tau} = AI_a \cos \omega t + AI_m \sin \beta(t - t_0) \quad (8.9)$$

$$t_c < t < t_1 \quad \frac{dn}{dt} - \frac{n}{\tau} = AI_m \sin \beta(t - t_0) \quad (8.10)$$

が成立する。これに対し

水銀整流器の等価試験・阿部・山口・池田・塚本

$t=0$ で $n=n_0$

$t < 0$ では $\frac{dn}{dt} = 0$ したがって $n_0 = AI_0 \tau$ ($i_a = I_a \text{ const}$)

n は連続である

の条件で上式を解くと $t_c < t < t_1$ に対して

$$\begin{aligned} \frac{n}{n_0} = & \left(1 - \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{\omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} e^{-\frac{1}{\tau}(t-t_c)} \\ & + \frac{\beta \tau}{k(1 + \beta^2 \tau^2)} e^{-\frac{1}{\tau}(t-t_0)} \\ & + \frac{1}{k\sqrt{1 + \beta^2 \tau^2}} \sin \{ \beta(t - t_0) - \varphi' \} \quad (8.11) \end{aligned}$$

ただし $k = I_0/I_m$, $\varphi' = \tan^{-1} \beta \tau$

$t_c \gg \tau$ とすると近似式として

$$\begin{aligned} \frac{n}{n_0} = & \omega \tau e^{-\frac{1}{\tau}(t-t_c)} + \frac{\beta \tau}{k(1 + \beta^2 \tau^2)} e^{-\frac{1}{\tau}(t-t_0)} \\ & + \frac{1}{k\sqrt{1 + \beta^2 \tau^2}} \sin \{ \beta(t - t_0) - \varphi' \} \quad (8.12) \end{aligned}$$

が得られる。

振動電流 i_m の通電終了時の残留イオン n_{t_1} を求めると

$$\begin{aligned} \beta(t - t_0) = \pi \\ \frac{n_{t_1}}{n_0} = \omega \tau e^{-\frac{1}{\tau}(t_1-t_c)} + \frac{\beta \tau}{k(1 + \beta^2 \tau^2)} e^{-\frac{\pi}{\beta \tau}} + \frac{\beta \tau}{k(1 + \beta^2 \tau^2)} \quad (8.13) \end{aligned}$$

とくに振動電流が主電流の転流終了後に通電され ($t_0 > t_c$) 振動電流の点弧時主電流による残留イオンの影響が存在しないものとする式 (8.13) の第 1 項は消え

$$\begin{aligned} \frac{n_{t_1}}{n_0} = & \frac{\beta \tau}{k(1 + \beta^2 \tau^2)} (1 + e^{-\frac{\pi}{\beta \tau}}) \\ \text{ここに } \beta = 2\pi \frac{1}{T} = \pi \frac{T}{2} \quad \text{ただし } \frac{T}{2} \text{ は振動電流の半周期} \end{aligned}$$

また $\tau \frac{T}{2} = \lambda$ とおくと

$$\frac{n_{t_1}}{n_0} = \frac{\pi \lambda}{k(1 + (\pi \lambda)^2)} (1 + e^{-\frac{1}{\lambda}}) \quad (8.14)$$

となり電試、高橋氏の計算結果⁽¹²⁾と一致する。

図 8.3 は式 (8.14) の関係から λ と $k \frac{n_{t_1}}{n_0}$ の関係を求

めたものである。

振動電流終期の電流変化率は

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{t1} = -\beta I_m = -I_m \pi / \frac{T}{2} \approx 1 / \frac{T}{2}$$

の関係にあるから、残留イオン密度が振動電流半波の di/dt に比例する範囲は図 8.3 の直線部分である。図では $\lambda < 0.15$ の範囲において残留イオンの相対比 n_{t1}/n_0 は $1/T/2$ したがって $(di/dt)_{t1}$ に比例するが、イオンの平均寿命 τ が長くなり λ がそれ以上になると比例性が失われる。

したがって等価試験では振動電流の幅を、消イオン時間との関係において $\lambda < 0.15$ の範囲に押える必要があり、4 章で述べたように di/dt を変数とする逆弧試験は、 di/dt の大なる試験範囲で $L \rightarrow$ 小、したがって振動半波の幅 $T/2 = \pi\sqrt{LC}$ も短くなるから ($\lambda \rightarrow$ 大) 測定カーブの範囲も制約を受け、また結果的に等価性の成立範囲を再検討する必要がある場合が多い。この理由からわれわれは E を変数とする試験法を採用し振動電流の重畳関係も図 4.1 のような満足すべき条件下で行なっている。

8.3 振動電流の di/dt と逆電流

8.2 において振動電流波形と残留イオン密度の関係式が得られたが次に実験例をあげこの関係が成立することを証明する。電流消弧後の残留イオン量は間接的に陽極へ流入する逆電流として測定できるので、著者らは図 8.4 (d) の回路で振動電流の di/dt と陽極逆電流の関係を測定した。図において等価試験回路中、供試器 T_{10} にさらに補助整流器 T_{11} を直列に接続し主電流を T_{11} に流し逆電圧印加時に供試器に流れる陽極逆電流は補助整流器の並列分路中、 i_r として測定できる。この方法では di/dt 、逆電圧、逆電圧シュン度を変数とする逆電流の広範囲な研究が可能である。図 8.4(a)(b)(c) は 3,000 kW、風冷式密封形イグナイトロンにおける逆電圧シュン度と逆電

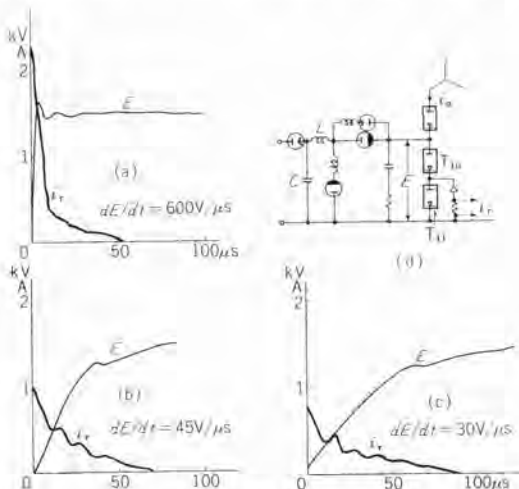


図 8.4 陽極逆電流

Fig. 8.4 Anode reverse current.

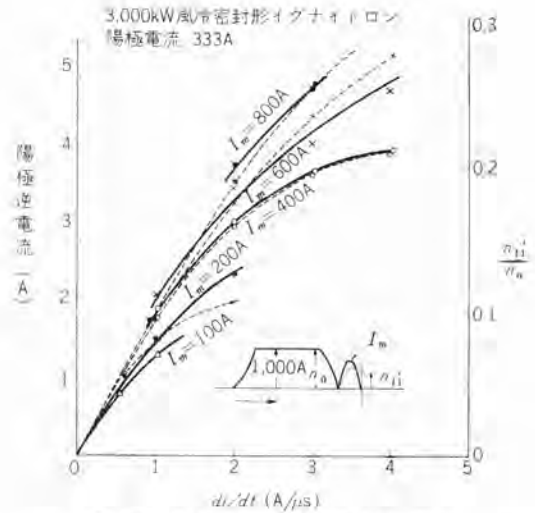


図 8.5 陽極逆電流と相対イオン密度

Fig. 8.5 Anode reverse current and relative ion concentration.

流波形の測定例である。これらの波形では逆電流の積分量はほぼ一定であり、逆電圧シュン度が大なるほど逆電流は加速されセン頭値が大きく、存続期間の減少することが示される。ここにはそれらの詳細について述べられないが、逆電圧印加下の陽極逆電流波形、時定数は陽極一格手空間の幾何学的寸法とガス圧だけで決まる前述の消イオン波形、消イオン時間 τ と異なったものであり、電圧が零の場合に両者の波形は対応するものと考えられる。

図 8.5 は 3,000 kW 風冷形イグナイトロンにおいて、高圧回路の L, C, E を変え $I_m, di/dt$ を変数として陽極逆電流セン頭値を測定した結果であり逆電圧 $E = 1.5$ kV、シュン度 $dE/dt = 600$ V/ μ s で行なわれている。

I_m をパラメータとするカーブ上各点の振動電流半周期 $T/2 (= \pi\sqrt{L_1C})$ は $T/2 = \pi I_m \frac{di}{dt}$ の関係から横軸の di/dt に対して容易に決定することができ、したがって消イオン時間 τ を仮定すれば $\lambda = \tau \frac{T}{2}$ がわかり式 (8.14) から $I_m = I_0/k$ の各曲線に対する di/dt と n_{t1}/n_0 の関係が求められる。図 8.4 の実線は陽極逆電流の di/dt に対する実測値、点線は $\tau = 100 \mu$ s とした場合の n_{t1}/n_0 の計算値である。

逆電圧印加下の逆電圧測定値であるにもかかわらず両者のカーブは対 I_m 比および飽和の傾向ともかなり良い一致を示し、8.2 における推論の結果を裏づけている。

8.4 逆電圧シュン度の影響

逆弧の重要な要素である飛躍逆電圧については従来、その絶対値だけが取扱われ、シュン度の影響は多分に関心が払われたのにもかかわらず、これに関する報告はきわめて小数である⁽²⁾。事実、現在までの等価試験の報告ではいずれも暗黙のうちに三角波状逆電圧を想定しているが、高圧回路の L の分布容量ならびに配線の漂遊容量のため

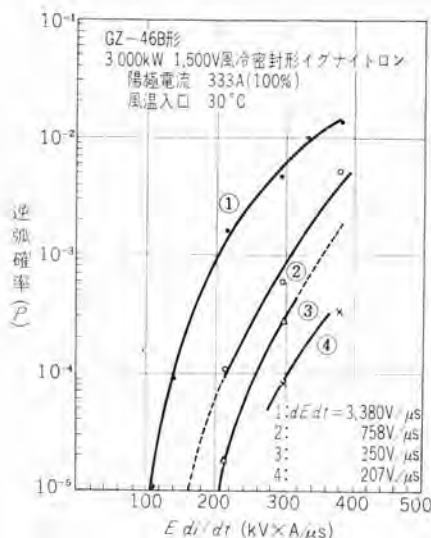


図 8.6 逆電圧上昇率と逆弧確率

Fig. 8.6 Relation between arc-back probability and dE/dt .

逆電圧 シュン 度は有限の値をもち、LC など定数の調整により程度は少ないけれども変化して測定の誤差を生ずることがある。また等価試験により実負荷を代行し、あるいはその試験結果から整流器納入後の逆弧率を推定しようとする試みに対して当然実負荷に近い逆電圧 シュン 度で等価試験を行なう必要がある。

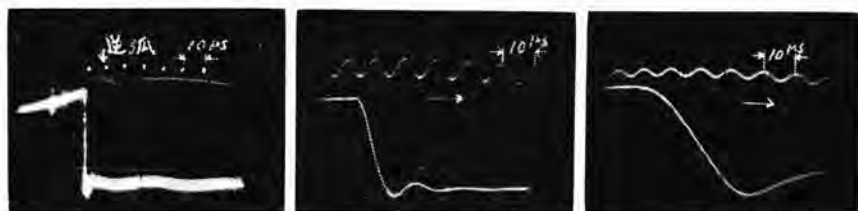
図 8.6 は逆電圧 シュン 度と逆弧率の関係を電鉄用 3,000 kW 1,500 V 風冷イグナイトロン で測定した一例である。逆弧率は dE/dt により大きな影響を受け、たとえば $dE/dt=3.38 \text{ kV}/\mu\text{s}$ から $207 \text{ V}/\mu\text{s}$ に下げることにより 1/100 程度に減少させることができる。

図 8.7 は試験逆電圧波形であり シュン 度は図 2.1 中 r_0 , C_0 , L_0 により変更した。図 8.7(a) は γ 形波逆電圧印加中 カメラ の長時間露出により逆弧位相を捕捉したものであり、逆電圧印加後約 $10 \mu\text{s}$ で逆弧を発生している。この逆電圧波形に対応する陽極逆電流波形は図 8.4 (a) のようなものであり、逆弧位相は逆電流最大値と一致せず、逆弧機構に関して逆電流、逆電圧それぞれの瞬時値の積を考えることは正しくないことが示された。このような傾向は最近の文献⁽⁸⁾⁽¹³⁾とも一致しており逆弧理論の究明に新しい方向を与えるものと考えられる。

図 8.8 は逆電圧 シュン 度の実際例として 3,000 kW, 1,500 V イグナイトロン 電鉄用変電所における現地運転中の実測波形であり、60% 負荷において飛躍逆電圧 シュン 度は $42 \text{ V}/\mu\text{s}$ の低い値である。

また図 8.9 は当社工場試験中の波形で実験的に リージ、アッソーバ（陽極・陰極間に挿入）の有無についての比較が示されている。サージアッソーバの挿入により初期の寄生振

水銀整流器の等価試験・阿部・山口・池田・塚本



(a) $dE/dt=8 \text{ kV}/\mu\text{s}$

(b) $dE/dt=720 \text{ V}/\mu\text{s}$

(c) $dE/dt=230 \text{ V}/\mu\text{s}$

図 8.7 飛躍逆電圧波形

Fig. 8.7 Oscilloscope waveforms of initial inverse voltage.



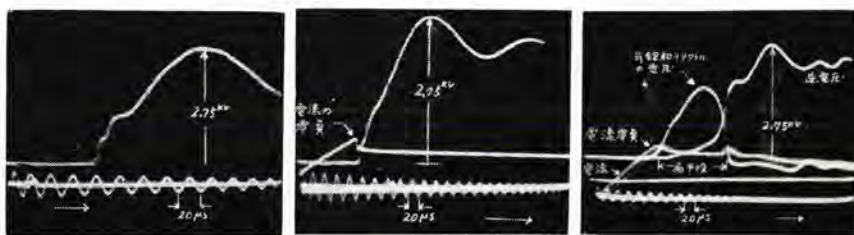
(a) 逆電圧 1 サイクル 波形

(b) 飛躍逆電圧の拡大

$dE/dt=42 \text{ V}/\mu\text{s}$
 $I_d=1,200 \text{ A}$ (60% load)

図 8.8 運転中の逆電圧波形 (3,000 kW 風冷密封形イグナイトロン)

Fig. 8.8 Oscilloscope waveforms of inverse voltage during actual operation.



(a) Surge absorberがない場合 $dE/dt=142 \text{ V}/\mu\text{s}$

(b) 陽極・陰極に CR アッソーバを挿入 ($C=0.5 \mu\text{F}$ $R=160 \Omega$) $dE/dt=56 \text{ V}/\mu\text{s}$

(c) 陽極回路に可飽和リアクトルを挿入した場合の逆電圧扁平段

図 8.9 工場実負荷試験中の飛躍逆電圧波形 3,000 kW 1,500 V イグナイトロン (100% 負荷)
Fig. 8.9 Oscilloscope waveforms of initial inverse voltage during factory load test.

動部分が除去され シュン 度は $142 \text{ V}/\mu\text{s}$ から $56 \text{ V}/\mu\text{s}$ に低減できる結果が得られたが、いずれにしても実負荷中の逆電圧 シュン 度は非常にゆるやかである。したがって等価試験法の逆電圧波形は、タンク固有差、構造、運転条件の比較など逆弧のかかり多い範囲での比較研究には高い シュン 度が望まれるが、製品の裕度判定、実負荷中の逆弧率推定などに対しては実状に合った電圧 シュン 度で試験を行なう必要があり、今後多数の現地実測から等価試験法の逆電圧波形を規定する必要がある。

図 8.9 (c) は逆電圧 シュン 度の積極的な低減策として陽極回路に可飽和リアクトルを挿入し、飛躍逆電圧初期に接触変流器と同様な電圧扁平段を設けた場合の波形である。この逆電圧無電圧期間を陽極逆電流の存続期間に対し十分余裕あるように選定すれば飛躍逆電圧域で発生する逆弧は原理的に絶無であり、回路上の性能向上策としてもっとも有効な手段と思われる。⁽¹⁴⁾

8.5 陽極電流終期におけるタンク内部蒸気流⁽¹⁵⁾

等価性に関する上述の考察はいずれも電気的回路で決まる振動電流と逆電圧波形についてその影響が考察された。逆弧の成因となる残留イオンは電気的要素である di/dt だけでなく、陽極一格子室間の水銀蒸気圧によって影響を受ける。整流器内部では局所的な圧力分布の相違

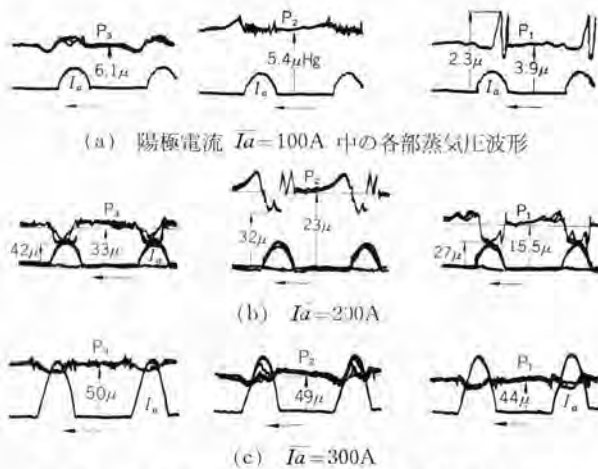


図 8.10 蒸気圧 オシログラム (3,000 kW 風冷 イグナイトロン)

Fig. 8.10 Oscillograms of mercury-vapour pressure.

により蒸気流が生じ、また 1 周期間の アーク の点滅によって蒸気圧は周期的に変化し呼吸作用が現われる。

蒸気の流動が転流終了時まで継続し、陽極電流値によりその様相が変化するならば、蒸気流は転流後の逆電流に影響を与え、現象の解析を不可能にするような不規則の要素が導入される。

図 8.10 はこのような蒸気流の挙動を知るため、放電形蒸気圧計により 3,000 kW、風冷式 イグナイトロンの内部蒸気圧を測定した オシロ 波形である。蒸気圧計は タンク の軸方向、格子下部 (P_1)、陰極室中間 (P_2)、陰極室下部 (P_3) に相当する タンク 内側 3 カ所に設け、負荷電流、負荷の変動、冷却条件の変更など、各種条件下で蒸気圧波形を測定した。その結果いずれの波形も通流期間中は顕著な呼吸作用を生ずるが、転流終期において蒸気の移動は終了しており、消弧後の残留 イオン 状態にほとんど影響を有しないことを示している。

8.6 結 論

等価性に影響する諸要素を分析し、その成立条件について考察した。要約すると

(1) 転流後の残留イオンに対する蒸気流の影響は少なく、逆弧は電気的要素である振動電流、逆電圧波形により決定される。

(2) 振動電流零点の di/dt と残留イオン密度の間に比例関係が成立するためには振動電流の通流期間 $T/2$ が内部消イオン時間 τ に比し十分長く $\tau/T \leq 0.15$ の範囲にあることが必要条件である。

(3) di/dt を変数とする等価試験では、 di/dt がある程度大きくなると振動電流の通流期間が短くなり (τ/T が大) となり等価性が失われる。

(4) di/dt を実負荷条件に合わせ、 E を変数とする試験では十分な等価性が得られ、大部分の単極形整流器はこの方法により適当な逆弧率曲線が得られる。試験電圧の範囲で所望の逆弧ひん度が得られない場合はさらに大きな di/dt で試験しなくてはならないが、このように電

圧に強い整流器では消イオン時間が短いので di/dt を大きくしても (2) の必要条件が成立する。

(5) 逆電圧 ショック 度は逆弧に顕著な影響を与えるので、電圧条件として飛躍逆電圧最大値だけではなく、逆電圧 ショック 度を忠実に再現させる必要がある。このため逆電圧波形に関する多数の実測からその ショック 度を規定することが望ましい。

(6) 逆弧位相は逆電流の ピーク に一致せず、かなり遅れた位相で発生する。したがって残留イオン密度と飛躍逆電圧の積で表わされる逆弧責務の定義は今後新しい見地からその物理的意義を再検討する必要がある。なおこの内容は逆弧本質究明に関する基礎的な問題であり、今後研究の発展にともない、振動電流波形と残留イオン密度の関係と同様、等価性の成立に関する逆電圧波形の制限条件が問題となるであろう。

9. む す び

大容量整流器を対象とする等価試験法はすでに研究過程を終り、装置、試験法、に関する多くの技術的問題が大半解決された。この方法は製品の性能判定手段としてのほか、設計ならびに運転条件の改善策の研究に全面的に利用し、当社整流器の進歩の上に重要な成果を収めつつある。また等価試験装置は単に逆弧の比較試験だけでなく、逆電流、再点弧阻止能その他整流器の内部現象に関する多目的な基礎研究に利用しており、今後これら一連の基礎研究により整流器の性能を飛躍的に向上させることが期待される。

擲筆にあたり、研究所電気第一研究室、安藤室長の不断のご激励、ならびに種々有益なご助言とご協力をいただいた伊丹製作所技術部、己斐副課長始め工作部関係各位に深く謝意を表するとともに、研究の初期から設備、試験全般に尽力された研究所、山田敏彦、高島惇の両氏の労に對し厚く御礼申し上げる。(34-10-12 受付)

参 考 文 献

- (1) G. Dobke: A.E.G. Mitt, 41, S-171 (1950).
- (2) M.M. AKOAIС. 他 Электривество No. 7 СТР, 52~56 (1954). (電鉄用水銀整流器研究委員会資料 No. 53).
- (3) K.H. Kingdon, E.J. Lawton: G.E. Rev 42, No. 11 (1939).
- (4) 河合: 連大 251, (昭 30).
- (5) 阿部・池田: 電鉄用水銀整流器研究委員会資料 No. 84.
- (6) 阿部・竹内・平塚・山口・池田: 「三菱電機」 31, No. 7, (昭 32).
- (7) 阿部・山口: 連大 254, (昭 30).
- (8) T. Wasserrab: B.B. Rev. 42, 133~143 (1955).
- (9) Max. Danders: A.E.G. Mitt, 11/12 S. 588~598, (1958).
- (10) T. Wasserrab: B.B. Rev. 43, No. 3/4 92~101 (1956).
- (11) T. Wasserrab: B.B. Mitt. Nov. S. 467~475, (1956).
- (12) T. Wasserrab: Z. Angew. Phys. VII 176 (1955).
- (13) 高橋: 連大 397, (昭 34).
- (14) 亀谷・飯塚・黒田: 電鉄用水銀整流器研究委員会資料 No. 83.
- (15) 阿部: 連大 398, (昭 33).
- (16) 阿部・山口・池田: 関西支部連大 89, (昭 34).

8. 設 計 法

以上自動制御系の解析に関して主として述べてきて、あわせて系のループゲインをかえてよい応答を求めるという簡単な設計を行なった。しかし与えられた仕様をもとにして、まったく自由に設計を行なう場合には、最初からはっきり目標を定めて、全体として協調がとれるようにすることが大切である。

8.1 方法の概要

設計の方法はBode線図とアナコンの組合わせを用いると便利がよい。その順序はつぎのとおりである。

- 仕様と拘束条件の記述
- 数学的モデルの作製

仕様と拘束条件をみたす伝達関数を求める。

- 実際の系の設計

求められた伝達関数を実現する系を設計する。

- 系の解析

アナコンによる計算

このうち d. はすでに述べたから、それまでの段階につき以下説明を加えよう。

8.2 仕様と拘束条件の記述

自動制御系設計の第1段階は、その仕様と拘束条件を記述することである。一般の仕様として、つぎの2種類がある。

- 出力信号の理想出力に対する近似度
- じょう乱に対する変数の偏差の限界

これらのうち、前者はループの伝達関数を規定するのに反し、後者はループの中で個々の要素のもつべき伝達関数を規定することが多い。

拘束条件としては

- 機器の周波数特性
- 機器の信号対雑音比
- 機器の入出力の最大値

があるが、設計の初期においては a. がいちばん大切で、b. c. は設計のさらに進んだ段階で改めて考慮し直すことにする。

設計の例として、前述のDCM速度制御系で、つぎのような仕様と拘束条件が与えられた場合を考えよう。

仕 様

- 設定速度の変更にあたって、速度は振動的になることなく追従すること。

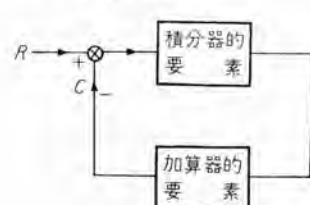


図 8.1 自動制御系

積分器的要素
積分器、時定数の大きな時間遅れ
加算器的要素
時間遅れ、むだ時間、比例要素

- 10% のトルクの外乱に対し、速度の定常偏差は 0.1% 以内であること。

拘束条件

- 慣性率率 $J=10 \text{ sec}$
- 速度検出器の時定数 0.1 sec
- DCM 電機子回路時定数 0.025 sec

8.3 数学的モデルの作製

仕様と拘束条件が与えられたら、これを満足するような、数学的モデルを作ることができる。すなわち制御系を構成する要素およびそれが形成するループの伝達関数を得ることができる。

この問題を考える前に、自動制御系のもつ性質について略述する。自動制御系は図 8.1 に示したように、積分器的要素と加算器的要素がループをなして作られている。いま加算器的要素の伝達関数を 1、積分器的要素の伝達関数を K/S とすれば、

$$\frac{C}{R} = \frac{KS}{1+KS} = \frac{1}{S} \quad (8.1)$$

ゆえに $R(t)=u(t)$ に対する応答は、

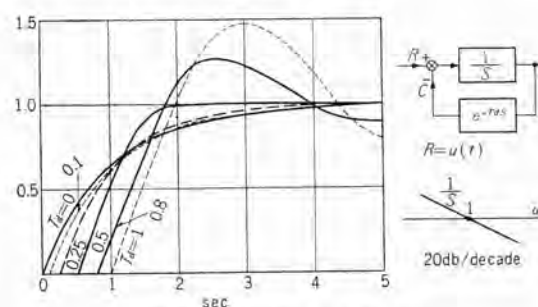


図 8.2 むだ時間を含む系の応動

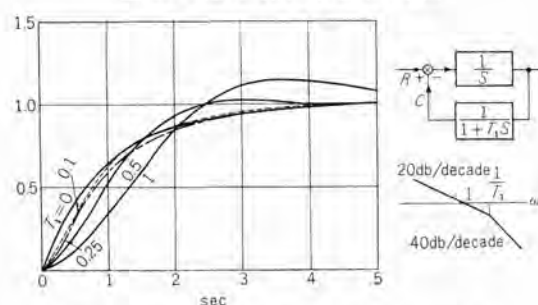


図 8.3 時定数を含む系の応動 (1 個の場合)

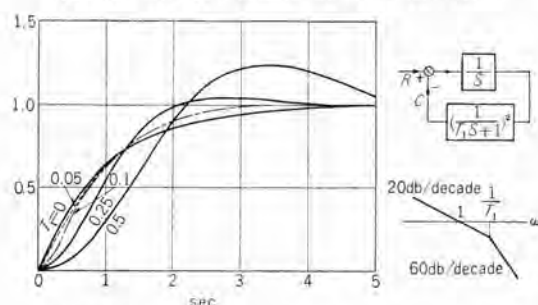


図 8.4 時定数を含む系の応動 (2 個の場合)

$$C(t) = 1 - e^{-kt} \quad (8.2)$$

となり、時定数 $1/K$ なる時間遅れの系の応答を示す。いま K を 1 とおいたとき、加算器的要素をいろいろかえた場合の過渡応答を図 8.2~8.7 に示す。

これらの図をもとにして設計を進めよう。

この系について加算器的要素は、速度検出器と DCM 電機子回路であって、その時定数はそれぞれ 0.1 sec および 0.025 sec であるから、等価的に 0.125 sec の遅れと考えてよい。

なお念のため 0.1 sec と 0.08 sec のようなときは、0.09 sec なる値の等しい二つの時定数を考えること、また二次要素のときも適当な時間遅れ要素で模擬できることをつけ加えておく。したがって積分器的要素の振幅特性が 0 db をきる周波数を ω_0 とすれば、図 8.3 を用い、応答が振動的にならないためには、

$$\begin{aligned} \omega_0 T &\leq 0.25 \\ \omega_0 &\leq \frac{0.25}{0.125} = 2 \text{ rad/sec} \quad (8.3) \end{aligned}$$

つぎに 10% のトルク外乱に対し、速度偏差を 0.1% 以下にしなければならない。定常状態では次の式が成立する。

$$0 = T - T_l \quad (8.4)$$

$$T = An \quad (8.5)$$

A は n より T に至る利得

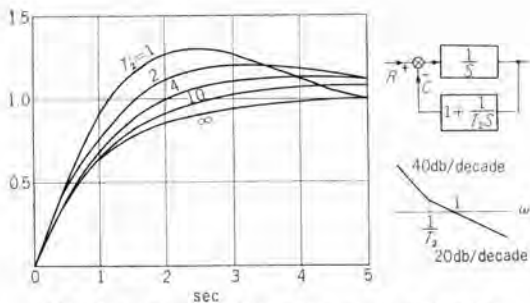


図 8.5 積分要素を含む系の応動 (1 個の場合)

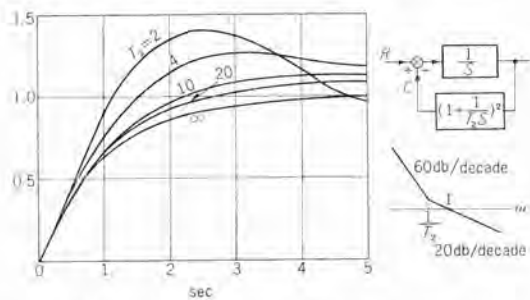


図 8.6 積分要素を含む系の応動 (2 個の場合)

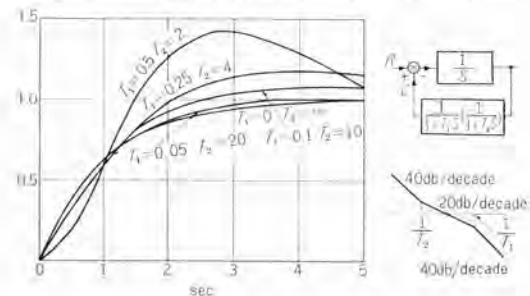


図 8.7 積分要素と時定数を含む系の応動

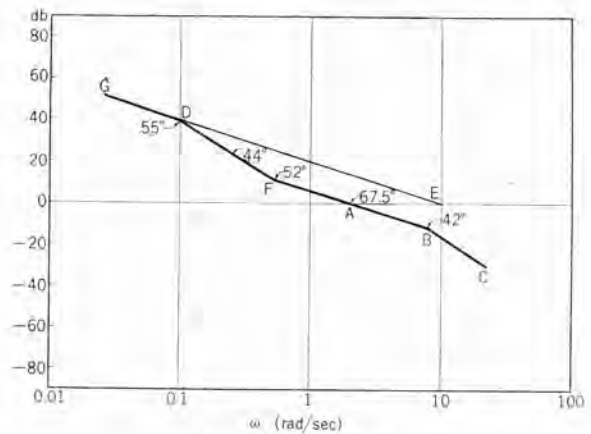


図 8.8 Bode 線図

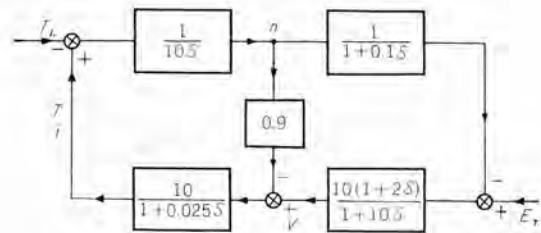


図 8.9 ブロック線図

したがって

$$A = \frac{T_l}{n} = \frac{0.1}{0.001} = 100 \quad (8.6)$$

すなわち、低い周波数に関しては、開路伝達関数は

$$\frac{A}{JS} = \frac{100}{10S} = \frac{10}{S} \quad (8.7)$$

また $\omega_0 = 2 \text{ rad/sec}$ とすれば $\omega > \omega_0$ の特性はすでに得られているから、これらより Bode 線図をかけば、図 8.8 のようになる。高周波の特性 ABC と低周波の特性 GDE はかなりへだたっているから、どこかで接続しなければならない。そのためには図 8.7 を参照して $\omega = 0.5$ 以下で、40 db/decade の傾斜をもたせるとよい。その結果 GDFABC なる Bode 線図がえられる。なお簡易法によって計算した位相余裕も記入した。

このようにして得られた開路伝達関数はつぎのようになる。

$$G(S) = \frac{2}{S} \frac{1}{1 + 0.125S} \frac{(5 + 10S)}{(1 + 10S)} \quad (8.8)$$

8.4 実際の系の設計

数学的モデルができたならば、これをもとにして、実際の系を作るが、制御系のどの要素に積分器的動作をさせ、どの要素に加算器的動作をさせるかを適確に定めなければならない。とくに現在の例のように、積分器的要素が自然に定まっている場合はよいが、位置サーボのように、系の中に積分器が本質的に 2 個あるものについては、そのいずれに積分器的動作をさせるかについて十分注意を払わなければならない。

式 (8.8) に示された数学的モデルを実現する方法はいろいろあるが、一例としては図 8.9 に示されたものが考えられる。すなわち速度検出器より、水銀整流器に至る回路に適当な要素を入れて、全体として式 (8.8) を満足させたわけである。

このようにして設計された系は、まだおおよそのものであり、つぎにアナログを用いて系を解析し、さらに改良の余地があるか否かを検討する必要があることはいうまでもない。

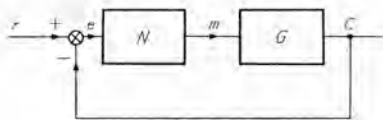


図 9.1 制御系の例

9. 記述関数法

一般の自動制御系は、少数の例を除き、ほとんど非線形要素をループの構成要素としてもつものである。これはとくに電動機などのように電気量より機械量への変換のようにディメンションの変換を行なう機器でいちじるしい。非線形要素を含む系では、解析の正確さは一にそれをいかに現実的に模擬するかにかかっている。

非線形サーボを解析する方法には、記述関数法と位相面による解析の二つがあるが、ここではまず前者について述べよう。記述関数法は、非線形微分方程式の解法に古くから用いられている Harmonic Balance の方法を自動制御系に適用したものと考え方自身は決して新しいものではない。

9.1 方法の概要

いま非線形要素をふくむ制御系として、図 9.1 のようなものを考えよう。一般に制御ループを構成する要素に、非線形要素が多数ある場合でも、問題になる非線形性はその一つであることが普通であるので、非線形要素 N 1 個だけを考えることは、必ずしも一般性を失わない。系を構成する他の要素は線形要素 G で代表される。

われわれが自動制御系における非線形要素の影響を論じる場合には、一般の非線形理論と異なり、割合安定な系について考慮する。すなわち N 以外の系ではほぼ安定な応答がえられているときに、非線形要素 N の導入が系にどのような影響を与えるかが問題である。したがって G の特性は簡単に考えれば ω の増加につれてほぼ 20 db/decade で減衰するものとしてよい。いま非線形要素に正弦波入力がかかるとき、その出力は、かなりの高調波成分をふくむものであるが、それらは G によって減衰して一巡しないので、その基本波分だけを考慮すればよい。このように非線形要素の入・出力の基本波分だけを考え、その間の振幅の比と位相の差を比較すれば、一つの等価な伝達関数を得る。

一般にこの伝達関数（記述関数） N は入力 e と周波数 ω の関数である。 N は非線形である以上必ず入力 e に関する。もし N がエネルギー蓄積要素をふくむ場合は、 N は ω にも関係する。また N は実数である場合と、位相遅れをもつ場合がある。飽和のように出力が入力の一個関数のときは、 N は実数であるが、ヒステリシスや、エネルギー蓄積部をもつときのように出力が入力の現在値だけでなく、過去の値にもよる場合は、位相遅れをもつ。

このように記述関数 N が求められたならば、 N を線形要素のように考えて、系の安定度の目安をたてることができる。たとえば図 9.1 の系では、開路特性は

$$\frac{C}{R} = \frac{NG}{1+NG} \quad (9.1)$$

なるゆえ、系が安定なるためには $S=j\omega$ において、 ω を変化させた場合

$$1+N(\omega, E)G(\omega)=0 \quad (9.2)$$

式 (9.2) を満足させる ω, E (入力 e の振幅) が存在することが必要である。安定度を調べる方法として、一般につきの 2 法が用いられる。

- (1) 複素面上に $N(\omega, E)$ と $1/G(\omega)$ をえがき、いかなる ω, E の組合わせでも 2 曲線が交わらないことを確かめる。
- (2) ゲイン位相図で $1/N(\omega, E)$ と $G(\omega)$ をえがき、いかなる ω, E の組合わせでも 2 曲線が交わらないことを確かめる。

なお $N=N(E)$ なるときは、 N は 1 本かかげばよいが、 $N=N(\omega, E)$ なるときは ω をパラメータにして数本えがかなければならない。また N と $1/G$ の交点が存在すれば、そのときの E, ω が持続振動（リミットサイクルと呼ばれる）の入力信号の振幅および周波数を示す。

9.2 記述関数の計算法

記述関数の計算はつぎの順序で行なう。

(1) 入力の設定

入力としては $e=E \sin \omega t$ を考えるのが普通であるが、場合によっては $e=E \sin(\omega t + \phi)$ なる入力を用いると便利がよい場合がある。

(2) 非線形関数の記述

非線形関数は条件のいかんによって種々の異なった関数形にかかれるものである。この条件と関数形を明記する。

(3) 出力波形

設定された入力が非線形要素を通ったとき、出てきた波形を $f(t)$ および式の形にかく。式の形は、時間の区間に応じて、いろいろ異なっているので、時間の区間と式とを併記しなければならない。たとえば

$$f(t) = \begin{cases} f_1(t) & 0 < t < t_1 \\ f_2(t) & t_1 < t < \frac{2\pi}{\omega} \end{cases}$$

(4) 基本波分の計算

出力波形 $f(t)$ が求められたら、その基本波分を求める。一般の非線形要素では、 $f(t) = -f\left(t + \frac{\pi}{\omega}\right)$ であるので、正弦波分 A 、余弦波分 B は、

$$A = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t \cdot f(t) \cdot \omega dt \quad (9.3)$$

$$B = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \cos \omega t \cdot f(t) \cdot \omega dt \quad (9.4)$$

(5) 記述関数

記述関数は式 (9.3)、(9.4) よりつぎのように求められる。

$$N = N_1 + jN_2 = \frac{A + jB}{E} \quad (9.5)$$

ただし入力として $e=E \sin(\omega t + \phi)$ を用いているときは、 E の代りに $Ee^{j\phi}$ を用いる。

つぎに 2, 3 の例を示そう。

a. 飽和 線形域なし (図 9.2(a))

$$e = E \sin \omega t$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < \frac{\pi}{\omega} \\ -1 & \frac{\pi}{\omega} < t < \frac{2\pi}{\omega} \end{cases} \quad (\text{図 9.2(b)})$$

$$A = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi} [-\cos \omega t]_0^{\pi} = \frac{4}{\pi}$$

$$\therefore N = \frac{A}{E} = \frac{4}{\pi E} \quad \dots\dots\dots (9.6)$$

b. 飽和とヒステリシス線形領域なし (図 9.3(a))

$$e = E \sin \omega t \quad \text{ただし} \quad E > \alpha$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & t_1 < t < \frac{\pi}{\omega} + t_1 \\ -1 & \frac{\pi}{\omega} + t_1 < t < \frac{2\pi}{\omega} + t_1 \end{cases} \quad (\text{図 9.3(b)})$$

$$\text{ただし} \quad E \sin \omega t_1 = \alpha$$

計算を簡単にするため、つぎの変換を行なう。

$$t - t_1 = \tau$$

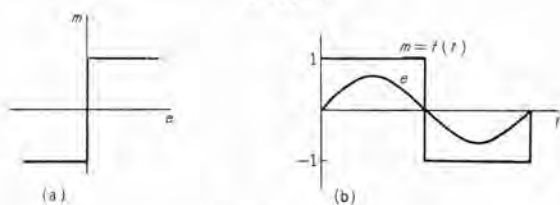


図 9.2 飽和要素

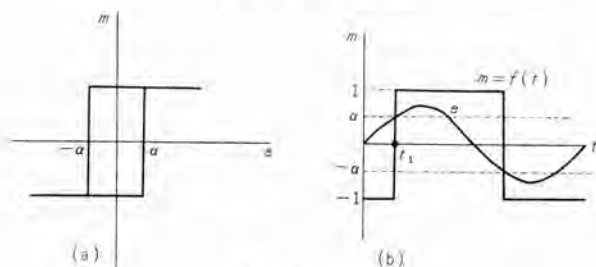


図 9.3 ヒステリシス

表 9.1 記述関数の表

要素	関数形	記述関数
飽和		$\frac{4}{\pi E}$
線形領域のある飽和		$\frac{2}{\alpha\pi} \left[\theta + \frac{1}{2} \sin 2\theta \right] \quad E > \alpha \quad \text{ただし} \quad \theta = \sin^{-1} \frac{\alpha}{E}$ $\frac{1}{\alpha} \quad E < \alpha$
不感域をもつ飽和		$\frac{4}{E\pi} \cos \theta \quad E > \alpha \quad \text{ただし} \quad \theta = \sin^{-1} \frac{\alpha}{E}$ $0 \quad E < \alpha$
ヒステリシス		$\frac{4}{\pi E} \angle \theta \quad E > \alpha \quad \text{ただし} \quad \theta = \sin^{-1} \frac{\alpha}{E}$ $0 \quad E < \alpha$
不感域		$1 - \frac{2}{\pi} \left[\theta + \frac{1}{2} \sin 2\theta \right] \quad E > \alpha \quad \text{ただし} \quad \theta = \sin^{-1} \frac{\alpha}{E}$ $0 \quad E < \alpha$
バックラッシュ		$\left[1 - \frac{\omega t_2}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\omega t_2 \right] - j \frac{1}{\pi} \sin^2 \omega t_2$ $\text{ただし} \quad \sin \frac{\omega t_2}{2} = \sqrt{\frac{\alpha}{E}} \quad \alpha < E$
飽和をもつ積分器		$\frac{2}{\pi E} (1 + \cos \omega t_1) - j \frac{1}{\pi} \left(t_1 - \frac{\sin 2\omega t_1}{2\omega} \right)$ $\sin \frac{\omega t_1}{2} = \sqrt{\frac{\alpha}{E}}$

したがって

$$e = E \sin \omega (\tau + t_1)$$

$$f(t) = \begin{cases} 1 & 0 < \tau < \frac{\pi}{\omega} \\ -1 & \frac{\pi}{\omega} < \tau < \frac{2\pi}{\omega} \end{cases}$$

$$A = \frac{4}{\pi}$$

$$\omega t_1 = \sin^{-1} \frac{\alpha}{E}$$

$$\therefore N = \frac{A}{E} \angle -\omega t_1 = \frac{4}{\pi E} \angle -\sin^{-1} \frac{\alpha}{E} \quad \dots\dots\dots (9.7)$$

$E < \alpha$ では出力は 1 または -1 で一定であるから、基本波分はなく、 $N=0$ となる。

さらに一般に用いられる記述関数を表 9.1 にまとめた。またその数値例を図 9.5 に示す。

9.3 安定判別

記述関数が求められたならば、系の安定について目安をたてることができ、したがってどのような非線形要素なら系にはいってよいかについて概略をつかむことができる。いま一例として図 9.4 の系を考える。線形要素の伝達関数は

$$G(S) = \frac{10}{S(1+0.1S)(1+0.025S)} \quad \dots\dots\dots (9.8)$$

であって、非線形要素 N として線形領域のない飽和要素がはいった場合である。 N の記述関数は式 (9.6) より、

$$N = \frac{4}{\pi E} \quad \dots\dots\dots (9.9)$$

安定判別はゲイン位相図を用いることにする。いま式 (9.9) のゲイン位相図をかけば、図 9.6 のようになる。この上に $-1/N$ の軌跡をかく。これは位相が -180 度で振幅は

$$20 \left[\log_{10} \frac{\pi E}{4} \right] = 20 \log_{10} \frac{\pi}{4} + 20 \log_{10} E$$

$$= -2.1 \text{ db} + 20 \log_{10} E \text{ db} \quad \dots\dots (9.10)$$

この二つの曲線は $\omega = 20 \text{ rad/sec}$, -14 db , $E = \frac{4}{\pi} \times \frac{1}{5} = 0.255$ において交わるから系は $E = 0.0255$, $\omega = 20 \text{ rad/sec}$ で持続振

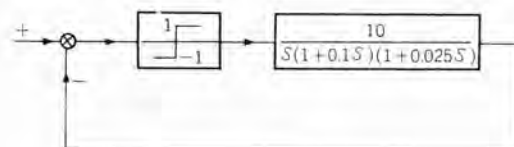
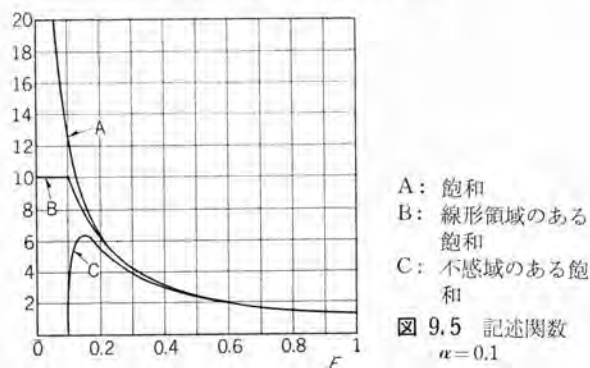


図 9.4 飽和要素を含む制御系



A: 飽和
B: 線形領域のある飽和
C: 不感域のある飽和

図 9.5 記述関数 $\alpha = 0.1$

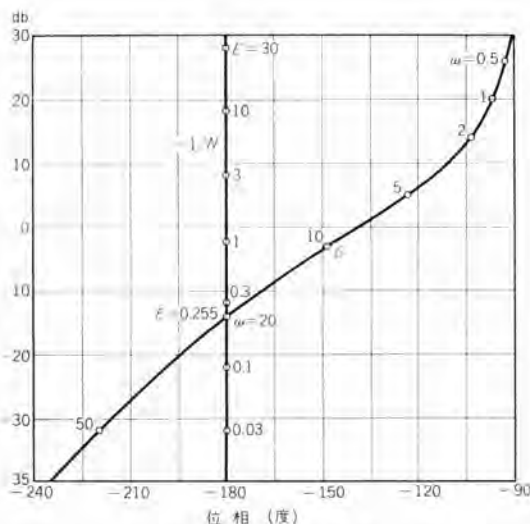


図 9.6 ゲイン 位相図

動をおこす。すなわち $E > 0.255$ では安定領域にあるから振動は減衰し、また $E < 0.255$ では不安定であるから振動は増大するので結局 $E = 0.255$, $\omega = 20$ rad/sec で落ち着くわけである。

いま非線形要素として線形域をもつ飽和要素を入れれば、表 9.1 より

$$N = \begin{cases} \frac{2}{\alpha\pi} \left[\theta + \frac{1}{2} \sin 2\theta \right] & E > \alpha \\ \frac{1}{\alpha} & E < \alpha \end{cases}$$

ただし $\theta = \sin^{-1} \frac{\alpha}{E}$

すなわち N の最大値が $1/\alpha$ であるから、 $1/N > -14$ db, $\alpha > -14$ db = 0.2 とえらば、安定な系が得られることになる。

10. 位相面による法

前述の記述関数法は、正弦波入力に対する定常振動に関するもので、階段関数に対する過渡特性に関しては、ほとんど目安さえたてることができない。このような問題に関しては、ここに述べる位相面を用いる方法が適して、過渡特性だけでなく、系の安定性についても正確な予想がたてられる。

自動制御に関する理論で、今まで述べたものは、すべて S -平面において特性を論じてきたのと異なり、位相面による解析では、変数を横軸に、その微分値を縦軸にとった面、すなわち位相面で問題を論じる。

10.1 方法の概要

位相面を用いる方法は、つぎの形の微分方程式をとくのに用いられる。

$$\dot{x} + a(x, \dot{x})\dot{x} + b(x, \dot{x})x = 0 \quad (10.1)$$

位相面とは横軸に x を、縦軸に $\dot{x}$ をとり、時間の経過とともにかわる、点 $(x, \dot{x})$ の軌跡をえがいたものである。式(10.1)の形の微分方程式を時間についてとくことがむずかしい場合でも、位相面における軌跡は、割合簡単に（少なくとも図式解法で）求められる場合が多いので、この方法が用いられる。初期条件 $x(0)$, $\dot{x}(0)$ より出発する応答は、 $x(0)$, $\dot{x}(0)$ をとおる軌跡をたどることによって知ることができる。この軌跡が無限

に広がる場合には系は不安定であり、これが原点に到着くときは、系は安定と考えてよい。以上のことより位相面による方法にはつぎのような制限が加わっていることがわかる。

- 位相面による法は、2 階の系だけに用いられる。
- 外力の加わらない系で与えられた初期条件に対する過渡応答をとくのにだけ用いられる。
- 係数は x と $\dot{x}$ の関数で時間 t の陽関数の形ではない。計算はつぎのような段階で行なうとよい。
 - 与えられた微分方程式を式(10.1)の形に変換する。
 - 変換された式につき、位相面軌跡をかく。
 - 系の特性を論じる。
 - 要すれば位相面より t 領域にかき直す。

10.2 微分方程式の変換

一例として図 10.1 のような線形の項の前に飽和要素のとりつけられた系について考えてみよう。微分方程式はつぎのようになる。

$$\frac{1}{10}(0.125) \frac{d^3 C}{dt^3} + \frac{1}{10} \frac{dC}{dt} = N(E) \quad (10.2)$$

$$E = R - C \quad (10.3)$$

$$t=0 \text{ において } \frac{dC}{dt} = 0, C=0;$$

$$\text{また } R = u(t) \quad (10.4)$$

いま $10t = \tau$ とおき、 $C = R - E$ ($R=1$, $t>0$) なる条件を入れると、

$$1.25 \frac{d^3 E}{d\tau^3} + \frac{dE}{d\tau} = -N(E) \quad (10.5)$$

$$\tau=0 \text{ において } E=1, \frac{dE}{d\tau}=0$$

すなわち C に関する式を偏差 E の式にかきかえると式(10.1)の形の微分方程式が得られる。

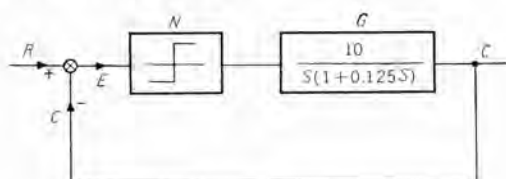


図 10.1 ブロック線図

10.3 位相面軌跡の作図法

位相面軌跡の作図法には、つぎの3法がある。

- 微分方程式を直接解いて軌跡を求める。
- 微分方程式の独立変数を τ より x にかえて、微分方程式を変換し、これについて解を求める。
- 等傾度法を用いる。

上記のうち a, b. は計算による方法で、微分方程式の形が少し複雑になると使えない。c. は図式によって、軌跡を求める方法で、これについて次に説明を試みよう。

いま式(10.5)に $E=x$, $dE/d\tau=y$ なる関係を用い、かつ

$$\frac{d^2 E}{d\tau^2} = \frac{dx}{d\tau} \frac{dy}{dx} = y \frac{dy}{dx} \quad (10.6)$$

を用いれば、つぎのようになる。

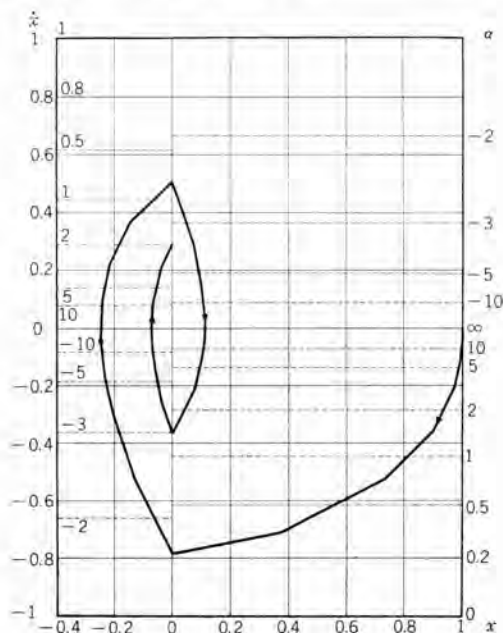


図 10.2 位相面軌跡等傾度法

$$1.25y \frac{dy}{dx} + y = -N(x) \quad N(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (10.7)$$

ここで $dy/dx = \alpha$ とおけば

$$y = \frac{\pm 1}{1 + 1.25\alpha} \quad (10.8)$$

いま α にいろいろな値を入れて、式(10.8) を満足する軌跡(これを等傾度線と呼ぶ)をかく。この場合は軌跡は x 軸に平行な直線となり、 $\alpha=0$ なら $y=\pm 1$ 、 $\alpha=\infty$ ならば $y=0$ となる。これを用いれば、つぎのようにして位相面軌跡を求めることができる。

- 初期条件 (x_0, y_0) をとおる等傾度線より、その点において dy/dx のもつべき値すなわち、軌跡の傾斜をえて、その方向に直線をひく。
 - この直線をつぎの等傾度線との中間までひき、ここで折まげて、つぎの等傾度線の指定する傾斜で直線をひく。
 - つぎの等傾度線について同様の操作を行なう。
- このようにして求めた位相面軌跡を図 10.2 に示す。

10.4 位相面軌跡の解釈

位相面軌跡を解釈するにあたって重要な点は特異点とリミットサイクルの位置および性質であるから、このことについて説明を加える。一般に微分方程式

$$\frac{dx}{dt} = P(x, y) \quad (10.9)$$

$$\frac{dy}{dt} = Q(x, y) \quad (10.10)$$

において特異点は、つぎの2式を連立して解いて得られる。

$$P(x, y) = 0 \quad (10.11)$$

$$Q(x, y) = 0 \quad (10.12)$$

いま式(10.9)、(10.10) をある初期条件のもとに解いた場合、この応答が時間とともにある値に収れんし、落ち着くものとしよう。しかるときは、 x, y の微係数は当然 0 となるから、式(10.

11)、(10.12) が成立し、この点は特異点である。しかし特異点はすべて安定なわけではなく、その性質を調べれば、その近傍での位相面軌跡の形によって、つぎの6種にわかれる。

- stable node
- stable focus
- center
- unstable node
- unstable focus
- saddle point

これらの概略図を図 10.3(a)(b)(c)(d)(e)(f) に示す。stable node の場合は、特異点は一様に収れんするが、stable focus のときは特異点のまわりをぐるぐるまわりながら収れんする。center のときは円または螺旋をえがいて収れんしない。unstable node、focus は stable node、focus と逆向きの経過をたどって発散する。saddle point ではある軌跡だけ収れんし、他では発散する。

特異点は、非線形系の基本的性質をよく示すものであるが、これだけでは系の重要な特性を知るのに十分とはいえない。非線形系にはリミットサイクルと呼ばれる特異な現象がある。これの性質と位置も知らなければ、系の特性を正しく把握することはできない。線形の系では、ある初期条件に対する応答は、徐々

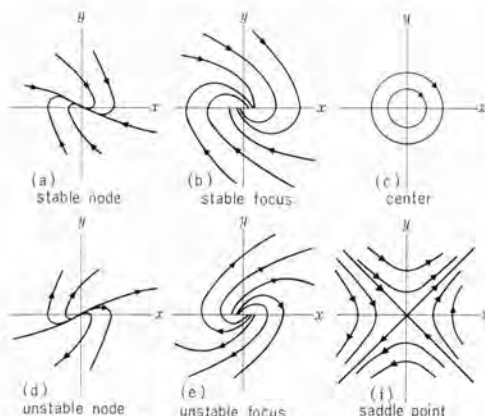


図 10.3 特異点のまわりの軌跡

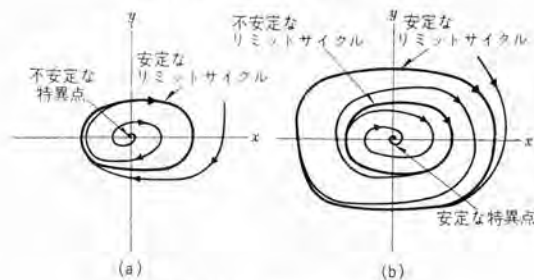


図 10.4 リミットサイクル

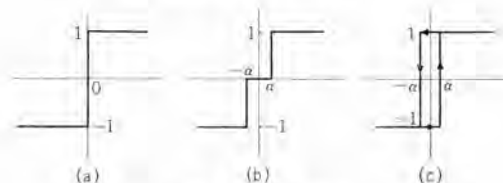


図 10.5 非線形要素

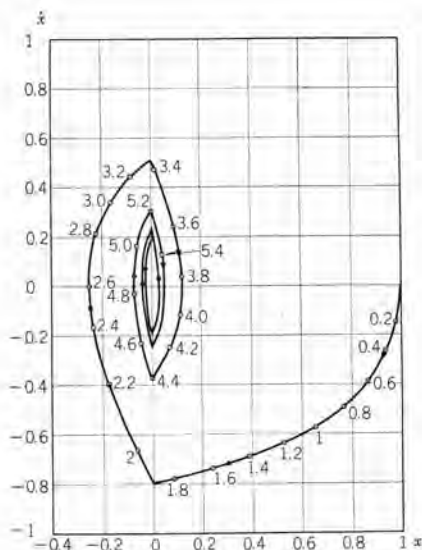


図 10.6 飽和要素の場合
時間の記入は簡易法による

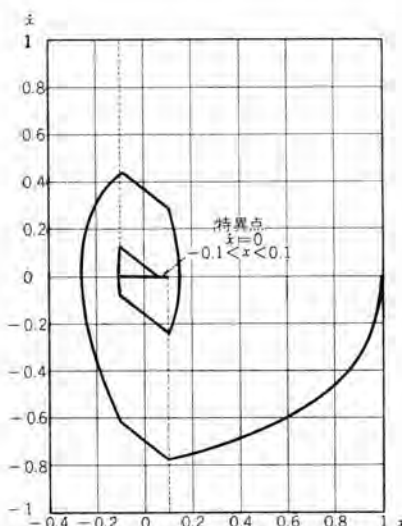


図 10.7 不感域をもつ飽和要素の場合
 $\alpha=0.1$

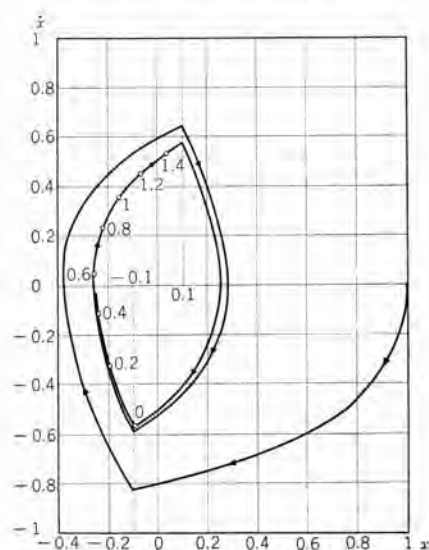


図 10.8 ヒステリシスをもつ
飽和要素の場合
 $\alpha=0.1$

に減衰してある値に落ち着くか、徐々に発散してしまうものであるが、非線形の場合徐々に減衰(増大)してある周期的な変化に落ち着いてしまうことがある。この現象をリミットサイクルと呼び、式(10.9)、(10.10)にはこのような周期的な定常解が特異点以外にあることが多い。

リミットサイクルは位相面では図10.4(a)(b)のように、閉曲線で示され、特異点と同じく安定なもの、不安定なものがある。(a)では安定なリミットサイクルの内部に不安定特異点のある場合で、このリミットサイクルの外側から出発しても内側から出発しても、このリミットサイクルに落ち着く。(b)は安定な特異点を不安定なリミットサイクルがかこみ、それをさらに安定なリミットサイクルがかこんでいる場合で、不安定なリミットサイクルの内部から出発すると、特異点に落ち着いてしまうが、外側から出発すると外側の安定なリミットサイクルに落ち着く。

いま式(10.7)の例について、特異点とリミットサイクルを調べてみよう。式(10.7)より

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= y \\ \frac{dy}{dt} &= -0.8[y + N(x)] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10.13)$$

$N(x)$ としては現在図10.5(a)のようなものを考えている。 $x=0$ において $N(x)=0$ と解釈すれば $x=0, y=0$ が特異点となるが、 $+1$ か -1 と解釈すれば、特異点がなく系は発散することになる。この軌跡は図10.6に示されるように振動は徐々に減衰しているが、その度合は時間のたつにつれて弱まっており、完全に減衰するには、無限大の時間が必要であろう。このときは、安定な特異点とリミットサイクルの限界にある。いま非線形の形をかえて図10.5(b)のようにすると特異点は

$$-\alpha < x < \alpha, y=0 \dots\dots\dots (10.14)$$

なる線分上のすべての点になる。この特異点は、実際安定なもので、応動を求めれば、図10.7のように最終的には、この線分上に落ち着く。この線分上のどの点にくるかは、初期条件いかにによる。つぎに非線形要素として図10.5(c)の形を選ぶと $N(x)$ は必ず $+1$ か -1 のいずれかを取り、特異点はなくな

る。そして安定なリミットサイクルが生じ、初期条件がその内部にあっても、外部にあっても、すべてこの振動に落ち着く。 $\alpha=0.1$ とした場合の軌跡を図10.8に示す。

10.5 時間の求め方

位相面軌跡を、独立変数を変換して求めたり、等傾度法を用いて求めたりすると、時間の目盛が軌跡にはいっていない。位相面軌跡だけで、大体の系の特性はわかるものであるが、これをさらに時間領域に変換する必要がある場合、位相面軌跡に時間目盛を記入するための、簡単な方法をつぎに記す。位相面軌跡上の点1,2間に要する時間は、つぎのようにして求められる。

$$t_2 - t_1 = \int_1^2 dt = \int_1^2 \frac{dx}{\frac{dx}{dt}} = \int_1^2 \frac{dx}{y} \dots\dots\dots (10.15)$$

いま位相面軌跡を図10.9に示すように、 x 軸上に中心を有する円弧と仮定する。中心を $(a, 0)$ 半径を r 、 x 軸となす角を θ とすれば、

$$\begin{aligned} x &= a + r \cos \theta & y &= r \sin \theta \\ dx &= -r \sin \theta d\theta \end{aligned}$$

ゆえに

$$t_2 - t_1 = \int_1^2 \frac{-r \sin \theta}{r \sin \theta} d\theta = - \int_1^2 d\theta = \theta_1 - \theta_2 \dots\dots\dots (10.16)$$

すなわち時間は、円弧が円の中心になる角となる。つぎにこの角を求めてみよう。図10.10においてBFEとACは x 軸に

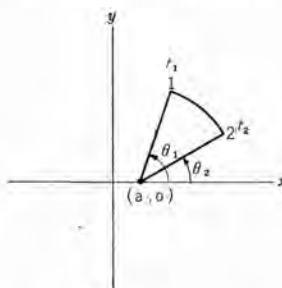


図 10.9 時間の求め方

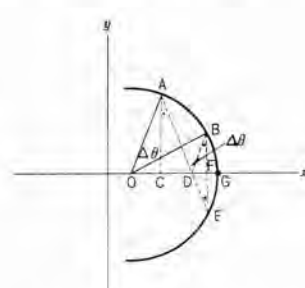


図 10.10 時間の求め方

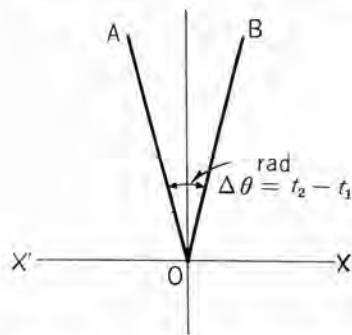


図 10.11 作図用尺

垂直である。しかるときは $\triangle DEB$ が二等辺三角形なるゆえ、
 $\angle ADB = 2\angle BED = 2\angle BEA = \angle BOA = \Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$

.....(10.17)

点 D を求めるには $\angle CAD = \angle DBF$ の関係を用いれば、この円弧をかかなくてよい。なお、この作図を容易にするため、図 10.11 のような作図用尺を用いる。使い方は次のとおりである。

- $X'OX$ を x 軸上ですべらせ OA を軌跡の初期条件の点に合わせる。
- OB と軌跡の交わった点に Δt ($\Delta\theta$ rad) の目盛をつける。
- つぎに R の $X'OX$ を x 軸上にすべらせ OA を軌跡上の Δt と合わせる。
- OB と軌跡の交わった点に $2\Delta t$ の目盛をうつ。
- 以上の操作を繰り返す。

この方法で図 10.6 の軌跡に時間を入れたが正確な値に比べて、5% 以内の誤差に収まっている。

11. 非線形要素の影響

非線形要素が自動制御系のなかにはいると、線形の系ときには見られない種々の現象が起り、またその特性について適確に予測することは困難である。しかし実際の系において線形を固執することは、各要素に必要以上の特性を要求することになり、不経済である。また オウサーボ のように、非線形を用いて系を簡単にできるものもある。したがってここでは、非線形要素を用いる場合に起る種々の問題について考察し、設計の一助とする。

11.1 非線形要素の導入による系の改善

いま一例として図 11.1 のような位置サーボを考えよう。いま入力信号 $R(t)$ が与えられると、それと出力 $C(t)$ の差が検出され、増幅されて Motor を駆動し、 $C(t)$ をかえて $R(t)$ に等しくする。Motor の速度は増幅器出力 E に比例するものであるが、ある値で飽和するものとする。いま単位法を用い、Motor 速度は 1 で飽和するとする。また $C(t)$, $R(t)$ の最大値を 1 とし、Motor の飽和速度で、 $C(t)$ が 0 より 1 まで動く時間を時間の単位とする。増幅器の時間遅れは、きわめて小さいとし、かつ単位法を用いた増幅度を K とする。このときはつぎのような方程式を得る。

$$C(S) = \frac{1}{S} n(S) \quad \text{.....(11.1)}$$

$$n(S) = K[R(S) - C(S)] \quad \text{.....(11.2)}$$

あるいは

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{\frac{K}{S}}{\frac{K}{S} + 1} = \frac{1}{K + 1} \quad \text{.....(11.3)}$$

$$\frac{n(S)}{R(S)} = \frac{S}{K + 1} \quad \text{.....(11.4)}$$

したがって $R(t) = u(t)$ および $0.1 u(t)$ とした場合の応答および速度 n の最高値はつぎのようになる。

$$C(t) = 1 - e^{-Kt} \quad n_{\max} = K \quad \text{.....(11.5)}$$

$$C(t) = 0.1(1 - e^{-Kt}) \quad n_{\max} = 0.1K \quad \text{.....(11.6)}$$

いまこのいずれの応答でも速度が飽和しないためには $K=1$ ととらなければならない。また式 (11.6) で飽和するようにすると $K=10$ となる。

$K=1$ および $K=10$ について、飽和のないものとして応答を示せば、図 11.2 (a)(b) のようになる。この二つを比べてみると、 $K=1$ では $u(t)$ の応答には最高速度を得ているが、 $0.1 u(t)$ に対しては最高速度の 1/10 しか用いていない。 $K=10$ とすると $0.1 u(t)$ に対しては、ちょうど最高速度を得ているが、 $u(t)$ に対しては、系に許している最高速度の 10 倍を要する。このように線形を固執すると、信号のレベルに応じて系に対する要求が異なり、系のもつ能力を完全に発揮させることはできない。

このように速度に飽和のある系で、もっとも速い応動を示すのは、図 11.3 に示すように、 $R(t) > C(t)$ になるとき、ただちに最高速度をだし、 $R(t) < C(t)$ で逆向きに最高速度をだすものである。すなわち

$$C(S) = \frac{1}{S} N(E)$$

$$N(E) = \begin{cases} +1 & E > 0 \\ 0 & E = 0 \\ -1 & E < 0 \end{cases} \quad \text{.....(11.7)}$$

このとき $R(t) = u(t)$ および $0.1 u(t)$ に対する応答を図 11.4 に示す。いずれの場合も傾斜 1 で増大し、目標値にそれぞれ 1 sec および 0.1 sec で到達する。

線形の形の系で目標値の 95% に到達するのは、時定数の 3 倍の時間である。いま制御系の良きの判別の規準として 95% に到達する時間を用いれば、以下三つの系につき、表 11.1 のような結果がえられる。

表 11.1 一次系での線形・非線形サーボの比較

a. 95% に到達する時間

$R(t)$	線形		非線形
	$K=1$	$K=10$	
$u(t)$	3 sec	0.3 sec	1 sec
$0.1u(t)$	3 sec	0.3 sec	0.1 sec

b. 最高速度 1/sec

$R(t)$	線形		非線形
	$K=1$	$K=10$	
$u(t)$	1	10	1
$0.1u(t)$	0.1	1	1

非線形サーボは、最高速度が 1/sec に制限されているにもかかわらず、線形サーボ $K=10$ に匹敵する応答を示しており、このほうがすぐれている。以上は一次の系について論じたが、高次の系についても $C(t)$ の一次微係数の最高値に制限があり、応答が割合振動的でないサーボ系では大体いえることである。

つぎに二次系で加速度に制限のある場合を考えよう。前述の場合と同じく $C(t)$, $R(t)$ の最大値を 1 とする。また最高加速度の値を 1 とする。加速度を A で表わすと、

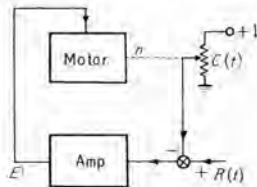


図 11.1 サーボ系

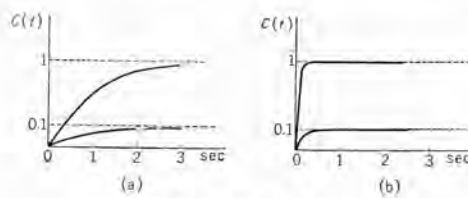


図 11.2 線形サーボの応動

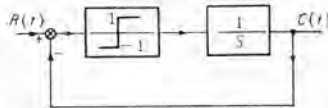


図 11.3 飽和サーボ

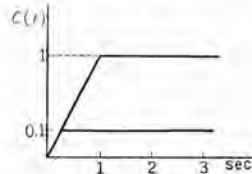


図 11.4 飽和サーボの特性

$$A = \frac{d^2 C}{dt^2}$$

$$\frac{A}{A_{\max}} = \frac{C_{\max}}{A_{\max}} \frac{d^2 C}{dt^2}$$

いま、 $t = \sqrt{C_{\max}/A_{\max}} \cdot \tau$ なる時間変換を行なえば、

$$\bar{A} = \frac{d^2 \bar{C}}{d\tau^2} \quad (11.8)$$

$$\text{ただし } \bar{A} = \frac{A}{A_{\max}} \quad \bar{C} = \frac{C}{C_{\max}}$$

混乱のおこらないかぎり “-” を除き、 τ の代りに t を用いる。いま二次系が線形と仮定すると、加速度の飽和が起らない条件より、閉路特性はつぎようになる。

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{1}{S^2 + 2\zeta S + 1} \quad (11.9)$$

$$\frac{A(S)}{R(S)} = S^2 \frac{C(S)}{R(S)} = \frac{S^2}{S^2 + 2\zeta S + 1} \quad (11.10)$$

式 (11.8) より $A(S) = S^2 C(S)$ なるゆえ式 (11.9) の分母の第 1 項の係数が 1 以下になると、式 (11.10) より $R(t) = u(t)$ のとき、加速度が 1 以上になる。またそれが 1 以上になると最高加速度が得られないので、応答は必ずおそくなる。したがってこれを 1 とした。分母の第 3 項は、定常状態で $R = C$ なる条件より求められる。いま階段入力に対する応答で、目標値の 95% に達する時間が短いことが、系のよさを示す尺度とすれば、系は臨界制動の状態がほぼよいことになり、 $\zeta = 1$ となる。

したがって、 $u(t) = u(t)$ に対して

$$C(t) = 1 - (1+t)e^{-t} \quad (11.11)$$

つぎに非線形要素を入れた場合を考えてみよう。もっとも理想的な制御は $R(t) = u(t)$ の場合を考えれば、 $C(t) = 0.5$ まで +1 の加速度を与え、 $C(t)$ が +0.5 をこすと -1 に切りかえるものである。このような系の実現の可能性いかんは別問題として、その $R(t) = u(t)$ に対する応答は、次式で示される。

$$C(t) = \begin{cases} \frac{1}{2}t^2 & 0 < C(t) < 0.5 \\ 1 - \frac{1}{2}(t-2)^2 & 0.5 < C(t) < 1 \end{cases} \quad (11.12)$$

式 (11.11) と式 (11.12) の応答を図 11.5 に示す。すなわち

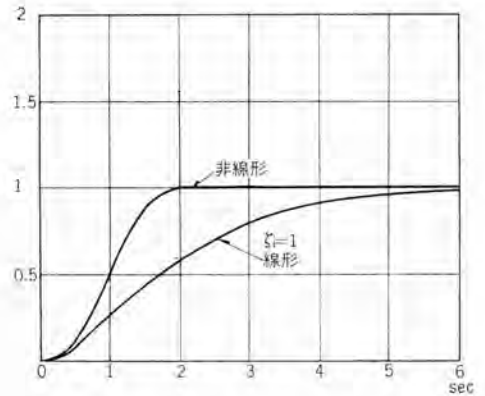


図 11.5 線形と非線形の比較 二次系

非線形の場合が 3 倍くらい速い。この例はもっとも理想的な場合での境界を示すものとして意義がある。いま $R(t) = 0.1u(t)$ になるとき目標値に到達する時間は式 (11.12) より求められ、これらをまとめれば、表 11.2 に示されたものになる。

表 11.2 95% に達する時間

$R(t)$	線形	非線形
$u(t)$	5 sec	2 sec
$0.1u(t)$	5 sec	0.7 sec

以上の結果をまとめると、線形に固執しないで、もっともよい特性を作ると、線形の場合に比べ、応答の速さはつぎのようになる。

- $R(t) = u(t)$ ではほぼ 3 倍
- $R(t) = 0.1u(t)$ ではほぼ 10 倍

したがって、非線形性の導入によって系の改善を行なう場合、このあたりに限度のあることを心にとめなければならない。

11.2 飽和要素の系の安定に及ぼす影響

飽和要素には図 11.6 (a) に示すようなゆるやかな飽和と、(b) のような急峻な飽和がある。前者は一般に線形の場合の延長と考え、ただ利得が少し下がったと考えればよいので、いまは問題にしない。ここで扱うのは (b) の場合である。

この形の飽和が図 11.7 のような二次の線形系の前にはいったとき、リミットサイクル的なもの（非常に収れんのおそい振動）が現われることはすでに述べた。これは記述関数法的な考え方によれば

$$N(E) = \frac{4}{\pi E} \quad (11.13)$$

なるゆえ、振動がおさまる E が 0 近くなると、利得が非常に大きいためである。したがってこのような飽和要素がはいっても、系を安定にするには、図 11.8 (a) のように、 $-\alpha < E < \alpha$ なる範囲で線形域を作って利得の限度を $1/\alpha$ とするか (b) のように $-\alpha < E < \alpha$ で不感域を作ることが考えられる。そして α をどれだけ小さくとりうるかは、線形要素の性質による。これが安定なほど、 α が小さくとれ、したがってよい制御系となるわけである。

この (a) の形は、いわゆる dual mode operation と呼ばれるもので、普通のサーボ機構はもちろん、現実存在する自動

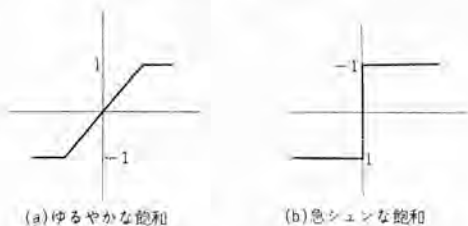


図 11.6 飽和要素

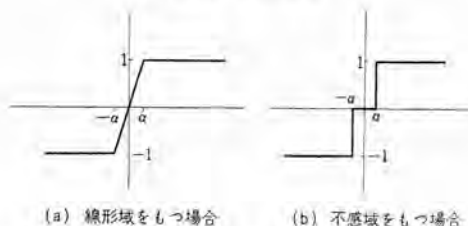


図 11.8 安定化を行なった飽和要素

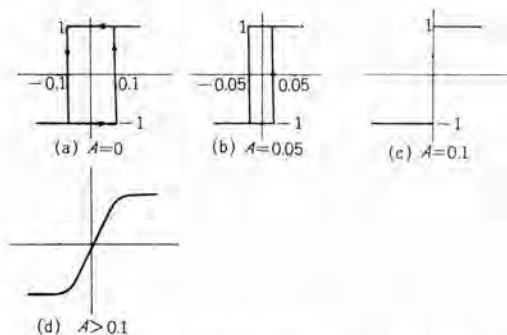


図 11.10 高周波バイアスの振幅の影響による非線形性の変化
ヒステリシス $-0.1 \sim +0.1$
高周波バイアス $A \sin \omega t$

制御系は多少ともこの動作をする。(b)の形は ON-OFF 形制御系に用いられるもので、この形のものは必ず不感域が必要になることがわかる。

11.3 ヒステリシス要素の影響

記述関数法を用いれば、ヒステリシス要素は、必ず位相遅れを伴うものであり、その結果系を不安定にする。図 10.4、10.8 に示したように、ヒステリシスを導入すればその位相遅れによってリミットサイクルが生じる。しかもこの位相遅れは、入力値が小さくなるにつれて増大し、ついに -90 度まで達するものである。

このような系を安定させるには、もちろん不感域とか線形域を導入して等価的にヒステリシスをなくしてしまうことが考えられるが、そのほかに図 11.9 に示すようにヒステリシス要素の前に高周波バイアスをかける方法がある。このようなときは高周波バイアスとヒステリシスとをふくめて、一つの非線形要素を考えればよく、バイアスをだんだん増大していくと、図 11.10 に示すように、等価的にヒステリシスの幅がせまくなり、ついに飽和要素に等しくなり、さらに 0 における傾斜がだんだんゆるくなる。非線形要素のうち、ヒステリシスは系の安定に悪影響をおよぼすから、十分に注意しなければならない。

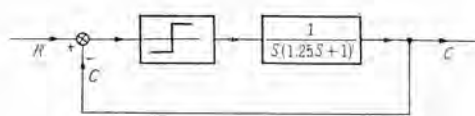


図 11.7 飽和要素を含む制御系

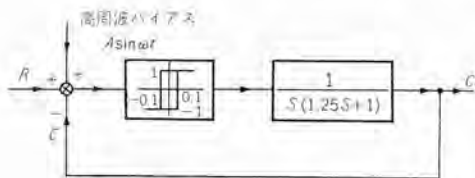


図 11.9 ヒステリシスを含む制御系

古くから研究され、現在まったく完成したものと考えてよい。またサンプリング制御に関しても、その特性や設計法について、過去数年の間に非常な努力が払われて研究された結果、理論面では大体完成したようである。非線形制御に関しては、過去に非線形振動論につき数多の研究があるにもかかわらず、まだ満足すべき状態ではない。とくに、現実の制御系での理論と実際との不一致は、大部分系の非線形性によることが多いことにかんがみ、今後この方面での研究が期待される。

さらに自動制御について重要な問題は、新しい制御要素の開発であろう。近年フランスで、プリントモータという新しい形の制御用モータが開発され、これを現在の位置制御形の要素として用いれば、ほぼ 10 倍の速応性が期待される。このような画期的な進歩は、理論面からではまったく不可能で、この意味では、理論は、新要素の出現に、追従している感が深い。今後の問題として、制御装置の小形化、高速化のため、トランジスタの応用がさらに進められ、質・量ともにまったく面目を新たにするものと思われる。

また現在まで扱ってきた制御系では制御対象は、微分方程式で表わされるものである。しかしこのほかに代数方程式のように、変数の微分積分は含まないが、非常に複雑な、多変数の非線形方程式になる場合がある。たとえば従来の方法で設計された制御系の数個よりなる集団で、その目標値や系のパラメータを種々にかえて、所望の特性を得ようとする場合、あるいは変圧器などの設計計算を計数形計算機でやらせる場合、設計常数をいろいろかえて、最適条件をさがすなどである。このような制御は計数形の制御が適しており、今後はこの方向に、理論・制御要素に関し、開発の努力が必要であろう。

(34-9-16 受付)

参考文献

- (1) Chestnut and Mayer, Servomechanisms and Regulating System Design. 1, 2. John Wiley and Sons, New York (1951).
- (2) Brown and Campbell, Principles of Servomechanisms. John Wiley and Sons, New York (1958).
- (3) James, Nichols and Phillips, Theory of Servomechanisms McGraw-Hill Book Co., New York (1947).
- (4) Korn and Korn, Electronic Analog Computers. McGraw-Hill Book Co., New York (1956).
- (5) Truxal, Automatic Feedback Control System Synthesis, McGraw-Hill Book Co., New York (1955).
- (6) Newton, Gould and Kaiser Analytical Design of Linear Feedback Controls. John Wiley and Sons, New York (1957).

テレビジョン

工業用テレビジョン

1. ま え が き

諸産業の設備や、運転系統は、最近いちじるしい進歩をとげ、作業の安全化、集中化、企業の自動化、合理化などが進められているが、火力発電所においても、諸産業にさきがけて、着々と新しい方式が採り入れられつつある。とくに、プラントの熱効率の向上のための、高温、高圧、大容量化に伴って、その運転はますます複雑となり、今までのようないわゆる、熟練した技術者の“感”にたよるような運転では、満足な効率が上げられないだけか、危険をさ伴うような場合も生じ、高度の科学性が要求されるようになり、運転の安全化、合理化、集中化などが大きな問題になってきている。

これら工業の要求とあいまって、最近の電子工学の発達はめざましいものがあり、これら重工業の運転、計測、制御への電子工学の利用が盛んに考えられてきている。ここでは、このうち最近とくに問題となり、一般産業にも逐次利用の途がひらけてきた工業用テレビジョンについて、火力発電所の付帯設備の立場から考えて見る。

火力発電所として工業用テレビジョン（以下 ITV と略す）の利用面を考えると、直接監視による作業の安全化、集中監視による人員の削減などがあげられるが、これを、直接利用の面から考えると、下記の4項に大別される。

- a. 炉内燃焼状況監視用
- b. 缶胴水面計監視用
- c. 煤煙濃度監視用
- d. その他

2. 装置概要

前記個々の応用について述べる前に、ITV の装置としての特性を若干説明する。

2.1 ITV としての特長

ITV といっても、原理は、テレビジョン方式という点からすれば、普通の放送用テレビジョンとなんら変わりなく、同様に考えてよいのであるが、実際の製品としては、工業用であるがための要求もあり、形態的には大分異なったものとなっている。ITV として、とくに要求される特長のうちおもなものを拾って見ると、

(1) 撮像機（カメラ）側には原則的に、操作者（カメラマン）がない。

このために、撮像するのに必要な操作、調整はすべて、遠隔操作により監視機側から行ない、撮像機側では、すえ付時の調整のほか、人為的な調整をしなくても良いようにする必要がある。

(2) 方式、構造がすべて単純であること

機器の取扱者は、ほとんどの場合、完全なテレビジョン方面の

電氣的知識、および技術をもっているとはかぎらないので、取扱いが簡単で、故障の少ないことが大切であり、このため実用に支障のない範囲では、少々画面の質を犠牲にしても、回路および取扱いの簡易化を計り、いわゆる フールプルーフ にする必要がある。

(3) 機器の構造が堅ろうであること

機器の設置場所は、いわゆる弱電関係の機器としてはきわめて悪い場合が多く、高温、多湿、有害ガスなどにさらされ、振動も激しく、供給される電源の質もあまり良くないことが多いので、このような条件の場所で使用する機器としては保守の問題も見のがすことはできず、構造の堅ろうなことで、信頼度の高いことがとくに要求される。

(4) 安価であること

いかなる場合でも価格の低廉ということは必要なことであるが、テレビジョン放送では、テレビジョンそのものが主目的であるのに比し、工業用に用いる場合は、テレビジョンは、手段または、バックアップ機器となるので、これだけに経費を投ずることはできない。また元来ある程度の危険や、不便の下に直接目で監視してきた場所に、その代りとして使用したり、またその他の用途においても人件費の節減を考慮して利用することが多く、この点からも、人件費を下回る価格であることが普及の絶対条件となる。このためにも映像その他、装置の性能を落すことなく、できうるかぎりの簡略化を行なうことが望まれる。

(5) 原則的に閉回路方式が用いられる

ITV では原則的に撮像機と監視機とは、ケーブルで接続され、いわゆる閉回路テレビジョンを形成しているが、上記4項目を満足させるためには、簡易で安定度の高い、閉回路方式が有利であり、普通、ITV では、電波を発射する方式をとらず、ケーブルで信号を伝送する閉回路方式が用いられている。ただし工業用に用いる場合でも被監視物と、監視者とが非常に隔たった距離にあるような場合には、信号を電波にのせて発射するような手段が用いられることもある。

2.2 方式

(1) 撮像管

ITV 用の撮像管として知られているものに、ビジョン、アイコスコープ、イメージセクタなどがありそれぞれいろいろな形名のものが発表されており、これらの撮像管についてはそれぞれ一長一短の特性をもっている。このうち初期には ITV 用として作られたアイコスコープ 5527 も若干用いられたが、最近の一部に使用されているイメージセクタを除いてはすべて1インチビジョン 6198 が用いられている。これらの撮像管を比較すると表2.1のようになる。

イメージセクタは古くから発達した非蓄積形の撮像管であるが、感度が悪く、感色特性も赤または青に寄っており形状も大きいので一般の ITV 用としては適さないが、熱陰極を有した

表 2.1 テレビジョン 撮像管性能比較表

種類 項目	イメージ ディセクタ D (30) TR	ビジコン 6198	アイコノ スコープ 5527	イメージ オルシコン 5820	備 考
必要照度 (lx)	約 200	約 30	約 100	0.02	光電面上
解像力	250 本以上	350 本以上	250 本以上	500 本以上	
加速電圧 (V)	2,000	300	800	1,250	
偏向方式	電磁	電磁	静電	電磁	
平均寿命 (時間)	8,000 以上	2,000 ~3,000	3,000	500	ビジコンに ついては推 定値
使用レンズ	6×6 判用 以上	16ミリ用 以上	35ミリ判用 以上	35ミリ判用 以上	
感色特性	赤に寄って いる	視感に近い	若干赤に寄 る	視感に近い	
価 格 比	約 4	1	約 1/4	約 5	
光電面許容 温度 (°C)	-20 ~+65	-20 ~+60	40	35~45	
形 状	約 115φ ×340 L	約 25φ ×150 L	約 50φ ×228 L	約 75φ ×386 L	
操 作	容 易	容 易	容 易	困 難	

いため寿命が長いこと、光域、許容温度範囲が広いこと、出力
が大きいことなどのため、炉内用などの高輝度の被写体を写す
場合に一部に使用されている。

ビジコンは光導電効果を利用した蓄積形撮像管で、現在の
ITVは、ほとんどのものがこれを用いており、放送用にも一部
に使用されている。この撮像管は、直径、約 25 mm、長さ、約
150 mm で、現在実用になっている撮像管としては、いちばん
小形で、残像は若干あるが、感度や、解像度も高く、寿命も長
く、さらに取扱いがきわめて容易で、加速電圧も 300 V 程度で
良いなど利点が多い。

現在もっとも多く使用されているビジコン6198の主要規格およ

表 2.2 ビジコン 6198 の定格および動作例

一 般 定 格			
ヒータ電流	0.6A	光電面最大有効面積	9mm×12mm
ヒータ電圧	6.3V±10%	集 束 方 式	磁界および電界
信号電極入力容量	4.5 pF	偏 向 方 式	磁 界
最大定格および動作例 (9mm×12mm 走査)			
信号電極電圧	最大 125 V max	動作例	10~125V
第3および第4グリッド電圧	350 V max		200~300V
第2グリッド電圧	350 V max		300V
第1グリッド電圧	0 min~ -125 V max		-45~-100V
ブランキングパルス最小値 (セン頭値)			
第1グリッドに印加			30V
カソードに印加			10V
フォーカスコイル中心磁場			40 ガウス
アライメント中心磁場			0~4 ガウス
ヒータ、カソード間電圧			
ヒータがカソードより	125 V max		
ヒータがカソードより	10 V max		
正	60°C max		
光電面許容温度			
信号出力電流 (ハイライト部)			0.1~0.2μA
暗電流			0.02μA
信号電流 0.1~0.2μA に対する照度			30~100 lx
信号電流 0.2~0.02μA に対する光量比			30

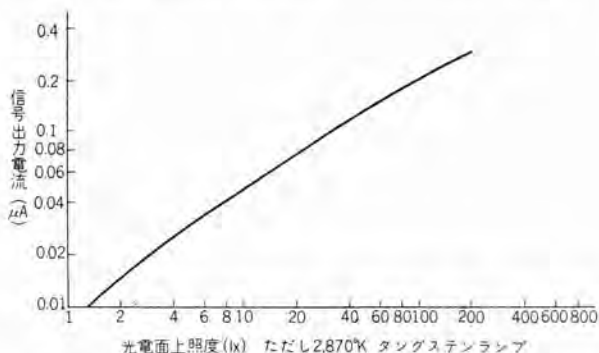


図 2.1 ビジコン 6198 の光電面上照度対信号電流出力特性

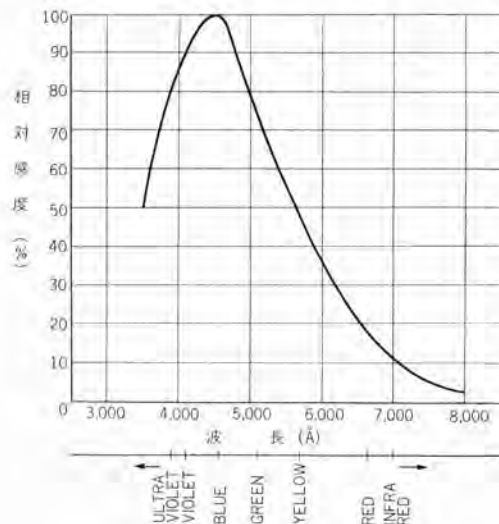


図 2.2 ビジコン 6198 感色特性

び性能を表 2.2、図 2.1、2.2 に示す。

最近、各国で直径、13.5 mm、長さ 90 mm という小形の ビ
ジコンが開発されており、これが実用化すれば、回路のトランジ
スタ化とあいまって、きわめて小形の撮像機が作られ、ますま
す利用範囲が広がるであろう。

(2) 走査方式

走査方式としては、放送用 テレビジョン の方式のほかにもとく
に ITV 用として、低速走査、円形走査、斜方向走査などが提唱
されているが、実際に使用されているのは、放送用に準拠した
標準方式と、これに類似した Random Interlace 方式の 2 種で

表 2.3 走査方式

項 目	方 式	標準方式	Random Interlace 方式
垂 直 走 査		60 c/s	60 c/s (50 c/s)
水 平 走 査		15.75 kc	
走 査 線 数		525 本	走査線数約 200~350 本になる範囲で任意の 値に選定
毎 秒 像 数 (フレーム周波数)		30	
毎 秒 駒 数 (フィールド周波数)		60	垂直走査に同じ

ある。これらの方式は表 2.3 に示すとおり走査基準が異なって
はいるが、その他原理的な部分ではまったく同一である。

a. 標準方式

放送用 テレビジョン の標準方式と比較して走査基準の点から表
面上はまったく同一であるが実際には随所に簡略化がほどこさ
れている。

- (a) 同期信号波形中に等化パルスを含んでいない。
- (b) 同期パルスの立上がり、パルス幅などは放送用規格にはい
っていない。
- (c) 垂直同期パルスの期間に水平同期を維持するための処置
が講じられていない。

等々、でこのため、飛越走査の安定度が悪い、とか垂直同期
パルスの期間にくずれた水平同期が回復するまでの、数本分の走
査線をブランキングで消すか、または有効映像面外に出すかなど
の問題が起ってくる。理論的にはこのような欠点を生ずるが、

ITV という観点からすればこの程度の影響はさして問題とするにあたらない。さきに述べたとおり、ITV は通常有線で伝送され、撮像部と受像部が一つの閉回路を形成しているため、標準方式以外の走査線基準を任意に選定できるが、補助監視機として放送 TV の受像機をそのまま使用できるという点から、このような要求のあった場合に採用されている。

b. Random Interlace 方式

飛越走査をさせるときは簡単な同期信号発生回路が用いられるが、装置の簡易、ならびに安定性という観点からは、これを省略した Random Interlace 方式が ITV としてすぐれている。

標準方式では垂直走査周波数と水平走査周波数が特定の整数比 2:525 なる値を常時維持しているのに対し、この方式ではこの両者がおのおの独立した無関係の値に選定されている。

垂直、水平の両走査の間に整数比関係がない場合でも、撮像と受像の走査がまったく同一の関係で行なわれている限り画像の再現は完全に行なえる。

水平走査周波数は解像度およびビデオ周波帯域幅に関係して決められ一般に実用式として次式で表わされている。

$$f_m = \frac{1}{2} K \cdot n^2 \cdot c \cdot f_p \frac{y}{z} \quad (2.1)$$

ただし f_m : ビデオ周波帯域幅

n : 走査線数 c : 画面縦横比=4.3

f_p : フレーム周波数 x : 走査線長の有効率

y : 走査線数の有効率 K : 定数=0.64~0.9

また水平解像度を R_H 、垂直解像度を R_V とすると

$$R_H = 2 \frac{1}{c} \cdot \frac{f_m x}{f_p} \quad (2.2)$$

$$R_V = 0.72 \times 2 \frac{f_h y}{f_p} \quad (2.3)$$

ただし f_h : 水平周波数、 f_p : 垂直周波数

ゆえに $n = f_h / f_p$

となり解像度はとくに要求のない限り総合解像度 ($\sqrt{R_H R_V}$) として 300 本程度に選ばれる。ランダムインターレース方式の場合同一の水平および垂直周波数を用いると走査線数は半分になるが、垂直、水平の各周波数は同期関係にないので刻々微小変化をするために、走査線は絶えず縦方向にちらちら移動する。このため垂直方向の解像度は 1/2 とはならず、約 70% に低下することになる。このような理由で、ランダムインターレース方式を用いるときは、水平周波数を上げ (15.75 kc から 19.2 kc にする) て垂直方向の解像度の低下を補う場合がある。

この方式による場合は、標準方式のように放送用テレビジョンの方式を考慮に入れる必要がないので垂直走査周波数も任意に選定できることになり、50 c/s の地域においても簡単に次項に述べる電源同期の方式を採用することができる。

(3) 電源同期

米国をはじめ諸外国のテレビジョン標準方式は、すべて垂直走査周波数を電源の商用周波に同期させており、わが国の標準方式だけ 50 c/s 地域と 60 c/s 地域が共存する関係から電源非同期方式を採用している。

垂直走査周波数を電源周波数に同期させることは、ハム

入による障害の程度を軽減し装置を簡易化するためにかくべからざる手段である。

とくに火力発電所においては、発電機、変圧器などの主機のほか、プロ用モータ、ミルモータなどの補機としての大容量交流機が多く、機器の配置の関係から ITV などのいわゆる弱電機器の配線が、これら大容量機器の配線と平行する機会が多いので、きわめてハムを引きやすい条件にあり、電源同期は絶対必要である。

50 c/s の地域で ITV を使用し、電源同期とすると垂直の周波数も 50 c/s となるので、受像画面でフリッカを感ずる臨界輝度は低下し、60 c/s のときのその約 1/3~1/5 となり 20 フットランパートくらいとなるが、実用上問題はない。

(4) 伝送方式

映像信号の伝送には、ビデオ周波数のままで送る方式と、高周波による搬送方式とがある。前者は回路が簡単で画質も良いが、伝送距離が長くなるにつれて伝送周波数帯域内におけるケーブルの減衰特性の不均一による位相ヒズミが増大しあまり長距離には用いられず約 300 m 前後までとなる。後者の方式は遠距離の場合および近距離でも放送用受像機を補助受像機として使用する場合に用いられる。この場合は、ケーブル特性の均一な部分を利用できるのでなるべく高い搬送波を用いるほうが画の質が良くなるが、一方周波数が高くなると減衰量も多くなるので両者およびケーブルのコストをならみ合わせて使用する搬送周波数が決定される。

他にケーブルによらず無線で伝送する方式も考えられるが、この場合はケーブルと無線機との経済比較や周波数割当 (900 Mc 帯) の問題を十分検討しなければならない。

2.3 性能

(1) 被写体の明るさ

撮像に必要な被写体の明るさは、他の条件が決まれば映像の品位、 S/N 比から決まる。必要な S/N 比を決定すれば式 (2.4) によりビジコンのピーム電流 i_p が決まり図 2.1 から光電面上の必要照度 I_p を求めることができる。

$$S/N \approx \frac{r_p i_p}{2\pi f C \sqrt{K T f_m r_l/3}} \quad (2.4)$$

ただし r_p : ビジコンの負荷抵抗 ($\gg 1/\omega C$)

f_m : 増幅器の帯域幅 C_1 : r_p の全並列容量

K : ホルツマン定数 T : 絶対温度

r_l : 初段の等価雑音抵抗

撮像に必要な被写体の照度 I_s は必要な光電面上の照度 I_p が決まれば大略式 (2.5) により決定される。

$$I_s = \frac{4F^2 I_p (m+1)^2}{T_l R} \quad (\text{ルクス}) \quad (2.5)$$

ただし T_l : 使用レンズの透過率

R : 被写体の最明部の反射係数

F : 使用レンズの絞り値

m : レンズの横倍率 (通常 $m \ll 1$)

ビジコン 6198 において、普通 $F=1:2$ のレンズを用いた場合、被写体面上 500 lx 以上の明るさがあれば 30 db 程度の

S/N で良好な画像が得られるが、工業用という用途の面から考えると画像の品位は低下するが約 50 lx 程度でも実用になる場合がある。

(2) 主要性能および構成

放送用のテレビジョンと異なり規格や性能はそれぞれ使用目的に合致したものに選びうるが、規格および性能の一例を示すと、表 2.4 のようである。

また機器の構成についてもそれぞれ用途に応じて考えられておりまちまちであるが、撮像機、制御監視機電源装置および付属品から構成される例が多い。

代表例として系統図を図 2.3 に、外觀の一例を図 2.4 に示す。

表 2.4 IT 形工業用テレビジョン装置主要規格および性能

項目		IT-I 形	IT-II 形
方式	名称	Random Interlace 方式	標準方式
	垂直走査	60c/s (50c/s)	60 c/s
	水平走査	19.2kc または 15.75kc フリーランニング	15.75 kc
	走査線数	約 320 本 (380 本) または 約 260 本 (315 本)*	525 本
	毎秒像数	Random 走査	30 枚
撮像管	飛越走査	飛越走査	飛越走査
	同期	同期または非同期	同期または非同期
	同期信号混入	とくに高周波使用の場合 同右	ブロッカーザンブロッカー方式
受像管	種類	ビジコン 6198	14HP4 および 5UP1
	寿命	約 2,000 時間 (ただし ITV としての実用時間推定値)	
レシズ	普通用	14HP4	14HP4
	遠距離用	35 mm フィルム用 f1.5 50 mm 焦点標準レンズ望遠角取換可能 または 16 mm フィルム用 f1.5 25 mm 焦点レンズ 望遠角取換可能	
映像度	映像増幅器総合周波数帯域	20 c/s ~ 4.5 Mc	
	15.75kc 垂直	約 250 本 (290 本)*	約 350 本
	19.2kc 垂直	約 350 本 (350 本)*	約 350 本
	19.2kc 水平	約 300 本 (350 本)*	
走査否	垂直	5% 以内	
	水平	10% 以内	
許容周囲温度	撮像機	50°C 以内	
	制御監視機	50°C 以内	
許容電源変動	電源装置	100 V ± 10% (ただし AVR 付加により ± 20%)	
	周波数	60 c/s (50 c/s) + 5% - 10%	
電源消費電力	電力	約 500 VA	約 500 VA
	75Ω 同軸		約 0.2 V
高周波出力電圧	300Ω 二線式		約 0.5 V
	フィーダ		
監視可能距離	距離	300 m 以内	300 m 以内
	とくに遠距離用の場合		5 km 以内
受像画面		280 × 200 (36 cm 角形)	

注 * () 内は 50 c/s 用

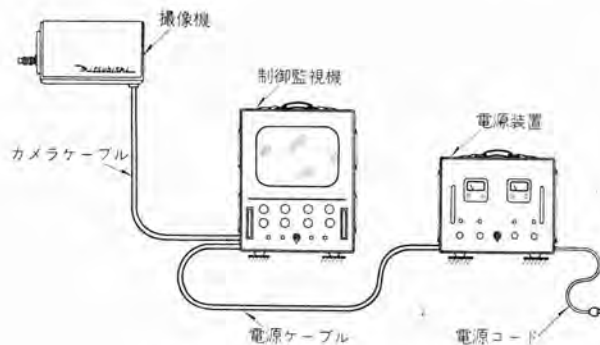


図 2.3 IT-1 形 ITV 系統図

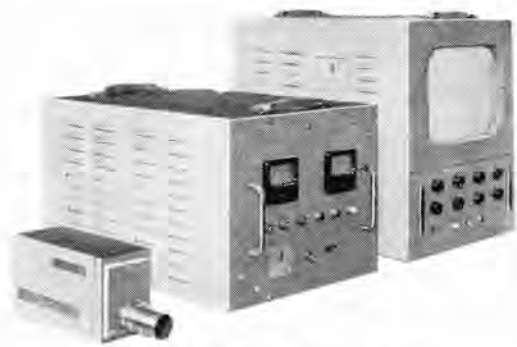


図 2.4 IT-1A 形 ITV

左から撮像機、電源装置、制御監視機

3. 火力発電所での ITV の応用

3.1 炉内燃焼状況監視

これは、火力発電所として、第一に考えられる用途でとくに近年微粉炭および重油のバーナ燃焼による corner firing の方式を採用したボイラが多くなるにつれて、とくに重要な問題となってきた。すなわち、一方の側壁に全バーナがある形式のボイラでは、その逆側の側壁にあるのぞき窓から 1 人の監視員が監視することによって、監視目的が達せられるが、corner firing のように四すみにバーナが配置されている場合には、4 箇所からのぞき窓から 4 人の監視員が同時に監視するか、また 1 人でこれを行なう場合には、ボイラ操作室から遠く離れたボイラ天井部ののぞき窓を設け、この不便で危険な位置から監視することになる。さらに、ボイラの燃焼がバーナによるため、点火、休止のひん度が多くこのためにも ITV による監視は常識となっている。

(1) 設置場所

実際に炉内監視用として ITV を設置する場合、種々の問題が生ずる。

制御監視機はこの画面を見ながら炉の運転をするのであるから、設置場所は必然的にボイラ制御盤に決まる。制御監視機をボイラ制御盤に装着した状態を、図 3.1 に示す。この場合 ITV を組み込む盤の照明は、なるべくブラウン管の表面が暗くなり、天井のケイ光灯などがブラウン管面に写ったりしないよう設計する必要がある。撮像機をボイラ壁に設置する場合は、撮像機からの視角、許容温度および冷却、振動、フライアッシュ、取扱いの難易、ボイラの構造上の要求、ケーブルルートなど、



図 3.1 ボイラ制御盤に装着された制御監視機
中国電力小野田火力発電所（受像画面は重油点火時を示す）

から、設置場所は必然的にボイラ制御盤に決まる。制御監視機をボイラ制御盤に装着した状態を、図 3.1 に示す。この場合 ITV を組み込む盤の照明は、なるべくブラウン管の表面が暗くなり、天井のケイ光灯などがブラウン管面に写ったりしないよう設計する必要がある。撮像機をボイラ壁に設置する場合は、撮像機からの視角、許容温度および冷却、振動、フライアッシュ、取扱いの難易、ボイラの構造上の要求、ケーブルルートなど、

表 3.1 ビジョン 6198 使用時の レンズ包含視角表

レンズ焦点距離 (mm)	垂直角	水平角	対角	備考
13	38°10'	49°22'	59°58'	16mm 用
15	33°24'	43°36'	53°08'	"
17	29°38'	38°50'	47°36'	"
20	25°22'	33°24'	41°06'	特殊品
25	20°24'	27°00'	33°24'	16mm 用
28	18°16'	24°14'	30°00'	35mm 用
35	14°38'	19°28'	24°10'	"
50	10°18'	13°42'	17°04'	16mm 用
70	7°21'	9°48'	12°14'	特殊用
75	6°52'	9°10'	11°23'	16mm 用
80	6°27'	8°36'	10°43'	特殊品
85	6°00'	8°05'	9°47'	35mm 用
100	5°10'	6°52'	8°36'	"
105	5°05'	6°32'	8°11'	"
120	4°18'	5°44'	7°10'	特殊品
135	3°48'	5°04'	6°22'	35mm 用
150	3°26'	4°36'	5°44'	特殊品
250	2°04'	2°46'	3°23'	35mm 用
800	44'	52'	1°05'	"

上記の表は撮像管の走査面積を $9 \times 12 \text{ mm}$ としたときの値であり、またレンズの焦点距離は公称値であるので実物においては公称焦点距離と異なる場合がある。したがって視角はこの表より若干少なめに考える必要がある。

考慮しなければならないことが多々ある。なお参考までに ビジョン 6198 を使用した場合の レンズ 焦点距離と視角との関係を表 3.1 に示す。

普通 corner firing 形の ボイラ では上記の諸点を考慮して、

図 3.2 の A 点に撮像機を設置する。これは、視角が適当に選びやすい、温度があまり高くない、冷却用空気などの配管が通しやすい、などの利点があるためで、現在用いられているほとんどが A 点に装着している。

A 点は炉の天井部で、バーナ口から遠く途中の フライアッシュの影響が大きいので、バーナ口に比較的近い部分、たとえば、図 3.2 の B 点にのぞき窓を設け、とくに冷却に留意して設置すれば、監視の目的にも非常に好都合であるが、炉内外の温度が非常に高く、撮像機およびのぞき窓の冷却も困難で、保守上にも問題がある。現在 B 点の設置例として、中国電力新宇部火力発電所で採用されているものがある。

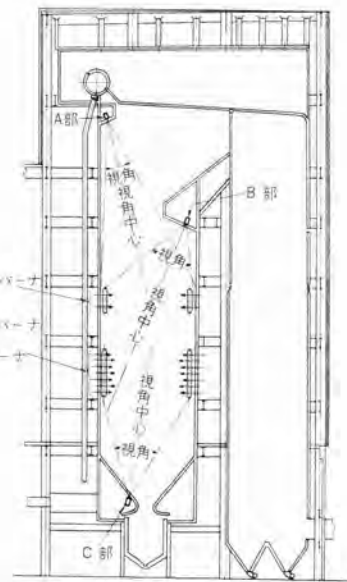


図 3.2 Corner Firing 形 ボイラ に対する撮像機設置場所の関係

図 3.3 に A 点に設置された一例として、東北電力八戸火力発電所における設置状況図を、また図 3.4 に B 点に設置された一例として中国電力新宇部火力発電所における設置状況図を、また図 3.5 に同所における重油専焼時の受像画面を示す。

(2) 撮像機の冷却

炉壁に撮像機を設置する場合、いかに温度の低い場所を選んだとしても、光電面の許容温度である 60°C 以下に保つことは困難である。またホコリの多い火力発電所の中で、撮像機をホコリからシャ断しなければならない。撮像機の防熱と冷却のため、いろいろな方法が用いられるが、普通は撮像機をケースの中に納め、冷風、または冷水を送って、炉よりの輻射などによ

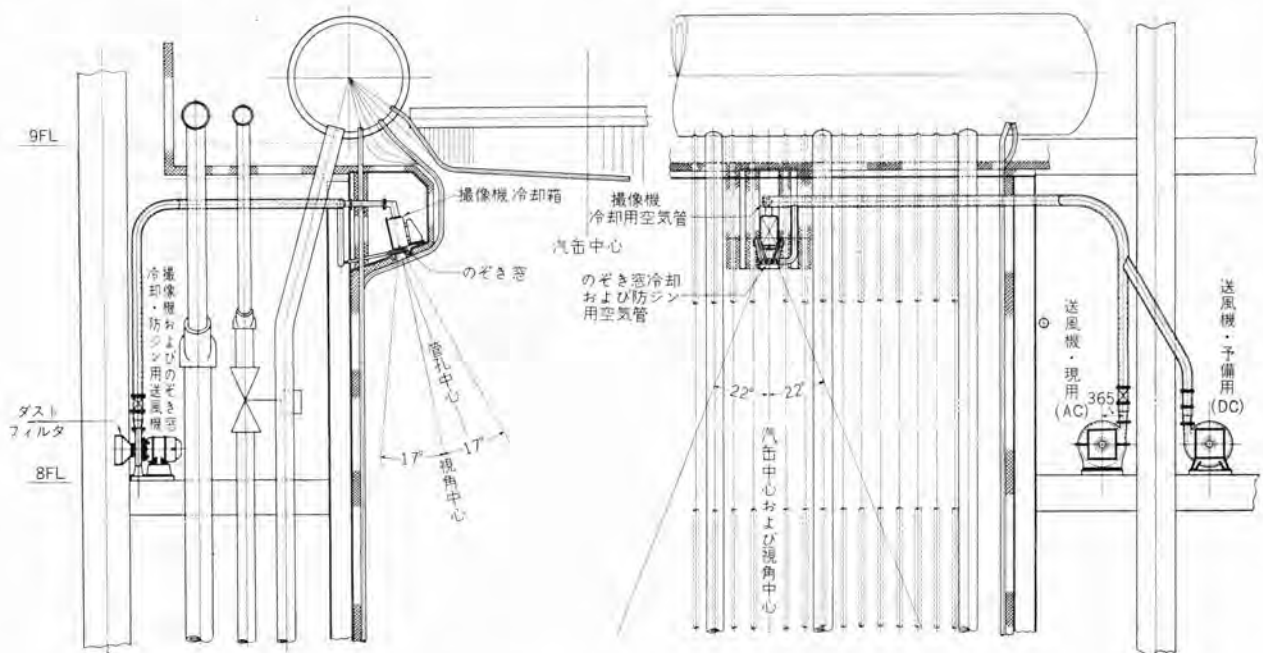


図 3.3 東北電力八戸火力発電所における炉内燃焼状況監視用 ITV 撮像機設置状況図

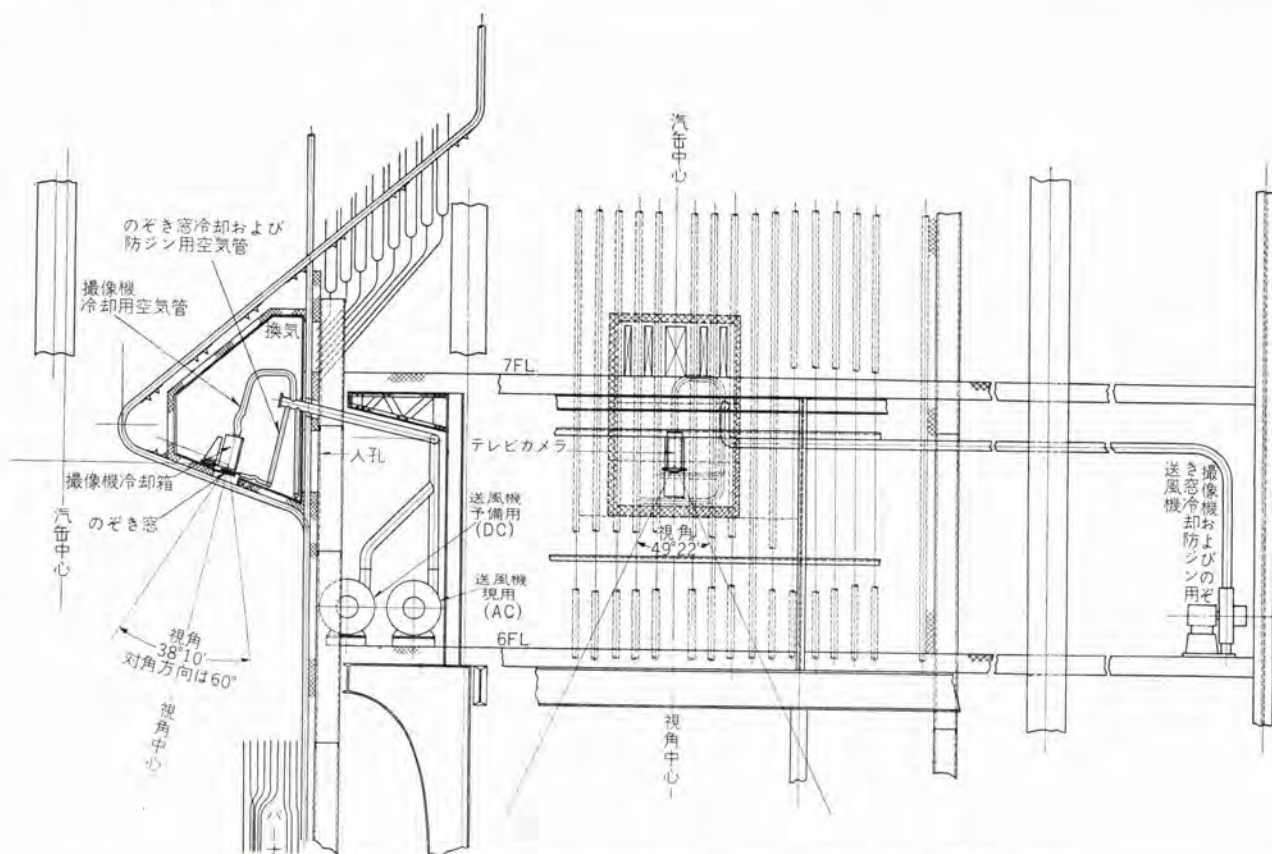


図 3.4 中国電力新宇部火力発電所における炉内燃焼状況監視用 ITV 映像機設置状況図

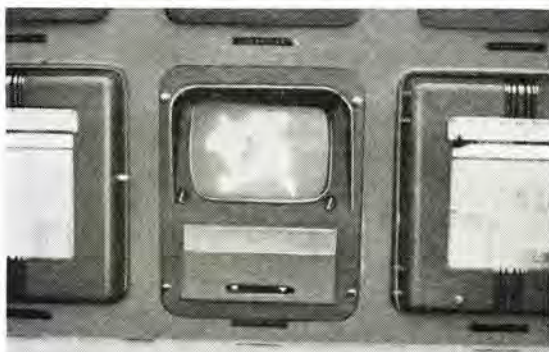


図 3.5 中国電力新宇部火力発電所における炉内燃焼状況監視の状況 画面は重油専焼時

り映像機の温度が上昇するのを規定値以下におさえている。このケースは、万一冷却用の送風機または、冷却水の系統などに故障を起したなどのとき、外部からの熱が内部の映像機に伝わりにくく、しかも映像機の取はずし操作が容易におこなえる構造であることが必要となる。

冷却方法としては普通、空冷と水冷が考えられるがこのうち水冷は、(a) 空気と異なり若干でも漏洩は許せないの、工事などが複雑である。(b) 水ポンプの故障率のほうが送風機のそれより大である。(c) 映像機の防じんには、たとえ冷却に水を用いても空気を必要とする。などの点で、一部のものを除いてはほとんど空冷方式が用いられている。空冷、水冷、いずれの方法によっても映像機の冷却は、ボイラ停炉後、ITVの使用を止めた後も、ボイラが冷えるまで続ける必要がある。

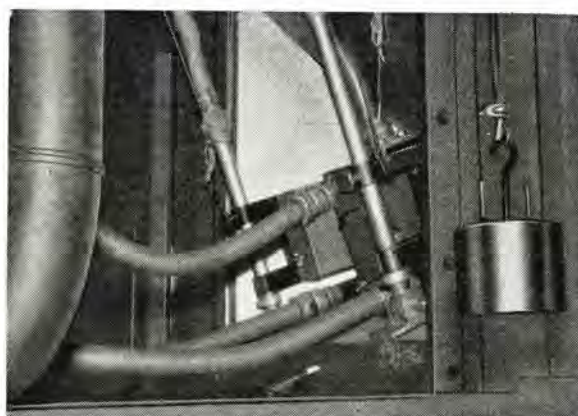


図 3.6 関西電力大阪発電所における炉内燃焼状況監視用 ITV 映像機装着状況

さらに映像機から制御監視機へのカメラケーブルは、内部に同軸形ケーブルを含んでいるが、この絶縁にはポリエチレンを用いるので、ケーブル周囲温度および輻射によるケーブルの温度上昇ともに約 80°C 以下におさえる必要があり、場合によってはケーブルダクト内に送風してケーブルの冷却を考える必要も生ずる。

図 3.6 に映像機冷却ケースを炉壁に取付けた状況を示す。図中上方の太い(直径 75 mm)な旋管は、映像機冷却用空気のもので細い(直径 50 mm)な旋管 3 本のうち、上方のものはカメラケーブルが内部に通っており、映像機冷却用の空気の排気の一部をこれに通してケーブルの炉壁近くの高温部を冷却している例である。なお下部の 2 本の旋管は後述するのぞき窓用の送

風管である。

撮像機冷却ケースおよびその支持機構の、構造は、使用ボイラの種類、構造、および炉壁への取付位置などの要求により、それぞれもっとも都合の良いように設計されるべきであるが、温度の高い所で操作するものであるから、撮像機のすえ付位置の調整、撮像機の着脱および点検などが容易におこないうるよう設計、製作される必要がある。

(3) のぞき窓

火力発電所のボイラの炉内燃焼状況監視用の ITV としていちばん問題となるのがのぞき窓である。のぞき窓は高温の炉内と低温の必要な撮像機との間を完全に隔離し、しかも光学的には損失やヒズミのないことが必要で、さらにのぞき窓自身炉壁の高温に十分耐えられる必要があるので次のような性能を要求される。

a. 内部の状況が完全に見えること。

このためには、窓にはマイカ板のようなものは使用できず、ガラスを使用しなければならない。

b. 高温に耐えること。

撮像機を装着するようなボイラ上部の炉壁は通常 500°C 以上にもなることが考えられ、さらにボイラ内数10cmの所では 900°C 程度の高温になる、このためガラスには石英ガラス、パイラスなどの耐熱ガラスを使用し、取はずしなどをひんぱんに行なうネジ類などは焼けつくのを防ぐような考慮をはらい材質もステンレス鋼を用いるなどの必要があり、さらに強制冷却を行なう必要がある。

c. 防じん

ボイラ内部には煤煙、灰分、重油蒸気などが充満しているが、これらが飛来し、のぞき窓ガラス面に付着するのを防止しなければならない。このためには送風機によって、常時ガラス面とくにボイラ内部に面する部分に、圧力の高い空気を送り、防じんを行ない同時に冷却に役だてるような方法、または水を用いて常時ガラス面を清掃するような方法が取られている。

ガラス面に吹付ける空気は、ボイラ内部から吹上げる煤煙、灰などが通常はガラス面に到達しないように十分強力なもので、また、いったん付着したホコリに対しては清掃効果の点から、とくに、吹付気流の死点ができないようにとくに注意が必要である。

防じんに水を使用する場合は、水の流に留意してガラス面に水の筋ができないようにする必要がある。また水質はとくに水あかができないよう良質のものをを用いる必要がある。

d. 熱線吸収

ボイラ内部が非常に高温となり相当量の熱輻射がある。この場合のぞき窓を通して輻射してくる熱線が、撮像管光電面に悪影響を与えないためには、熱線吸収ガラスを併用するか、または水フィルタのような手段を講じなければならない。この場合ガラスを用いるときは、ガラス自身が熱線を吸収し温度が上昇するので、この冷却やガラスの質、形による耐熱を考慮しなければならない。また水を用いるときは熱線による温度上昇にともなう水中の気体成分の気泡化、および水あかの付着に留意し、また、

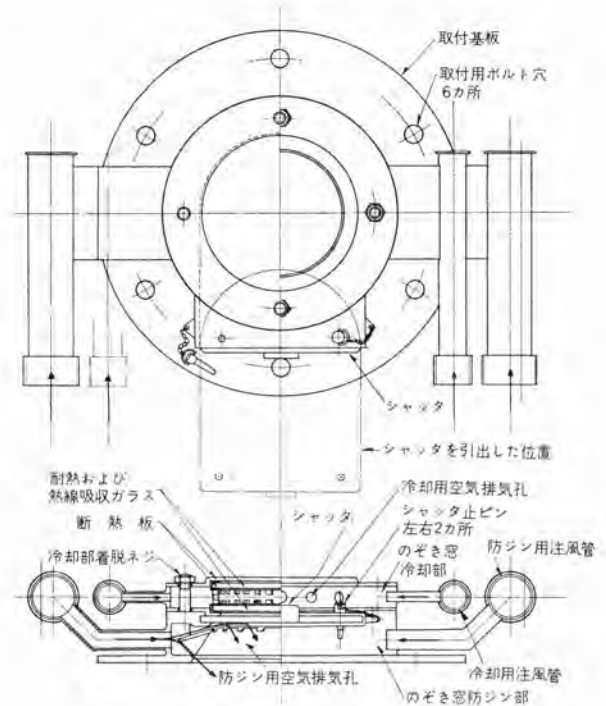


図 3.7 のぞき窓構造図

図 3.8 撮像機冷却箱（上部）およびのぞき窓（下部）



図 3.9 関西電力大阪発電所における炉内燃焼状況監視用のぞき窓

100°C になることも十分考えられるので、水の強制循環を行わなければならない。

e. 保守の便宜

のぞき窓としては上記のように耐熱、防じんに努めているが、長期間の使用により損傷を受けた場合、または、比較的大きなバックファイヤにより、ガラス面に重油タールなどが多量に付着した場合などには、ガラス部分を簡単に取はずして点検できる構造の必要がある。

そのためのぞき窓ガラス部分は簡単に着脱できるほか、耐熱性シャッタを設けて点検時に炉の内部と隔離できる構造が望まれ

る。

一例として、図 3.7、3.8 に、東北電力八戸火力、中部電力三重火力、中国電力小野田火力、同新宇部火力、四国電力松山火力などの各発電所で、使用されているのぞき窓の構造および写真を、また、図 3.9 に関西電力大阪火力において使用されているのぞき窓の写真を示す。

従来米国において使用されてきたのぞき窓は防じん用の噴出空気は、下面の耐熱ガラスに吹付けられた後、ボイラ内部に向かって噴出するが、実際には吹付けの際ボイラ内のホコリを巻き込む形になり、ホコリを一度ガラス面に吹付けることになる。この種の構造のものでは、石炭燃焼がほとんど大部分であるような運転時は灰分が十分乾燥しているので十分効果を見わすが、運転開始の重油バーナ点火時のように缶の温度が低く、生の重油の細粒と煤塵、および灰分の混ざったホコリの存在する場合には、ガラス面に吹付けられたホコリが粘着するので、かえって悪い効果を示している。

図示してあるのぞき窓はこの点をとくに考慮して設計してある。すなわち、図 3.7 においてのぞき窓の下部の防じん部にはボイラ内部に向かって二重の空気噴出口をもっており一方はガラスに吹付けて除じんと冷却を行なうが、下部噴出口からの空気はコーン状のエアーテンを形成してのぞき窓にホコリの到達するのを防いでおり、ほとんど完全な防じん効果を発揮している。図 3.8 において上方の箱の部分は撮像機の防熱および冷却のためのケースで、下方黒色の部分がのぞき窓であり、写真ではシャッターが開いた状態を示している。また、図 3.9 に示したのぞき窓は、構造は図 3.7 とほとんど同じであるが、ボイラ側の構造から空気注入管がのぞき窓冷却用と防じん用と同一管を用いたものの例である。

(4) ITV 本体

炉内燃焼状況監視用の ITV としては、他の一般用途に用いるものと異なった性能が要求される。すなわち、高い解像度とか、画像の高度の品位より、むしろ安定度と操作の簡便さが要求される。

監視対象が炎であるから、とくに高い感度は必要なく運転開始時の、重油バーナ点火時のようなときには、イメージセクタのような低感度の撮像管でも実用になる。しかし微粉炭をたいての運転中の炉内の炎の分布などを知るためには、微細な明るさの差や変化を炉上部に充満するホコリや灰分などを通して観察す



図 3.10 中国電力小野田火力発電所における炉内燃焼状況監視受像画面 重油バーナ点火時



図 3.11 受像画面 石炭専焼時



図 3.12 受像画面 石炭専焼時 ストローを用いた場合

る必要があり、さらに炉の一部に作られた狭いカメラ室に設置し、しかも多量の断熱を行わなければならない関係から小形が望まれるので、ほとんどの場合感度が高く小形な、ビジコンが用いられる。また安定度の点から、ランダムインターレース方式を使用し、機器の耐熱、防じんはとくに留意して設計、製作されなければならない。一例として点火時および、運転中の受像画面を、図 3.10～3.12 に示す。

火力発電所内の電源は、モーター、各種ポンプなどの重機器の運転、停止にともなう電圧変動が大きいため、とくに変動に強い安定化電源装置を必要とするのが普通である。通常電圧変動が、±10% 以内ならば ITV の電源装置に自蔵の安定回路で、またそれ以上の時は自動電圧調整器を付加して安定化している。

(5) 冷却、防じん用送風設備

前述のとおり炉内燃焼状況監視用として炉壁に ITV 撮像機を装着する場合、撮像機およびのぞき窓の冷却、防じんには普通空気が用いられるが、この場合次のような注意が必要である。

a. 清浄な空気を送ること

これはいうまでもないが、このためには取入口に注意する必要がある、さらに効果的なフィルタを用いることが考えられる。

b. 冷風を送ること

このためには、空気取入口に注意するのはもちろんであるが送風機で気体が圧縮されるための温度上昇、送風管が炉の近くを通ることによる温度上昇などを留意する必要がある。このためには送風管の経路を適当に選び、炉壁部分を通る個所には管に断熱を施すなどを行なう。

c. 送風機の予備を置くこと

これには二通りの考え方がある。一つは送風機自身の故障と他は、電気系統の故障である。前者に対しては送風機の故障とダストフィルタのつまりがあるが、ポンプ使用の場合ポンプ自身の故障はほとんどなく、またフィルタのほうも、風圧計、風量計、または経験などにより大事に至る前に防ぎうる。これに反し後者はしばしば起こることであり予測もできないので別系統のポンプを予備として置くか、所内用圧縮空気の一部を流用して対処することが望ましい。別系統としては普通、直流が用いられる。圧縮空気を利用する場合は、そのまま減圧して用いると、ITV として相当量の空気を消費するので、エアセクタのようなものを用いて、風量をうることも考えられる。一例として、関西電力大阪発電所の空気系統を図 3.13 に示す。この例では ITV 2 台に対しそれぞれ別のポンプを使用し、非常用にはエアセクタを用いており、ポンプの定格は 570 mm 水柱、15 m³/min のものを使用している。

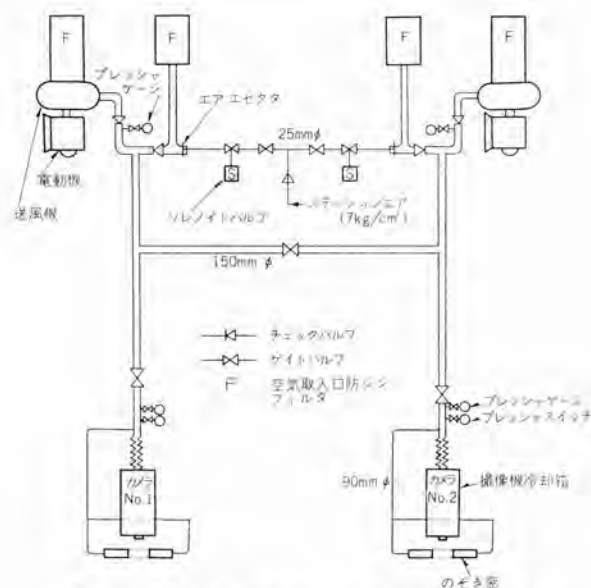


図 3.13 炉内監視用 ITV 冷却用空気配管系統図 (関西電力大阪発電所)

(6) その他

撮像機を炉壁に装着する場合、その撮像レンズの光学的中心より、全パーナロが見渡せるだけの寸法、構造ののぞき穴を設けておく必要がある。その位置は全パーナロを見渡すに適切な位置であることはもちろんであるが、燃焼にあたっているべく温度上昇が低く、また、ホコリの到着が少ないような部分であることが望ましい、たとえば図 3.2 の A 部が多く用いられるがこのほか B 部に適当なのぞき窓を設け、とくに冷却に留意して設置するとか、また、ボイラ底部の C 部に、とくに強力な防じん装置を施したのぞき穴を設けて、この部分から監視するのも一方法である。

これらの方法は、すべて一長一短があり、いずれがすぐれているとも断定できないが、さらにボイラ自身の断熱処置や、構造にも一考が払われることが望まれる。

いずれの場合も、撮像機の設置場所は、小区画を設けて、ITV 専用位置とするとともに、通風、排気の便宜よく、加熱されることが比較的少ないように、注意されることが望ましい。

3.2 缶胴水面計監視

最近のボイラの進歩により保有缶水量が蒸発量の割に少なくなり、とくに強制循環式の大容量ボイラが採用されつつあるに及んで、保有缶水量もさらに少なくなり、ドラム容積も小さくなってきた。このため缶胴水面位置の監視はますます重要となり、各種テレメタシステムによる方法が考案され実用に供されている。しかし、いかにテレメタが進歩しても、誤動作の点を考えると肉眼の監視は絶対に欠くことはできないのは周知のとおりである。

缶胴水位の直接監視は普通二色または無着色の透視形水面計が用いられ、この水面計を輻射熱のはげしい場所に監視員をおくか、いちいち監視員が下（通常3階）の運転室から監察に行くか、またいちばん多くは反射鏡を何枚か置いて運転室からのぞく方法が用いられていた、これらの方法はいずれも望ましい

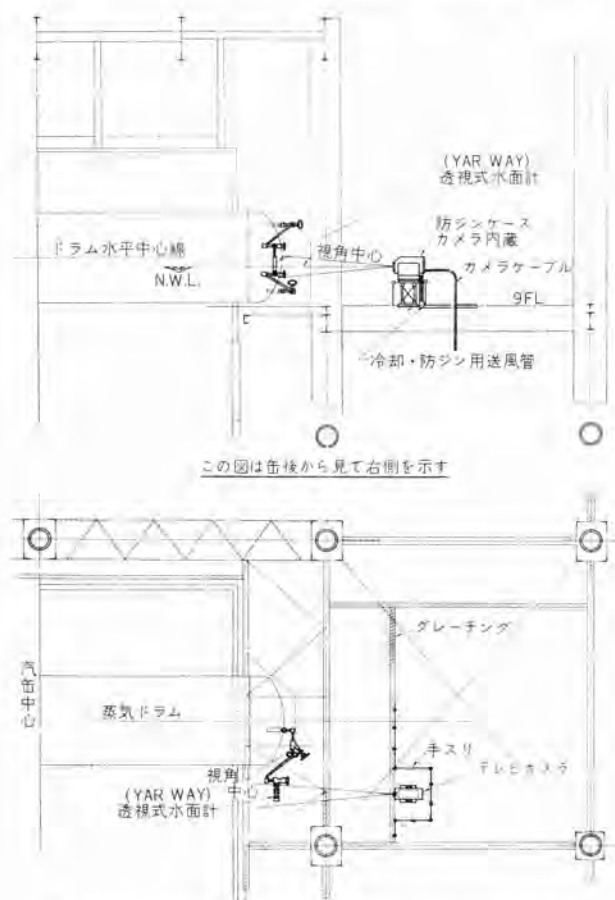


図 3.14 東北電力八戸火力発電所における缶胴水面計監視用 ITV 撮像機設置図

方法ではなく、とくに大容量化に伴ってボイラの高さが高くなり、またボイラの屋外化や、制御の自動化に伴う制御系の集中により、運転室から水面計までの距離が遠くなってきたので、直接監視が困難になった。

最近 ITV による水面計の監視が多く用いられて、炉の安全運転に効果を上げつつある。

ITV で水面計を監視する場合、水面計としては、二色水面計が適当である。撮像機の設置場所は水面計を正面から見通せる場所ならば、輻射熱の関係でなるべく、ドラムから遠いほうが望ましい。この場合撮像機に使用するレンズは、水面計とその周囲がある程度見える視角を有するものを選ぶ。撮像管にビジコン 6198 を用いた場合のレンズの焦点距離は、表 3.1 から選べば良い。レンズの明るさは透視形水面計で、後から照明する場合は光源を見るのであるから、あまり明るい必要はないが、コントラストの比較のため水面計以外に尺度その他のものを同時に撮像したほうが好ましいので、だいたい f2.5 以上の明るさのレンズが使用される。配置の一例として、図 3.14 に東北電力八戸火力発電所の設置図を示す。

照明としては、水面計裏面からガラスの部分だけケイ光灯などで照明し、透過光により観察するが、万一境界の部分の水面計のガラスの部分からはげれた場合、水面計の明るさ、すなわち画面でコントラスト差は、2 部分に別れないのでそれが蒸気が、

水かの絶対判別がつきにくいことが起る。この誤認を避けるため、水面計の横に赤および緑の、2色の比較光源をおいて、これを一括撮像し、水面計のコントラストと比較して水の有無の判定の基準とする。

通常は色フィルタの併用により赤、緑の色に對しかなりのコントラストをつけることができるから、水面計周辺の明るさと比較するだけで十分に正しい判断を下しうる。

水面監視用 ITV の設置にあたってとくに注意すべき点を下にあげると、

(a) 撮像機の設置にはなるべく温度の低い、また熱輻射の少ない場所を選ぶこと。

(b) 撮像機の光学中心は水面計のガラス面と直角になるように置くこと。

これは二色水面計は斜方向から監視すると、赤もしくは緑のどちらか一色になり監視不可能のためである。

(c) 撮像機は防ジンの処置を施すこと

このためには適当なケースの中に入れ、清浄な冷風を送って、ケース内の圧力を若干プラスにしホコリのはいるのを防ぐ方法が用いられる。この方法によると、撮像機の冷却も兼ねられる利点がある。防ジンケースの一例を図 3.15 に、また中国電力新宇部火力発電所における受像画面の例を図 3.16 に示す。

(d) 水面計表面には余分の光が照射しないようにすること。

とくに太陽の直射光のようなものは絶対に避けるべきで、できれば夜昼などで水面計表面の明るさが変わらないよう、外部の光をシャットしさらに別に表面を一定光で照明するのが望ましい。



図 3.15 水面計監視用
撮像機防ジンケース

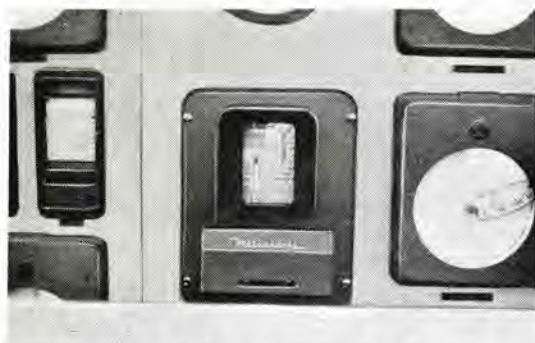


図 3.16 中国電力新宇部火力発電所における ITV による
缶胴水面計監視受像画面

3.3 煤煙の監視

火力発電所において煙突から出る煤煙の量・色を知ることは炉の燃焼効率を高め、煙害を防止するため、重要な手段の一つである。とくに炉の運転制御室から直接これを監視できれば、ただちに炉の運転調整に応用できるが、このためには ITV による遠隔監視が最適である。2 桁以上のボイラを使用する発電所では、ITV 画面に同時にそれぞれの煙突を受像すれば、各炉の燃焼状況を直接に比較することができる。

(1) 撮像機の設置

撮像機は煙突全部を適当な視角で見渡せる位置に設置するが、その位置はなるべく太陽を背にするような位置で、時刻、季節のいかにかわからず、太陽がレンズの視角内にはいらないよう設置する必要がある。また火力発電所は、河または海辺に建設されることが多いが、この場合太陽の水面による反射も十分考慮の要がある。このような条件で設置位置を決定するが、多くの場合屋外となるので、その場合には、全天候形のカメラハウス内に撮像機を収容する必要がある。さらに条件が許せば、撮像機はなるべく、制御室の近くに設置するのはいうまでもないことである。

(2) 機器の方式

煤煙監視に用いる ITV としては、運転制御室と撮像機間はケーブルにより接続し、撮像機のレンズ絞調節、撮像管感度調節などを常時受像側で調整できるよう遠隔操作式にすることが望ましい。戸外に設けられた撮像機と受像機とのケーブルは普通 200~500 m 程度の長さが必要である。したがって普通は遠距離用として、映像信号は同期信号とともに、40~100 Mc 程度の搬送波に乗せて送る方式が用いられるが、この方式は、同期の安定性、画像の質および保守、価格の点より問題が多いので、映像を直接送る形式のものに、特殊な遅延回路を付して非搬送式の中距離用として使用する場合がある。この方法によると比較的簡単な装置ですぐれた画像が得られる。

この方式により行なった、関西電力尼崎第一発電所における排煙監視実験時の受像画面を、図 3.17 に示す。

(3) その他

排煙監視用 ITV のもっとも特殊な点は、照度が天候、時刻などによって変り、光源の位置も時刻、季節により変りまた背景すなわち雲の有無、雲の色などもつねに変化しており、ここ



図 3.17 関西電力尼崎第一火力発電所における排煙監視
実験時の受像画面（天候薄曇）

で監視したいものは煙そのものの絶対的な色、および濃度であるという点である。

機器としては、多数の煙突を同時に観察して、十分な視覚的効果があるよう、相当した解像度が要求され、また煙の受像画面が、肉眼で見た色調、量、濃度と異ならないようなものでなければならぬ。

煙の量は、たとえ画像が環境に対して相対的なものでも、肉眼の場合と似たような視覚感を与える良好な ITV によれば、その量感は忠実に伝えられるものである。問題は比較的白い煙でも、その量が多い場合、黒く映像されたり、照度および背景の具合によっては黒い煙が比較的白く感じられたりする恐れがあることである。

煙の量が色感覚に影響する恐れは、煙を完全な反射光で観察する場合には起らない、照明光が煙の後方または斜後方からあるようなときにはその透過光線の影響で混同する場合が考えられる。この対策としては1日中煙を反射光線だけで観察できる位置に撮像機を設置することにより、ほぼその目的が達せられるが、不可能な場合は、撮像機を2個所に設置し切換えて使用することも考えられる。照度や背景が変化した場合、そのまま正確な色感覚をうることははなはだ困難である。

色感覚の誤認を防ぐ実地的な方法としては、煙突や建物の色調を基準としてそれらが実物の視覚に近い色合に感じられるように ITV を調整することである程度防げる。

これをさらに進めて、煙突の付近に煙の色の判断の基準になるような、数色のパターンを設け、それが肉眼で見たときに近いような画像となるように ITV の感度、コントラストを調整する方法がある。

実際には煙突の付近に、パターンを置くと、その大きさが巨大となり、汚染した場合の清掃、取換えが問題になり風圧などの考慮も要するので、レンズの焦点深度以内の撮像機に比較的近い所に設置し、寸法の縮小を計るのが良い。

照度の変化に対しては、照度計を被写体近辺に置き、照度計の指示に従って、撮像管の、各電極電圧、レンズ絞りなどの値を一定の関係で調整する方法、さらには照度計と連動で自動的に、上記の値を変えて、つねに最適撮像条件の値に保持する方法などが考えられている。

3.4 その他の用途

火力発電所においては、上記のほかにも他の一般重工業などと同じく、ITV の利用によって能率を高め、作業の安全性を増し、合理化を計ることができる個所が多い。ITV 本体としてはこのような用途から、それぞれいろいろな要求があるので、用途に応じて設計、製作された機器を選定して使用することになる。

これら用途のうち一例を列挙すると、



図 3.18 ベルトコンベヤ 輸送の ITV による監視、受像画面

(1) 運搬系統の遠方操作ならびに集中運転

これには石炭の荷おろし、コンベヤ輸送の遠方操作、などが考えられる。図 3.18 に、ベルトコンベヤ輸送の、ITV による監視の受像画面の一例を示す。

(2) 計器類の監視

各種の計器類は、テレメタ機器により集中化されているがこれらの Back up として ITV が使用される。すなわち、水面計の監視などはその一例である。

このように ITV は目の延長としての認識方法として、とくに重要な遠隔操作が果して正確に動作しているか、またテレメタ指示に誤りがないか、などの不安を一掃する手段として考えられ、各種オートメーション機器の信頼性を増加する方法として使用される。

(3) 屋外機器の監視

上記メタの監視に準ずるが、断路器、シヤ断器などの遠隔操作の確認用として、直接監視のできる ITV が、Back up として使用される。

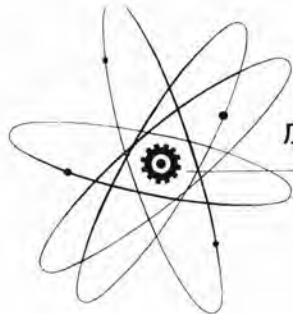
このような用途に用いる場合には、機器の配置の関係で、撮像機は上下、左右に首振り、または直線上の移動などを行なわせるが、ITV で監視する場合は建設当初から機器の配置や建家の構造をある程度 ITV 監視に適するように用意されることが望ましい。

4. む す び

以上、火力発電所に急速に採り入れられ、その運転、計測に有用な役割を演じつつある工業用テレビジョンについて、装置の概要ならびにおもな用途を述べたが、これら新しい分野である電子機器などを火力発電所に導入するにあたっては、プラントの設計当初から、これら機器が、効率よく使用できるような計画を立てることが望ましい。

上記に述べた用途以外に種々な用途が考えられるが、視覚の延長としての ITV などの利用により、さらに火力発電の安全および効率の向上が望まれる。

(無線機製作所 道家昭彦)



JRR-2 原子炉 (1)

三菱原子力工業株式会社 莊 田 勝 彦*

1. JRR-2 とは

日本原子力研究所が東海村に建設を開始しほとんど完成の域に達した第2号研究炉 (Japan Research Reactor-2) JRR-2 は、一名 CP-5 形原子炉とも呼ばれている。これはアメリカ、シカゴ郊外にある アルゴンヌ 国立研究所で5番目に設計された原子炉、シカゴ、パイル、5 の頭文字をとって CP-5 とした原子炉と、濃縮ウラン、重水を減速冷却に用いた点で似たものである。実際にはかなりの相違点はもっているがアルゴンヌ研究所で幾多の成果を収め著名となった CP-5 原子炉と類似点が多いのでこのように呼ばれている。しかし現在では JRR-2 の名も世界的に通じつつある。

2. JRR-2 の契約

JRR-2 の主契約は原子力研究所とアメリカ AMF 社 (American Machine and Foundry Co) が契約を結び、三菱 丸-ウ すなわち三菱原子力工業・三菱電機・三菱日本重工・新三菱重工・三菱造船および三菱化工機が AMF 社と下請契約を結んだ。さらに原子力研究所と三菱商事との間に輸入代行の契約がある。これらの三つの契約の間の条項が少しずつ違っている。ために一つの問題が生じると契約によって二重性格の立場をとらざるを得ない場合も起ってくる。といって AMF 社と三菱との間の契約に関しては当時関係者一同努力して少しでも良い契約にという線にもっていったものであるが実際に仕事を実施してみると種々の難点がある。すなわち原子炉のようにまた試作の段階にあり、しかも対外契約という性格のもので非常にむずかしいものではあるが JRR-2 で多くの経験を得たことは将来に益するところが多いと思う。

契約に関してはこれくらいにして、これから JRR-2 の設計・

仕様などについて順を追って述べてゆくことにしよう。

3. JRR-2 の設計

JRR-2 の設計は米国 AMF 社が実施したものであり最終的の設計を決定するまでにはう余曲折があった。この経過は設計の面でははなはだ興味はあるが現在実施している JRR-2 工事には直接関係がないのでここでは割愛し別の機会にゆずることにする。しかし JRR-2 工事の最終期近くまで細部の訂正が見られこのために担当会社が余計な苦勞をした。すなわちわれわれは原子炉の設計とくに研究炉の設計は他の機器類のように確立しているように考えがちであるが実際にはまだ原子炉工業は黎明期にあり、とくに設計は確立しておらずしかも新たに原子炉を建設する場合、設計者も購入者も既存のものをそのまま写すことなく、何か特長をもったもの、よりすぐれたものと考えるので設計の条件の幅が非常に広く、そのために数多くの訂正が生ずる結果となる。

米国で設計する場合、設計者の常としてまず材料を選ぶ場合にも規格を満足する材料のうちでもっとも入手が容易であり、かつ安価なものを選ぶわけであるが、これをわが国で製作する場合には必ずしも米国の条件と一致しない。すなわち米国では容易に安価に入手できるものでもわが国では入手できにくいものが多い。ことに価格の点では非常に異なり米国と日本とは逆の場合すらある。たとえばヘリウムガスは米国では安価で容易に入手できるがわが国ではむしろアルゴンガスのほうが入手が簡単であるなどこのような例は数え上げるときりがないほどある。さらに炉の中心部に用いられる材料は中性子の吸収断面積放射線損傷など材料の核的性質に影響があり、これらの材料の含むごく微量の不純物の影響が問題となる。



図 1.1
原子炉建家全景

よって原子炉の設計はそれを製作する国によって変ってこなければならぬはずであり、またその国で得られる材料の核的性質も十分 データ をそろえなければならぬが前にも述べたように原子炉の設計はまだ一步を踏み出したに過ぎずこれから他の機器類と同様に工学的に製作の面からも大きな変更と進歩とが見られることと思う。このような過渡期に今回の JRR-2 の部品をわが国で多数製作しなければならなかったので製作の面から見ると非常にむずかしいもの、工数のかかるものなど多くありこれらに関しては AMF 社と折衝し改訂してもらったものもあるが大部分のものは時間的にもそのまま、製作せざるを得ないことになった。よって各部品も製作という面から見ると大きく改訂してもらいたいものも出てきたがその改訂によって原子炉の核的性質に影響を与えることもあるので簡単に変更をすることはできないこともあった。

とにかく原子炉が1基また1基と増えていって次から次へとより良き設計が実施されてゆく現状なので近き将来には設計上相当大きな改訂が起るものと期待している。

またわが国でも数基の研究炉が動き出し材料の核的性質も測定できるようになり多くの Nuclear Engineer が出てくればわが国独自の設計もどしどし開発されることと思う。

原子炉は他の機器類と比べると回転部分が少なくむしろ機構的には簡単であるが、設計する場合、核設計という全然新しい分野がある。この核設計の裏づけとして核計算がなされるのであるがこれらについて順を追って述べ次に格部部品の概要を述べよう。

4. JRR-2 の核計算

JRR-2 の コア は重水減速、濃縮ウランを燃料とする非均質で構造材料としてはアルミニウムを用いている。円柱形の コア は約 18 in 厚の重水の反射体によって周囲をおおわれている。直径 5 ft のアルミニウム製タンクに コア および反射体がいれられている。このタンクのまわりには軽水と不銹鋼の層があり、二次反射体と熱シヤヘイの役目をしている。燃料要素は 17 枚の八橋状のアルミニウムでクラッドしたウラン・アルミニウム合金でできている。このウランはウラン 235、20% 濃縮で一つ燃料要素には 179 g のウラン 235 が含まれている。減速兼冷却機に用いられている重水は 99.75 mol % のものである。JRR-2 の熱出力は 10 MW で高速ならびに熱中性子束は 10^{14} n cm² sec のオーダーである。この高い中性子束は重水の反射体の内部に種々の深さに飛出してゐる 11 本の水平実験孔および 9 本の垂直実験孔によって利用される。

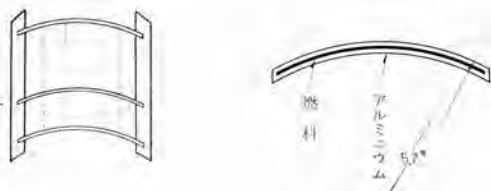


図 5.1 燃料要素

5. 燃料要素

燃料要素はいわゆる MTR 形で 17 枚の八橋状の板が 0.125 in 厚の側板によってたばねられている。この大略の形は図 5.1 のように燃料の厚みは 0.030 in、クラッドの厚みは 0.015 in である。ただし外側の 2 枚は合金の厚みが 0.015 in でクラッドの厚みは 0.0225 in である。燃料は 20% の濃縮ウラン重量% 45% のアルミニウム・ウラン合金である。内部 15 枚はウラン 235 を 11.2 g、外側 2 枚は 5.6 g 含んでおり、一つの燃料要素では 179 g になる。燃料要素の配列は、内部の 6 本は 5.25 in 半径上に次の 6 本が 10.5 in 半径上にもっとも外側の 12 本が 13.89 in の半径上に配列されている。おのおのの燃料要素の周囲は重水でおおわれている。

6. 核的性質

JRR-2 は数多くの実験孔があり、この実験孔のうち、コアに近いものは大きなボイドとして働く。たとえば燃料が 12 本すなわち半分の loading の場合でも実験孔の Reactivity は次のようになる。よって最後の項に記してあるように initial start up は Center thimble には重水を 11 in の 2 本の実験孔および 6 in の Grazing tube にはグラファイトを入れて運転することになる。

実験孔の種類	数	直径 (in)	Air の場合 % $\Delta k/k$	要望する loading
水平	2	11	-1.25	グラファイト
"	2	7.5	-0.64	-0.64 (air)
"	3	6	-0.66	-0.66 (air)
"	4	4	-0.48	-0.48 (air)
" (貫通)	2	6	-1.74	グラファイト
垂直	8	4.25	—	—
" Center thimble	1	4	-2.28	重水
			-7.05	-1.78

もし燃料を 24 本入れると % $\Delta k/k$ はそれぞれ -8.52 と -2.33 になる。

全出力運転時における コア の reactivity effect は

	% $\Delta k/k$
(a) Xe 135 等価 poison	+3.56
(b) Sa 149 " "	+0.83
(c) 温度係数 $\Delta T=62^\circ F$	+0.79
(d) 燃料の burn up および low cross section 分裂生成物の build in	+3.5
Total	+8.68 % $\Delta k/k$

制御棒等価	-27.9
制御棒による Control safety margin	-19.22
燃料の有効長上部 3 in までの reflector の damp による reactivity	-4.7
制御棒ならびに重水 damp による Safety margin	-23.92

となる。
ここに上げている重水 damp による上部重水液面を下げる

ことは制御方法として用いるのではなく スクラム の方法として実施される。

Cold, clean の Critical mass は Center thimble に重水, 6 in の Grazing tube に グラファイト をつめたとして計算すると U^{235} で 1,270 g すなわち 7.1 燃料要素になるといわれている。この数値は通常の 2 group の Diffusion theory で解いても似た値が得られた。

これに追加の 8.68 % $\Delta k/k$ に相当する U^{235} の量を加えると U^{235} で 2,070 g すなわち 11.6 燃料要素となる。これが運転に必要な最小の燃料要素の数となるが、実際に必要な数はこの計算に用いられた仮定を満足しなかったり熱除去の点でもこれより多くの燃料要素が必要と思われる。さらに実験のために必要な reactivity などを考慮するとさらに多くの燃料要素が必要となろう。実際には燃料要素を 24 本挿入することができる。

全出力運転時の核的、熱的の数値は次のようになる。

全熱出力	10 MW
比出力	4.7 MW/kg U^{235}
コア 平均熱中性子束	1.3×10^{14} n/cm ² /sec
温度係数	-2.3×10^{-4} $\Delta k/k$ °C
中性子寿命	2.8×10^{-4} sec
Infinite Multiplication Const	1.8
Fermi Age	146 cm ²
Thermal Diffusion Area	63 cm ²
Buckling	3.3×10^{-3} cm ⁻²

この JRR-2 はいわゆる燃料と減速機の配列されたコアのまわりに重水および軽水の反射体がつまみおこられこの厚さは半径方向では大体等しいが上下方向ではかなり異なったものである。

われわれが種々の近似計算を実施した結果は、AMF 社から送られてきた計算値とかなりの一致が見られた。しかし計算に使用される種々の常数はわれわれは各種の公表された文献によって得たものであるがこれは今米国で得られる数値に比べて古いものと思われ違った値のものもあったが全般の計算に大きくひびかなかった。とにかくこれらの計算値が実際とどれくらいの相違があるかは今後炉の運転をみて初めて判明することになる。

炉の制御にもっとも重要な制御棒は 3 in 径の 6 本の ガドリウム棒である。この制御棒のうち 1 本は Regulating safety rod として用いられ、残りの 5 本は Shim safety rod として用いるので運転はそれぞれ異なっている。もちろん スクラム (緊急停止) 時においてはこの 6 本の制御棒とも炉心の中に落込むようになっている。制御棒は管状で内部に重水がはいり込むように設計されこのために制御棒に吸収できる熱中性子を増すようにしている。制御棒の動きうる範囲は燃料要素上部 7 in 上から底部から 33 in まで 27.62 in である。1 本あたりの Reactivity は 4.6 % $\Delta k/k$ と計算されている。この制御棒は Original の CP-5 とは全然形式の異なったものである。

JRR-2 の設計の基本になる核計算はこのほか非常に広範囲に実施されているがあまりに専門的になるのでここでは割愛することとし有名な アルゴンヌ 研究所の CP-5 との比較を表にしてみよう。

	JRR-2	CP-5
(1) 出力	10 MW	1 MW
(2) 燃料要素あたりの U^{235} のグラム数	179	95 あるいは 155
(3) 燃料要素あたりの燃料片	17	10
(4) 燃料要素 Al D ₂ O	0.64	0.40
(5) コア 中の Al/D ₂ O	0.108	0.087
(6) 最大燃料数	24	17
(7) 濃縮度	20%	90%以上
(8) 反射体	D ₂ O 18 in + H ₂ O 10 in	D ₂ O 24 in グラファイト 24 in
(9) 単位セル面積	230 cm ²	232 cm ²
(10) 燃料領域容積 減速材領域容積	0.337	0.356
(11) $\bar{\phi}$ moderator/ $\bar{\phi}$ fuel	1.388	1.180
(12) Σ_a cold clean	0.0148 cm ⁻¹	0.0122 cm ⁻¹
(13) Σ_{tr} cold clean	0.3556 cm ⁻¹	0.3565 cm ⁻¹
(14) τ	146.4 cm ²	142.5 cm ²
(15) L^2	63.2 cm ²	76.8 cm ²
(16) f	0.9359	0.9206
(17) p	0.935	1.00
(18) k_{∞}	1.798	1.925
(19) B_m^2 cold, clean	0.00332 cm ⁻²	0.00348 cm ⁻²
(20) Hot dirty critical mass	2.07 kg	1.672 kg
(21) 制御棒形式	垂直 Cd	Signalarm Cd
(22) 制御棒本数	6	4
(23) 制御棒 reactivity	1 本あたり -4.6 % $\Delta k/k$	-10 % $\Delta k/k$

7. JRR-2 の熱設計

JRR-2 は熱的に考えるとかなり余裕のあるものである。すなわち燃料要素は 14 本から 24 本までの間の場合にでも全力運転ができるようになっている。計算は出力 11.5 MW とし U^{235} の濃度の不均一、中性子束分布の計算との相違、燃料板間の チャッパ の不均一、熱伝達係数の相違、流れの不均一などの相違を考慮して種々な計算がなされているがここでは割愛したい。ただ一部の計算値をあげれば次のようになる。

	燃料要素 14 本	24 本
運転出力	10 MW	10 MW
出力最大	11.5 MW	11.5 MW
熱伝達面積	176 ft ²	301 ft ²
平均 Heat flux (BTU/h/ft ²)	223,000	130,000
Peak heat flux (Hot spot factor を除く)	504,000	294,000
Peak heat flux	600,000	350,000
流量	5,000 gpm	5,100 gpm

8. シャヘイ

シャヘイは施行上用いる材料は熱シャヘイでは不銹鋼・生体シャヘイでは重コンクリート・ボール・鉛などで通常の機械類と異なった料を多く用い、どちらかといえば構築物にはいるものである。しかし設計上は非常にやっかいなもので種々の仮定をもうけてめんどろな計算を実施して初めて得られるものである。シャヘイを大別すると一つは熱シャヘイと呼ばれるもので炉心の周囲をおおう重コンクリートが放射線の吸収によって温度が上昇するのを防ぐために用いられるものである。他の一つはいわゆる生体シャヘイと呼ばれるもので炉の運転中人間が炉壁に近づいても放射線の傷害を受けないように守るものである。JRR-2のシャヘイは炉の構造上次の五つの方向を別々に考慮している。

- (1) 重水タンクの側面から炉の外板までの垂直方向のシャヘイ
- (2) 炉の上部のシャヘイ
- (3) 炉の下部のシャヘイ
- (4) 炉の側面の熱中性子柱のシャヘイ
- (5) 各実験孔のシャヘイ

設計は熱シャヘイではコンクリート中の温度上昇は50°F以下におさえており、生体シャヘイは許容量より2ヶ少ないし3ヶとも低い値、中性子では $1\text{ n/cm}^2\text{sec}$ 、 γ 線では $10\text{ }\gamma\text{ photon/cm}^2\text{sec}$ にとっている。

8.1 熱シャヘイ

JRR-2の熱シャヘイは他の炉と比べて特長をもったものである。すなわち重水タンクのまわりに軽水の中に不銹鋼の厚さ1 inの板6枚からなっている。この軽水の一部は二次的の反射体の役目をも兼ねている。計画によればこの熱シャヘイのために生体シャヘイコンクリートの温度上昇は、 γ 線では21°C、中性子で4°C計25°Cすなわち45°Fとなる。熱シャヘイは炉心部の γ 線・

中性子の強い部分をおおっているが他の部分も同様に計算されているが、どこでもコンクリートの温度上昇は50°F以下におさえるようにしている。

8.2 生体シャヘイ

生体シャヘイは熱シャヘイの外側すなわちコンクリート内部の γ 線、中性子の強さをもとにして計算される。使用されたコンクリートは比重 3.5 g/cm^3 のものであるが、ボイドの多いアラシ類には比重 5 g/cm^3 のコンクリートを用いている。さらに計算によってシャヘイがたりないと思われる場所には γ 線に対しては鉛を中性子に対してはボールを用いて炉壁のどこでも十分なシャヘイを実施している。

9. 原子炉仕様の概要

図9.1および図9.2にはJRR-2原子炉の立面図および平面図が示してある。炉心は2 $\frac{1}{2}$ ft 径2 ftの高さで燃料要素は24本挿入することができる。制御棒は棒状のカドミウム粗調整安全棒が5本、微調整棒(Regulating rod)が1本ある。炉心は径5 ft 高さ6 ft 3 $\frac{1}{2}$ in 厚さ $\frac{1}{2}$ inのアルミニウム製重水タンクの中におかれ、重水はタンクの底部からオリフイスのついた各燃料棒の下部から燃料板の表面を冷却して燃料棒の上部にある穴からタンクにはいり、タンクから熱交換器を経てタンクにもどる。炉心で熱せられた重水は熱交換器の中で二次の軽水により冷却される。重水の表面は2 $\frac{1}{2}$ in 水柱圧のヘリウムガスでおおわれている。これは重水の純度を保たせまた放射線によって発生する重水素、酸素などを炉外に取去るように循環させている。重水タンクの外側には高さ97 in、直径96 inのアルミニウム製軽水タンクがある。この中には軽水が入れられ、また厚さ1 inの不銹鋼製の熱シャヘイ板6枚が入れられている。これは放射線によって外側のコンクリートが過度に温度が上がらないようにするためであることは前に述べたとおりである。軽水タンクの

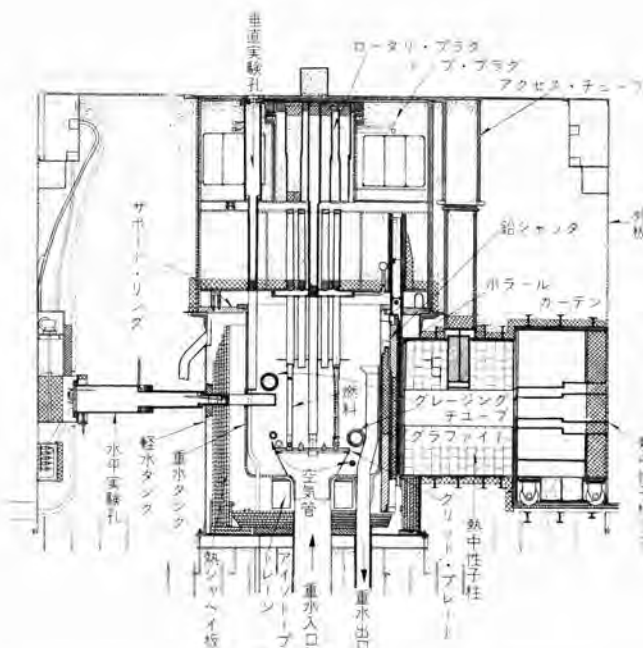


図 9.1 立 面 図

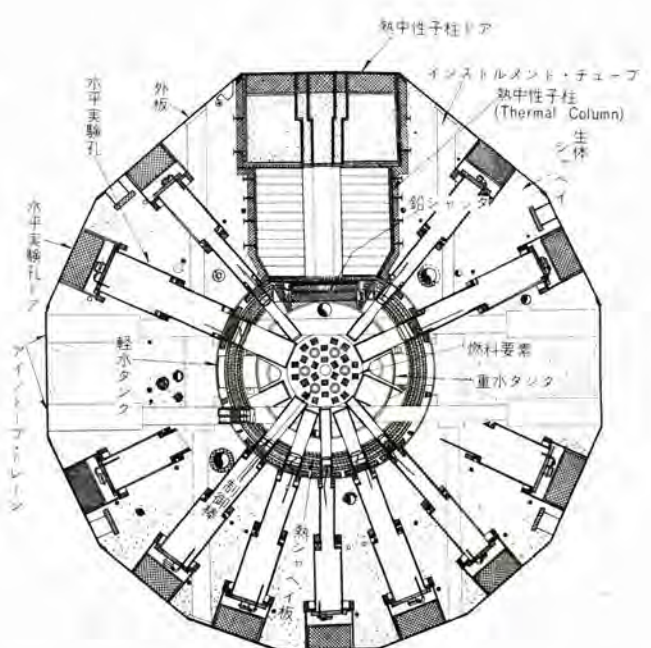


図 9.2 平 面 図

外側には比重 3.5 g/cm^3 の重晶石を入れた約 6 ft 厚の重コンクリートの生体シャベがある。その外側にアルミニウム製の外板がある。結局炉の外径は 20 ft 7 in 高さ 14 ft 3 in の 14 角形をしている。外板から炉心に、またトップ・ブラグから炉心に向かって多くの実験孔が設けられ、またグラファイトのブロックを積んだ熱中性子柱が設けられている。このほかアイントーラを生産するアイントーラ・トレーンが 2 本、1 in および 2 in 径の気送管があるなど種々の実験ができるようになっている。以上で炉の概要を述べたが以下各部品について少し詳しく述べよう。

9.1 重水タンク

重水タンクは内径 60 in 深さ 76 in のアルミニウム製である。タンクは写真で見られるとおり上部にはフランジがあり、底部には重水の入口管 1 本、出口管 2 本、タンパ・ライン 1 本、オーパ・フロ 1 本がついている。内部の底にはウレナム・チェンバがつきその上には燃料および制御棒がおかれるグリッド・プレートがある。タンクの中央部には 11 本の水平実験孔の thimble や 2 本のグレンジラ・チューラ、2 本の気送管が貫通している。材料は 5052, 6061, 2S の 3 種類を用いた溶接構造である。設計としてはたとえば水平実験孔の thimble は溶接で取付けてあり、その位置ぎめは非常にむずかしいものである。しかもタンク全体に多くの穴がいているようなもので板厚は $\frac{1}{2}$ in あるが剛性は弱く容易にひずみやすい。そのために製作に細心の注意を払ったばかりでなく、完成後の気密、水密試験なども変形を用心し、長崎より現地までの

の輸送には梱包箱、その抑にも神経をつかい輸送方法も衝撃の多い陸上輸送を極力さけて横浜まで海上輸送をしたほどである。

この重水タンクは原子炉の心臓部である炉心を入れ、高価な重水を入れる大切な容器であるのでその検査も厳格をきわめた。検査は AMF 社の規格によって実施されたのであるが、たとえば溶接部はダイテック検査の後、X 線検査を実施した。この場合 AMF の規格は ASME 規格なのでタングステン・スポットに関してはなんら規定されておられないがわれわれはブロー・ホール の JIS 2 級と同等に取扱った。タンク完成後水圧テストとヘリウム・リーク・テストを実施した。水圧テストは各種機器類でよく実施するものであるが、リーク・テストは真空装置・真空機器では実施しているが一般機器では実施していないテストである。さらにこのタンクのようにヒズミを受けやすい構造だと普通ヘリウム・リーク・テストで用いている真空法が実施できずスニフ法かエンベロー法で検査をすることになった。これはタンク内にヘリウム・ガスをつめ外部からヘリウム・デテクタのプローブで溶接部をかいまわりヘリウム・漏洩を検知するかあるいはあらかじめ溶接部をビニールの袋でおおい数時間放置後プローブを入れて検知する方法である。このようにして $10^{-6}\text{ cc std/sec}$ 程度の微量の漏洩を検知し補修しこの程度の感度では感知できない程度に製作することができた。このヘリウム・リーク・テストは感度は良く取扱い比較的簡単で非常に便利なものではあるがなにぶんまだ製作されてから日が浅く、工業的の検査機器としては確立していないので担当者は非常な苦心をした。しかしこのような微少な漏洩量を検知できるヘリウム・リーク・テストは将来原子力工業において大きな進歩をすることと思う。

アルミニウムの溶接もアルミニウムが 2S, 5052, 6061 と異なるので母材の種類によって溶接棒も異なり目に見えないところにも苦心が払われた。この重水タンクは全体をサポート・リングによってつり下げられるように組立てられる。

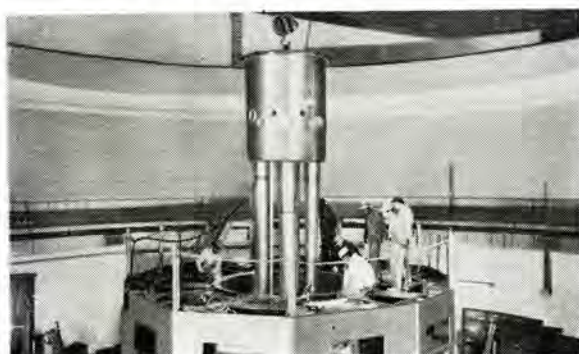


図 9.3 重水タンク
重水タンクをすえ付けるところ

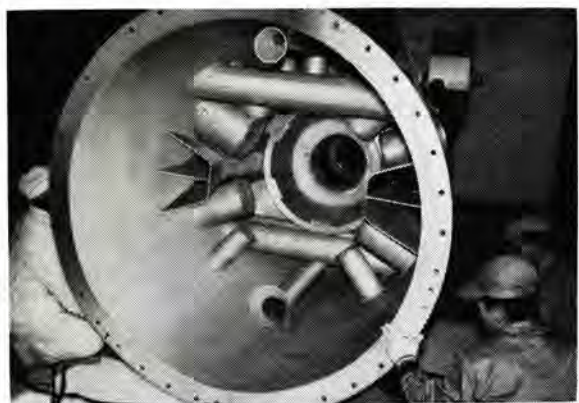


図 9.4 重水タンク内部
内部に数多くの実験孔の thimble が見られる。
真中の穴が重水入口、左右に出口が見られる。

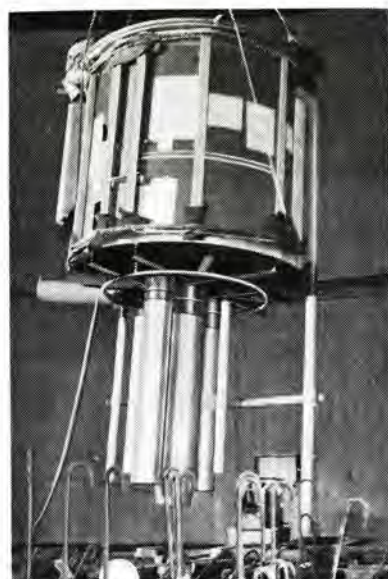


図 9.5 軽水タンク
現地ですえ付けるところ

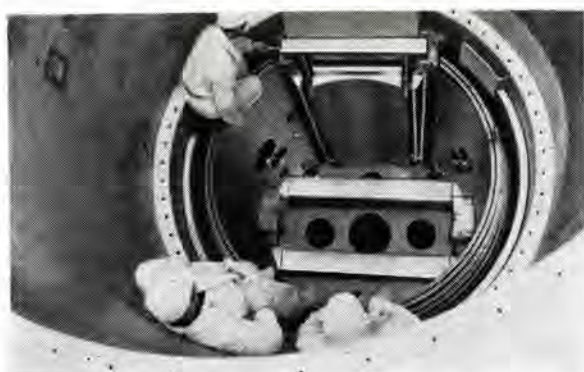


図 9.6 軽水タンク内部

6枚の熱シヤヘイ板、底に2本通っているのが
アイソトープ・トレーン、上部に鉛シヤッタが見える

9.2 軽水タンク

軽水タンクは写真に見られるような直径 96 in 高さ 97 in のアルミニウム製のタンクである。これには軽水が入れられその中には不銹鋼製の熱シヤヘイ板6枚が入れられる。このタンクはJRR-2のすえ付工事の鉦になるためにいちばん最初に製作されすえ付けられた。

このタンクの大きさは梱包を入れると輸送限界をこえてしまうので長崎造船所から陸送はできず、これも横浜まで海上輸送をした。横浜からもガードの高さが低いために宙づりをするなど輸送にも苦心が払われた。また材料がアルミニウムなので梱包に対しても特別の注意を払わないと傷はつきやすくまた容易に変形しやすい。またこのタンクには補強のIビームはついてはいるが、熱中性子柱の底部にあたる大きな平面があり全体に剛性に乏しい溶接構造なので現地で下部パイラを溶接したり、熱中性子柱を溶接するとき、水平実験孔ライナを溶接するとき、さらに生体シヤヘイの重コンクリートをグラウトするときまでつねに変形を心配しなければならなかった。

9.3 熱シヤヘイ板

軽水タンク内におかれる 304 ステンレス・スチール製の熱シヤヘイ板は最初の設計では 1 in, 2 in, 3 in 厚のものの各1枚であったが日本では 1 in 厚以上の 304 のステンレススチール板が容易に入手できないので 1 in 厚6枚に変更してもらった。この熱シヤヘイ板は側板が二つの部分に分れ、底板は別になっており、水平実験孔や気送管などが通る沢山の穴があいている。またこれは軽水タンク内に置かれるのでこれを製作した神戸造船所と長崎造船所との密接な連絡によってまちがいなく組立てられた。しかしこの熱シヤヘイ板を定位置にすえ付ける場合に熱中性子柱に干渉する問題が生じた。これは設計のミスで熱シヤヘイ板は定位置にはいれれば干渉は起らないがそれを入れる途中干渉してしまった。

9.4 制御棒

シム安全棒も Regulating rod も 3 in 外径の中空の $\frac{1}{16}$ in 厚のアルミニウム管の中に 0.020 in のガドミウムをサンドイッチしたものである。アルミニウムとガドミウムとは直接接しているのが熱伝導は非常に良好である。ガドミウムの長さは $26 \text{ in} \pm \frac{1}{4} \text{ in}$ である。

この制御棒は図で見られるように燃料棒の第1列と第2列の間にありつねに重水の中につかっている。制御棒の上部には適当な穴があいているのでスクラム（緊急停止）の場合の時間を短くするし、炉の停止後に自然循環とすることができる。

制御棒は駆動装置とも AMF 製である。

9.5 生体シヤヘイ

生体シヤヘイはパライト（重晶石）を含んだ下記の規格の比重 3.5 g/cm^3 の重コンクリートである。

Coarse Aggregate 1 $\frac{1}{2}$ in	3,110 lbs/Cu Yd
Fine Aggregate	2,250 lbs/Cu Yd
Cement Content	486 lbs/Cu Yd
Water Cement Ratio by Weight	0.58
Admixtures percent Weight of Cement	1.00
パライトは	93.5 % BaSO ₄

コンクリートの厚みは約 6 ft 3 in である。種々の装置を入れるためにコンクリートがこの厚み以下の場合には、これに相当する量の鉛を追加している。たとえばコンクリート中を径 4 in のパイラが通過していると炉中心上下 30 cm の範囲には 1 in 厚の鉛のシヤヘイをパイラにまきつけ外部での放射線のレベルがとくに高いところがないよう注意をしている。

このコンクリートの打設はいわゆるラパクト法でまず骨材をおき、後からコンクリートをグラウトする方法である。よって施行上にも種々の苦心が払われた。コンクリートに埋込まれるアルミニウム部品はパレット YB-34-B というタール状の塗料をぬったりポリケトン・テラをまいたりして腐食に対して十分考慮をほどこした。

トッパ・プラグや実験孔のプラグに入れられる生体シヤヘイのコンクリートは比重が 5 g/cm^3 のもので規格は下記のものである。

Steel	6,145 lbs
Barytes	986 lbs
Cement	667 lbs
Frits	308 lbs
Water	325 lbs

この Frits はいわゆる Boron Frits で成分は次のようなものである。

SiO ₂	31.00 %
Al ₂ O ₃	1.70 %
B ₂ O ₃	27.40 %
CaO	5.20 %
BaO	12.90 %
ZnO	6.70 %
Na ₂ O	12.20 %
K ₂ O	1.00 %
F	1.90 %

これらのコンクリートの打設にあたってはプラグの構造が複雑なために変形を心配し各方向の変形量を測定してみたが変形は思ったより少ないものであった。

トランジスタを応用した同期電動機制御装置

Dean J. MacGregor and Richard M. Hayford:
Improvement in Synchronous Motor Control with
Transistor Logic (Westinghouse Engineer, Vol. 19,
No. 4, July, 1959, p. 119)

同期電動機の制御装置としては

- (1) 適切な回転数に達した後最適な位相で界磁を励磁すること。
- (2) 脱調を検出し、界磁を切り離すこと。
- (3) 制動巻線の過熱保護を行なうこと。

などが要求される。従来これらは電磁継電器によって行なわれていたが、新しくトランジスタを応用した制御装置が開発された。トランジスタには周知のように、小形で信頼性があり、動作時間が短いという特長があるが、新形制御装置は、つぎの利点をもっている。

- (1) 界磁投入が正確、円滑に行なわれる。
- (2) 脱調検出が確実で、過渡的な外乱で誤動作することがない。
- (3) 各要素が小形軽量であるため、制御装置は小形となり、また所要電力もきわめて小さい。

動作の概要

(1) 起 動

電動機速度検出回路と回転子の位相検出回路よりの両信号が得られたとき、界磁接触器を励磁して同期化させる。

(2) 脱調保護

脱調したときは界磁回路に交流分が誘起されるのでそれを検出し、パルス計測を行なってあらかじめ設定されたパルス数で、電動機の保護を行なう。同期化時などに出る過渡パルスでは動作しない。

(3) 制動巻線の保護

制動巻線保護回路は、スベリ周波数を一定幅のパルスに変換し、その積算値が制動巻線で消費された全エネルギーを表わすよう、構成されている。したがって電動機的设计によって定まる一定値で、シャ断器をトリップさせ完全に制動巻線の保護ができる。

(神戸製作所 新谷保次訳)

多数組合わせの減速機構

A Versatile System of Gears (Westinghouse Engineer,
Vol. 19, No. 4, July, 1959, p. 108)

W社では新しい減速装置のシリーズを開発したが、これは



図1 歯車箱



図2 低速歯車ツクおよび
変速歯車(右端の歯車)



図3 減速電動機

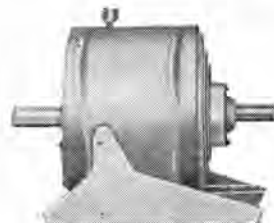


図4 減速機

“モジュラインシステム”と呼ぶもので、数少ない部品集団を適当に組合わすことによって、数多くの減速装置を構成するものである。すなわち15組のブロックと7種類のサイズで0.75kWから30kWまでで少なくとも4万種の減速電動機、変速機あるいは減速機を構成することが可能であって、これは減速装置の用途の3/4を占めるものである。

この減速装置の構成要素は歯車箱(図1)、低速歯車ツクおよび変速歯車(図2)であり、これに種々の部品を取付けて上記のような数多くのものを作り出すのであるが、減速段数は2段から4段まであり減速比は2段減速で4.17から25、3段減速で20.7から125、4段減速では103.7から625までである。

容量的にはもっとも小さい(サイズ1)2段減速の減速機(図4)の重量は54kgで、減速比4.17のとき7.5kW、減速比25のときは0.75kW、もっとも大きな(サイズ7)4段減速の減速機の重量は740kgで減速比103.7のとき6.7kW、625のとき1.1kWの容量を有す。

以上をまとめると、この“モジュラインシステム”の減速装置は減速比は4.17から625まで、容量は0.2kWから75kWまでである。

また、これら数多くの交換組合わせを可能とするためには高い工作精度と高度の工作管理が必要で、このため工作はすべて自動機によりなされる。従来W社の減速装置の歯車とその軸との縮しろは非常に大きな数値(JIS H7t6相当)であったが、この減速装置の変速歯車のハメアイは容易に取換えができるよう非常に小さい縮しろ(0.005~0.017)である。またここはスライソハメアイになっており、穴のほうはブローチで加工するが軸のほうは冷間圧延加工によりスライソを形成し軸の強度を上げている。

歯車はすべて荒歯切り熱処理(肌焼入)ののち創成研摩盤によって高精度に歯面研摩を行なう。

減速装置全体の機械損失は1ないし1.5%程度でほとんど考

慮する必要がないくらいである。騒音も高精度の研摩歯車を使用しているので普通の減速装置より約5デシベル低い値である。

“モジュライシステム”の減速装置は壁取付、天井取付あるいは直角軸、垂直軸なども標準として考えられている。

(福岡工場 中野大典訳)

ホール増幅器の原理とこれが設計上の考慮

T. Barabutes and W. J. Schmidt: Principles and Considerations in the Design of a Hall Multiplier (conference paper 59-875)

従来電力測定には3種類の基本的増幅装置が使われていたが、今回新しく発達した半導体ホール発電器を利用した第4番目の増幅装置が出現した。これはホール発電器とよばれる半導体のホール効果を利用したものでその増幅特性は式(1)で示される。

$$V_H = \text{ホール電圧 (ボルト)} = \frac{R \cdot i_c \cdot b \times 10^{-8}}{d} \quad \dots\dots (1)$$

このうち R : ホール常数 $\Omega\text{-cm}^3 \text{ coul}$ i_c : 制御電流 (A)
 b : 磁束密度(ガウス) d : ホール発電器の厚さ(cm)

図1に示すようにホール発電器を磁界中におき、 i_f 電流によって鉄心の間隙に電磁界を生ぜしめ、制御電流 i_c をながせば式(2)がえられる。

$$V_H = K_1 \cdot i_f \cdot i_c \quad \dots\dots (2)$$

これはホール電圧 (V_H) は入力 i_f と i_c の積に比例することを意味する。かかる装置からえられる最大出力は $i_c = 0.5\text{A}$ 、10,000 ガウスで約30ミリワットである。さらに設計上の課題には温度補正、零電圧の補正などがあるが、これらは容易に補正されるかまたは補正の必要のないときもある。

図2は単相交流電力の測定に使われるホール増幅器(ホールワットトランスデューサ)の原理図である。ホール発電器への磁界は線路電流に、制御電流は線路電圧に比例するからトランスデューサの総出力は交流回路の消費電力に比例することになる。

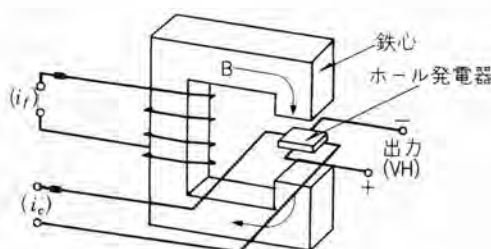


図1 ホール増幅器

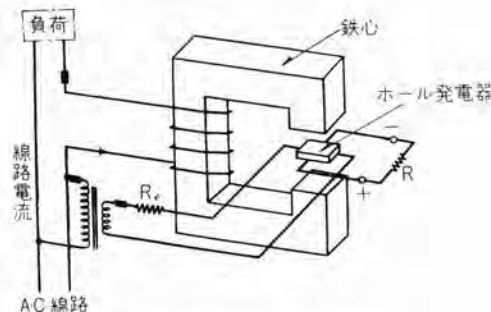


図2 ホールワットトランスデューサ

多相交流回路では2個以上を使用し、直列接続で利用される。本文には多相ワットメータの製品写真がのっており、これはワットメータ端子にかかる電圧、電流による電力に正比例した直流電圧で指示されるものである。そしてホール増幅器はかかるワットメータの製作に非常に適したものであることが設計の見地からのべてある。最後にこのホール増幅器の固有の利点ともいべきものは二つの電気量の積に比例した出力を必要とするいかなる装置にも一般に応用できることである、と結んである。

(伊丹製作所 加藤又彦訳)

シリコン・スイッチ

What's New in Engineering: Silicon Switch (Westinghouse Engineer Vol. 19, No. 4, July, 1959; p.128)

新しいシリコン半導体装置が開発された。すなわち3端子PNPN形多層接合によるトリスタであって、そのブレイクオーバー電圧(通電状態にはいる電圧)はベース電流によって制御できるものである。

ベース端子に信号がない状態では、順方向に定格いっぱい電圧がかからなければ電流が流れない。しかしベースに2~3Vの信号電圧が加えられると、それ以下の順方向電圧においても通電状態にはいることができる。通電状態における電圧降下は通常のシリコンダイオードの特性に近い。ベース信号による電流は25~150mA程度である。逆方向では定格電圧にまで電流が流れない。

トリスタは電圧400V 電流50Aまでの回路に適している。また1.0マイクロ秒で通電状態にはいり、15~20マイクロ秒で電流が切れる。これらの時間は負荷電流によってかわる。

トリスタは放電管に代って用いることができる。しかも順方向電圧降下は低く、フィラメントも必要とせず、回復時間も短く、信頼度も高い。トリスタはこのほか、変換器、インバータ、周波数変換器、可変周波数変換器、モータ制御、電圧制御に用いることができ、ときには磁器増幅器や高電力変調器にもおきかえることができる。

(研究所 清水潤治訳)

■ 医学用テレメータ実験に成功

名大医学部ならびに環境医学研究所と協同実験

名古屋大学医学部ならびに環境医学研究所と協力して心電圧などの生体電圧を無線遠隔測定するテレメータ装置を試作し、昨年の11月14、15両日、名古屋大学医学部(昭和区鶴舞町)と同工学部(千種区不老町)間約4.5kmで公開実験を行なった。

この装置は今後実用化し、無重力、大加速度、あるいは運動中など特殊環境下にある人体や動物の各種生体反応の変化を遠隔診断して、適応性や疲労を分析し、各条件下の適切な健康管理方式を究明しようとするもので、将来のスポーツ医学や、宇宙医学につながる意義は大きい。

用途から考えてテレメータ方式は多重化できるものでなければならない、また送信側はなるべく小形軽量にする方式でなければならない。

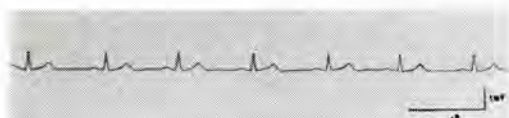
生体電圧としては心電圧(1mV以下)、脳波(10 μ V以下)やG. S. R. (皮膚電気反応、約0.5mV)、その他トランスジューサを通して得た脈波などがあるがいずれにしてもきわめて微少な信号であり、また伝送周波数は相当低いところまで要求される。

これらの点より医学的信号を遠隔測定するに適したテレメータ装置を試作した。

実験に使ったのはバラックセットで1チャンネルだけであったが、順次心電圧、脳波、G. S. R.、脈波を送り、送信側モニターで直接記録したものとまったく同じ受信記録を得て、十分診断に使えることがわかり成功裏に終了した。



送信側の状況



心電図の送信側モニター記録(上)と受信記録(下)

実験用装置の概要はつぎのとおりである。

方式	FM-FM方式
サブキャリア	3kc
メインキャリア	151.89 Mc (実験局)
出力	50 W
伝送周波数	0.1~150 c/s (-1 db)
	(ペンレコーダ以外)

サブキャリア変調回路 マルチバイブレータ方式

サブキャリア復調回路 ファンタストン積分方式

この実験の次の段階として目下送信側を全トランジスタ化しポータラジオ程度の寸法重量にして、マラソン選手の心電圧などをテレメータする装置を製作中である。

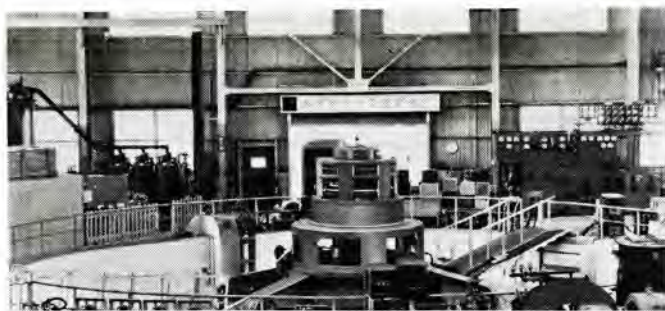
■ 中部電力株式会社川口発電所向け 32,000 kVA 水車発電機完成

かねてより、鋭意製作中であつた中部電力株式会社川口発電所向け、32,000 kVA 水車発電機が工場で完成し、無拘束速度試験を含めての各種の立会工場試験を好成績で終了した。

川口発電所は、大井川水系に属する調整式の発電所で、この発電機は、30,300 kW 水車と直結し、磁気増幅器式自動電圧調整器および、電気ガバネなどにより制御され、発電所としてはワンマンコントロール方式である。

発電機の定格

形式	立軸軸回界磁、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 %
回転数	257 rpm
周波数	60 c/s



川口発電所向け 32,000 kVA 水車発電機

■ 半導体整流器保護用

FL形低圧速動ヒューズ

FL形低圧表示ヒューズ

生産開始

半導体製ダイオードは過負荷耐量が低いので、保護用ヒューズに

は故障電流をできる限り急速確実にシタ断指示することが望まれる。しかも最近の整流器は容量が非常に大きく、ヒューズのシタ断容量も 100,000 A 以上の大きいものが要求されるようになった。

この要望に答えるため数年前より当社 50 MVA 大電力 シタ断試験設備を使用して、高性能 ヒューズの開発に努力していたが最近

FL 形 AC 130 V 100 A 400 A 600 A

FL 形 AC 250 V 300 A 400 A

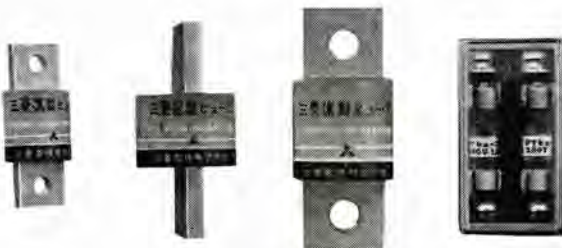
FT 形 AC 250 V 1 A

の開発試験が完了し、生産を始め、その第 1 号品は江戸川化学山北工場に納入された。引続き今後の当社製 シリコン 整流器にはすべてこの FL, FT 形 ヒューズ が使用される予定である。

本品の特長は

1. 小形で、大シタ断容量 (AC 100,000 A 以上) を有する。
2. 非常に速く精密な動作性能を有する。
3. 温度上昇が低く JIS C 8352 の温度試験 (定格電流の 1.15 % 通電で溶断せず温度上昇 65°C) に合格する。
4. シタ断性能が確実で、大、小電流とも、異状電圧の発生なくシタ断する。

なお本品は半導体整流器用に限らず、低圧大容量回路の短絡保護用として広く応用できるものである。その方面で多数使用されることを期待している。



FL-13×400 形 FL-13×600 形 FL-25×400 形 FT 形 2PT
130 V 400 A 130 V 600 A 250 V 300 A 250 V 1 A

■ 避雷器現場試験器

発電所ならびに送電線の絶縁協調は避雷器の保護特性が基準となっており、発電所に現用中の避雷器の特性の良否を判定することはすこぶる重要なことである。現在のところではまだ他の機器と同様、現場における適確な試験および判定方法が確立されていない実状である。

このたび開発された避雷器現場試験器は避雷器の最重要特性である サージ の放電開始電圧を衝撃電圧発生器、高速度ブラウン管 オシログラフ などを使用せず測定するものであり、パルスの発生には空心 パルス 変圧器を用い、放電開始電圧の測定には瞬時波高電圧計を用いて直読できるようにした小形で移動容易な現場試験器である。これによって避雷器の サージ 放電開始電圧をそのすべ付位置において測定し、保護特性の良否を判定することができる。

この試験器の主回路は主蓄電器、パルス 変圧器および放電抵抗からなる CLR の減衰振動回路である。この回路の常数によりきまる第 1 波の高い波高値の電圧を避雷器に印加する。このときの電圧を分圧して整流し、落電器を充電させ、その端子電圧を波高電圧計で測定する。この電圧は発生電圧に比例するゆえ、目盛を発生電圧に目盛ることにより直読できるようになっている。

避雷器の放電の有無は電圧計の読みが放電により急変することにより知ることができる。

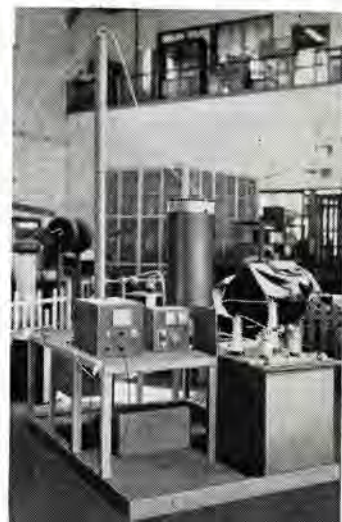
写真はこの試験器の外観である。2 本の直立円筒の右側の太いほうが パルス 変圧器であり、左の細いほうは分圧器である。分圧器は運搬時には取はずして横置できる。

現在製作している機種は、定格電圧 70 kV までの避雷器が試験できる発生電圧 350 kV のものと、定格電圧 30 kV までの避雷器が試験できる発生電圧 180 kV のものの 2 種である。

発生電圧 350 kV のものの概略寸法および重量はつぎのとおりであり、小形四輪車に積載して容易に運搬できる。

幅	1,400 mm
奥行	1,600 mm
高さ	使用時 3,250 mm 運搬時 1,710 mm
重量	約 800 kg

この試験器を実際現場に使用し、各種の避雷器を試験して有用な データ を得ている。



避雷器現場試験器
(発生電圧 350 kV)

■ 中山製鋼向け 40 t (最大 50 t) アーク炉 および山陽特殊製鋼向け 30 t アーク炉受注

当社は アーク 炉用電機品 1 式はもちろん、炉体をも製作し、わが国では唯一の アーク 炉総合 メーカー であるが、今回上記の大形 アーク 炉を受注した。炉の形式は、炉に材料を装入する方法によって大別されるが、今回のものは炉 ヲタ つり上旋回式で、輸入品を除いてはわが国で初めての方式である。材料の装入、傾動などの操作は全部電動式で、完全な インタロック により誤操作のための事故を防止している。40 t 炉の炉殻径は 5,200 mm で現在わが国で使用されている最大のものである。

アーク 炉用変圧器は 30 t 炉用としては 13,000 kVA 40 t 炉用としては 15,000 kVA でいずれも負荷時 タップ 切換器付である。現在わが国の アーク 炉用変圧器の最大のものは、当社が昨年三菱製鋼 (長崎) に納入した 50 t 炉 (炉殻径は 5,200 mm で中山製鋼から受注の 40 t 炉と同じ) 用で 18,750 kVA である。

シタ断器は 20-CF-50 形空気シタ断器で、これは開閉ひん度のはげしいアーク炉用に設計されたもので、電源の開閉と大電流のシタ断をこれ 1 台で行ない、すでに 10 万回以上のシタ断を 1 回の補修もせずに行なった実績をもっている。

電極の自動電流調整装置は ロットロール 式で、これもすでに数多くアーク炉に使用され、優秀な成績をおさめている。

以上のような、当社の優秀なアーク炉用電機品とともに、製作する、外観、設計ともに斬新な大形炉は、必ずや製鋼業界の要望に沿うると信ずる。

■ 三菱銀行向け 900 Mc 帯バンカービジョン受注 銀行事務のスピードアップ

このほど、三菱銀行本店（東京丸の内）と同銀行研修所（都下北多摩郡保谷町）間の テレビ回線用として、900 Mc 帯の周波数を使用する テレビ送受信装置 1 式を受注した。

この テレビ送受信装置は、当社がこれまで納入してきた火力発電所の炉内監視、水力発電所の水面計監視、製鉄ストリッパミル監視用などの有線を使用した工業テレビジョンに対して、900 Mc 帯（波長約 30 cm）を パラボラ 空中線によって送受信する本格的な超短波使用の工業用 テレビ送受信装置である。

この装置は

金融市場・為替相場の伝達

事故手形・偽造紙幣のいっせいで連絡

帳票の集中保管による預金残高の伝送

その他 スピード を要する各種事務の通達

行員教育（法令解釈・事務処理方式の変更・指導など）

などにより、事務能率の向上、事務の スピードアップ を図り、顧客へのサービスの向上を期する、いわゆる バンカービジョン の一環をなすものである。

仕 様

1. 送信装置（本店設置）

a. 送信機 1 台

出 力 10 W

周波数 840~940 Mc のうちの 1 波（申請中）

形 式 ME-21 形 900 Mc 帯 ITV 伝送用送信機

b. 調整装置 映像監視装置 1 台

c. ITV 送像装置 ITV 撮像装置（白黒方式）1 台

d. 送話装置 送話装置 1 台 通話路 1 台

e. 電源設備 自動電圧調整器など

2. 空中線（本店設置）

形 式 放物面鏡 1 基（将来は無指向性空中線となる）

構 成 水平偏波

長 さ 直径 1.8 m

海拔高さ 57 m

3. 受信装置（研修所設置）

a. 受信機 1 台

形 式 ME-21 形 900 Mc 帯 ITV 伝送用受信機

b. 空中線 放物面鏡 1 基

海拔高さ 86 m

なお受信装置は、将来各支店に設置するものと同じである。

■ 関西電力交流計算盤第 2 期増設工事受注

当社は関西電力に昭和 32 年 7 月に発電機単位 12 単位、全単位数 320 単位の大規模な交流計算盤を設置したが、この交流計算盤は同社超高圧系統新設や系統運用上の諸問題の検討に連日使用され、その高精度 アナログ 計算機であることが立証された。その後計算速度の向上のために発電機の出力を自動的に一定に保つ Watt-Regulator units 12 単位、負荷一定または電圧一定に自動的に保つ Automatic voltage regulator units 24 単位を増設したが、なおいっそうの活用を期すために新しく第 2 期増設工事を行なうことになり、つぎの規模のものを受注し昭和 35 年 3 月に納入する予定である。この増設工事が完了すれば、電子管式のものにくらべてはるかに高精度で、保守不用、過渡現象の解析可能、および故障計算時に三相四線法の適用可能な全自動化された大規模な General purpose analog computer となる。

規 模

発電機単位	6
発電機リアクタ単位	6
線路単位	30
位相変圧器単位	2
相互結合単位	4
ラックボード	1
過渡安定度自動計算機	18 単位分

■ 電通研向け中性子デフラクトメータ受注

当社ではかねて、日本原子力研究所向け中性子回折装置（ニュートロン・スペクトロメータ）を受注、目下、研究所と伊丹製作所で製作中であるが、今回さらに、電電公社電気通信研究所から 2 号機を受注した。

いずれも JRR-2 原子炉にすえ付けられるものである、1 号機に比べ、この 2 号機の特長は試料は粉末でなく単結晶を主として使用することである。したがって測定はあらかじめセン孔テラにパンチされた測定プログラムにしたがってすべて自動的に行なわれ、かつまた記録される。

このため トランジスタ を用いたプログラムコントロール回路が付属している。

また本機は一つの実験孔から将来 2 組の実験ができるよう双子形になっていることも特筆できよう。

このほか中性子の スピン の向きをそろえて磁性体の研究をするために用いる スピンフリップ などかすかずの特長をもっている。

本機は 1 号機について昭和 35 年 10 月ごろ JRR-2 原子炉にともに並んで設置される予定である。



弁形避雷器円盤素体

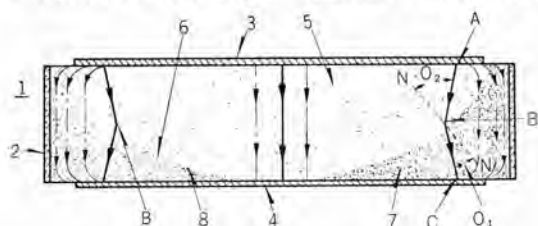
発明者 鎌田 隆 好

従来炭化ケイ素の結晶粒子によって構成されたこの種弁形避雷器円盤素体においては、衝撃波電流の表皮効果、あるいは電極の沿面効果などにより、その円盤素体の周辺部に電流が集中し、周辺部の貫通破壊を生じやすい欠点があった。したがって、これを防止する対策として、上記円盤素体を中心から外周に向かうに従って、制限電圧の高い炭化ケイ素粒子を、多重円筒形状に順次段階的に配列すること、あるいはまた、中心より外周に向かい、円盤の厚さを大とし、円盤素体周辺部への電流集中を防止する方法などが講ぜられていた。

しかしながら、上記前者のものにおいては、それぞれ制限電圧の異なる炭化ケイ素粒子より成る筒体を、同心的に順次配列しているため、その組立後の最終成形作業に手数を要するばかりでなく、各筒体間の接合境界面に電流が集中しやすく、また後者においては、円盤素体の中心部の厚さが薄いので、商用周波の印加の場合には、円盤素体の電流耐量を減少する欠点があった。

この発明は、以上のような欠点をなくして、その工作を簡易化させると同時に、その特性を改良したものである。

すなわち、図に示すように、上記円盤素体(1)はその一



冷蔵庫の箱体

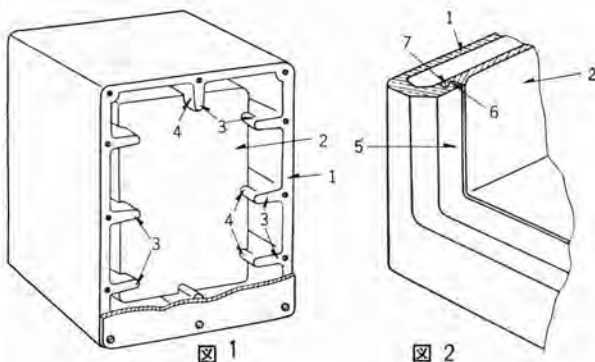
発明者 石川 嘉 孝

この発明は、合成樹脂の塑造により構成された冷蔵庫の箱体に関するもので、前面ならびに後面に開口を有する外箱(1)と、この外箱内に挿入され前面に開口する内箱(2)とは、図1の背面図に示すように、外箱の内周面に突出する複数条の板状の突壁(3)と、内箱の外周面に設けられ上記突壁(3)と対応する凹ミツ(4)との係合により、所定の関係位置を保持するようになされているので、外箱内への内箱の挿入がきわめて容易であるばかりでなく、上記突壁(3)は上述した内

面が凸面(6)をなす低抵抗炭化ケイ素材より成る円盤素子(5)と、一面が上記円盤素子(5)の凸面(6)に密接に適合する凹面(8)をなす高抵抗炭化ケイ素材より成る円盤素子(7)を重合し、その上下両面に電極(3)(4)を設け、外周には水ガラス(2)を塗布して構成したもので、このように構成することによって、上記各素子の成形あるいは重合が容易になるばかりでなく、各素子の抵抗値をそれぞれ適宜選定組合わせることにより、種々の特性を有する円盤素体がきわめて簡単に得られ、また上記円盤素子(7)は円盤の中心部において、その抵抗値が最少にして外周に向かい円盤の厚さが大となっているので、これによって円盤素体の周辺部への電流集中を阻止することができ、反対に他方の円盤素子(5)は、中心部において、その厚さが最大になっているので、商用周波数の印加時においても、円盤素体の電流耐量が減少することなく、さらに両素子(5)(7)の重合境界面においてはその法線N-Nに対し、図中A-B-C線で示すように電流流線の屈折を生じ、これが上記表皮効果によって円盤素体の周辺部に集中しようとする電流の傾向を減殺緩和し、この作用が上記両素子(5)(7)のそれぞれの作用とあいまって、さらに円盤素体における電流分布の均一化を助成するように作用するものである。

なお、上記両素子(5)(7)の重合境界面の形状を適宜に変化することにより、上記電流流線の屈折を変化させ、表皮効果による電流集中作用の減殺緩和効果を適宜に選定することもできる。

(特許第 250761 号)(長谷川記)



箱の凹ミツ(4)とのかん合とあいまって、内外二重箱体の補強用の力骨として作用し、運搬時の衝撃にも十分にこれを保護し得られるものである。

また、外箱(1)の前面における内箱(2)との結合は、内箱を外箱の後部開口より挿入したとき、図2に示すように外箱の前縁より内方に反転屈曲する縁部(5)の内側に設けられた隆起部(6)と、内箱の開口内周縁に設けられた隆起部(7)とが互に衝合し、両者がかみ合わさることにより結合される。

この両者の結合は、上記隆起部のかみ合に限られたものでなく、これを突起と凹窩のかみ合とするか、あるいは段部のかみ合としてもよい。

この発明は、要するに、互に間隔をおいてかん合する内外の箱体に、かん合時に互に衝合してかみ合わさる凹凸を設け、この凹凸のかみ合により両者の結合を確実にしようとしたもので、従来の冷蔵庫の箱体に見られるように、鉄板の溶接よりなるものと比較して、その製作はきわめて容易で均一な製品の量産に適するとともに、組立を簡易迅速に行ないうる効果を有するものである。

(特許第 246767 号)(土居記)

本社 営業所 製作所 工場 研究所 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) 代 表 1631・2231・2331
東 京 商 品 営 業 所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル 3 階) (電) 東京 (211) 代 表 2511
大 阪 営 業 所	大阪市北区堂島北町 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	福岡市渡辺通り 2 丁目 (電) 福岡 (2) 代 表 6031
札幌営業所	札幌市大通り西 1 丁目 13 番地 (電) 札幌 (2) 代 表 7236
仙台営業所	仙台市大町 4 丁目 175 番地 (新仙台ビル内) (電) 仙台 (2) 代 表 6101
富山営業所	富山市安住町 23 番地 2 (電) 富山 (2) 0151
広島営業所	広島市八丁堀 63 番地 (昭和ビル内) (電) 中 (2) 2211
高松営業所	高松市寿町 1 丁目 4 番地 (第一生命ビル) (電) 高松 (2) 代 表 4416 ビル直通 5021
小倉出張所	小倉市京町 10 丁目 (五十鈴ビル) (電) 小倉 (5) 8234
静岡駐在員	静岡市呉服町 2 丁目 1 番地 (電) 静岡 (2) 2595 (3) 2962
岡山駐在員	岡山市浜田町 20 番地 (電) 岡山 (3) 2948
金沢駐在員	金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金沢 (3) 6213
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 (電) 兵庫 (6) 代 表 5041
伊丹製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 (電) 大阪 (48) 8021
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 (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 (電) 大阪 (48) 8021
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町 (電) 名古屋 (73) 1531
静岡工場	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川工場	岐阜県中津川市駒場 (電) 中津川 10・54・226
和歌山工場	和歌山市岡町 (電) 和歌山 (3) 代 表 1275
福岡工場	福岡市今宿青木 (電) 福岡 (4) 代 表 1568
福山工場	福山市沖野上町 (電) 福山 代 表 2800
姫路工場	兵庫県姫路市千代田町 (電) 姫路 代 表 6900
大船工場	神奈川県鎌倉市大船 (電) 大船 (067) 代 表 2121
世田谷工場	東京都世田谷区池尻町 (電) 東京 (414) 代 表 8111
郡山工場	福島県郡山市境橋町 (電) 郡山 1220~1223
研究所	兵庫県尼崎市南清水字中野 (電) 大阪 (48) 8021
無線機製作所	東京都世田谷区池尻町 (電) 東京 (414) 代 表 8111
東京工場	東京都世田谷区池尻町 (電) 東京 (414) 代 表 8111
札幌修理工場	札幌市北二条東 12 丁目 (電) 札幌 (2) 3976

次 号 予 定

三菱電機 Vol. 34 No. 3

- ホイラ 用大形通風機
- 2,000 kW 全閉外扇形誘導電動機
- SP-R 形新形単相 モートル
- 連続 メッキ 用亜鉛溶解炉
- 工作機数値装置
- 新形直流高速度 シャ 断器
- コンデンサ 形計器用変圧器
- 電力系統問題への計数形計算機の応用
- MELCOM 繰返形 アナログコンピュータ (EA-100 形)
- 新形 ノーヒューズシャ 断器
- S バンド 2 kW 進行波管
- MELCOM 精密低速度形 アナログコンピュータ (2)
- 技術解説: 火力発電 シリーズ
再熱式蒸気タービン の調速制御機構
- 原子力情報: JRR-2 原子炉 (2)

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	吉村誠一郎	常任委員	宗山新	村田井	平一元
常任委員	浅井徳次郎	委 員	新岡進	田井屋	正精
〃	荒井安	〃	竹内	藤内	貞真
〃	安村宗	〃	津田	村	一隆
〃	小堀富	〃	豊松	田	三
〃	高井得	〃	井上	尾	一郎
〃	中野光	〃			
〃	馬場文	幹 事			
〃	船橋正				
〃	松田新				

(以上 50 名順)

昭和 35 年 2 月 8 日印刷 昭和 35 年 2 月 10 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) 1631
日本出版協会 会員番号 213013
発 売 元
東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店
電話 (291) 0915・0916 振替東京 20018