

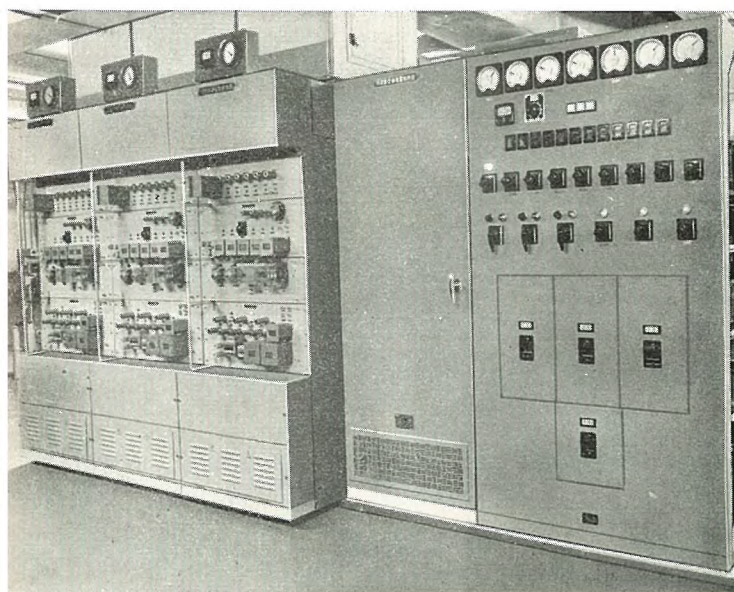
MITSUBISHI DENKI

三菱電機

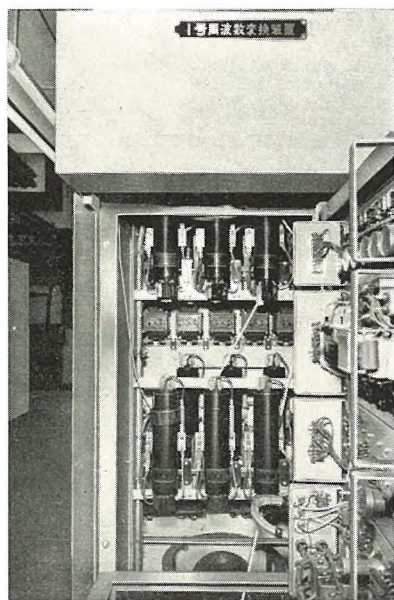
積込作業中の 208,696 kVA タービン発電機



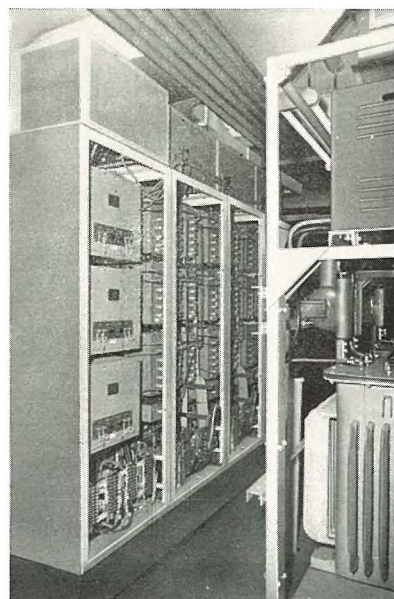
わが国最初の 静止自励式インバータ完成



山一証券向け静止自励式インバータ



周波数変換装置のサイラトロン7G14A



キュービクル裏面図

山一証券向け 3×45 kVA 電子計算機電源用自励式インバータは、3,300V 三相 50 サイクルを 220V 三相 60 サイクルに変換するため、入力交流を一度サイラトロンで直流に変換し、さらにその直流を交流に逆変換することをすべて静止器で行なう仕組で、出力側交流は入力側交流とは無関係に希望の高精度の電圧・周波数を得ることができ、ほか負荷変動に対しても強く、回転機と違って騒音・振動がほとんどないなど、画期的な当社の標準方式を確立することができた。

この装置は今後高周波電源あるいは定周波定電圧電源として電子計算機用・放送通信用電源を始め、各種工業関係として進出を期待される機種である。

このインバータには、研究所でこのために新しく開発した耐順電圧が高く、再弧特性の良好な鉄槽格子制御放電管 7G14A が使用されているが、これは業界から“メタルチューブではあるが電流容量が大きい”という点で、従来抵抗器または可変直流電源として広く注目されてきたメタル管サイラトロン 7G14 を基盤とするものである。

特 長

1. 能率は回転形が数十%に対し、静止形は 80～95%程度で電力の経済のほか、温度上昇その他でもきわめて有利で能率が一段と高い。
2. 騒音・振動がほとんどないため、とくにビル内オフィス用の電源としては決定的な利点である。
3. 回転機のような基礎工事は不要であり、すえ付作業・工事はきわめて楽であり、かつすえ付面積がきわめて小さく、コンパクトにできている。
4. 直流回転機のようにブラシの保守点検など強電機器特有の知識技術を要する保守上の手間がほとんどなく、保守が簡単である。
5. 出力周波数の制御がきわめて容易で、回転形には望めない周波数精度やテレビ同期信号への同期精度が達せられる。
6. 価格が一般に安い。



MITSUBISHI DENKI

三菱電機

表紙説明

わが国最初の内部冷却式タービン発電機である関西電力大阪発電所向け 208,696kVA 発電機は、当社長崎製作所で製作を終り去る 8 月 23 日現地向け出荷された。

なにぶん発電機本体は 203 トンの巨体のこととて、まず工場から深夜 コロ引きで公道を横断 岩壁まで運ばれた。

写真は岸壁より積込船への積込作業中のものである。本機はその後無事現地に到着、完成のあかつきは一大威力を発揮することだろう。



三菱電機株式会社

本社 東京都千代田区丸の内 (東京ビル)
(電) 和倉 (20) 代表 1631・2331
神戸製作所 神戸市兵庫区和田崎町
伊丹製作所 兵庫県尼崎市南清水
長崎製作所 長崎市平戸小戸町
無線機製作所 兵庫県尼崎市南清水
名古屋製作所 名古屋市中区矢田町
静岡工場 静岡市小戸町 110
岐阜川工場 岐阜県津川市駒場
和歌山工場 和歌山市岡町
福岡工場 福岡市今宿青木町
福岡工場 福岡市沖野上町
姫路工場 兵庫県姫路市千代田町
大船工場 神奈川縣鎌倉市大船
世田谷工場 東京都世田谷区池尻町
郡山工場 福島県郡山市境橋町
研究所 兵庫県尼崎市南清水
無線機製作所 東京都世田谷区池尻町
東京工場 札幌市北二条東 12
札幌修理工場 東京都千代田区丸の内 2-20
東京営業所 (三菱商事ビル 2 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
(電) 本局 (23) 代表 6231
岡山営業所 福岡市渡辺通り 2 丁目 (電気ビル内) (電) 福岡 (2) 代表 6031
札幌営業所 札幌市大通西 1 丁目 (大通ビル) (電) 札幌 (2) 代表 7236
仙台営業所 仙台市大町 4-175 (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 の 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 (第一生命ビル) (電) ビル代表 2-5021
直通代表 2-4416
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) 2098
金沢駐在員 金沢市田丸町 55 番地
(電) 金沢 (3) 6213

昭和 34 年 第 33 卷 第 12 号

目次

継電器特筆

最近の搬送保護継電装置	北浦孝一	2
HLF 形界磁喪失継電器および HFS-2 形		
脱調および界磁喪失継電器	森 健	25
同期発電機の界磁喪失	馬場準一・芝滝寿宏・森 健	32
CWC 形接地継電器	古谷昭雄	38
変圧器磁化突流現象	馬場準一・森 健	45
坑内用接地継電器	浜岡文夫・大野栄一・平野琢磨	49

MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (1)

水銀整流器より発生する電鉄通信線誘導障害	馬場文夫・大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・松本孝郎	56
宮崎 猛・宮下 仁・西本清一・安藤安二・阿部久康・平塚 篤		72
簡易交流電車	河野正七・高柳茂直・八木 勝・和田義彦・小川清一・菅田恵之助	89
冷間可逆圧延機用電機設備	紙谷鉄男・高月 一	102
H 205 形高压電磁接触器	渡辺克己	110
絶縁液体中のガスの飽和溶解度と拡散	白井万次郎・大杉 肇	116
方向性 50 % Ni-Fe 合金の磁性におよぼす溶解法の影響	山森末男・野口英男・政木淑人・小倉忠利	126
ジルコニウムおよびその合金の高温酸化 (2)	山森末男・実 博司・中島陽三	134

技術解説

自動制御 (1)	真鍋舜治	145
火力発電シリーズ: 電気室 (2) 搬送保護継電装置		157

W 社文献抄訳

標準化により改良された電動機制御装置・KD 形方向距離継電器・高温熱電気材料		170
--	--	-----

ニュースフラッシュ

わが国最大のアーク炉用 18,750 kVA 変圧器運転開始・日本原子力研究所 JRR-2 原子炉の完成・山一証券向け静止形周波数変換装置完成・国産第 1, 2 号チューブラータービン発電機完成・原子力研究所向け中性子スペクトロメータを受注・シリコン整流器あいついで受注		172
---	--	-----

特許と新案

(特) 放電間引き装置・(特) 放電管の電極		175
------------------------	--	-----

最近登録された当社の特許および実用新案

	55, 109
--	---------

次号予定

昭和 34 年 (第 33 卷) 総目次	176
----------------------	-----

最近の搬送保護継電装置

神戸製作所 北 浦 孝 一*

The Latest Carrier Relay Equipment

Kobe Works Koichi KITAURA

Development of electric power resources is kept on tirelessly and so is the construction of extra-high voltage transmission lines. This poses a crucial problem of a protective relaying on them. Of various characters to satisfy requisites for it, the following conditions are desirable: a relaying method must operate on a channel having a frequency band of the narrowest possible and also on as small number of required channels as possible, the method must not be restricted by the conditions of the system, likewise not be limited by the conditions of terminals, and the protective ability is free from misoperations.

1. ま え が き

さきに、“超高压送電線の保護継電装置と搬送装置”と題して、位相比較方式と方向比較方式の優劣、各種伝送方式の優劣など、搬送保護継電装置計画の基本線を一般的に記述したのであるが、そのむすびにおいて、搬送保護継電装置の具体的な計画方法、系統解析例、実施例および新規継電方式については、後日発表させていただくこととした。以下、ここに、代表的な実施例とその性能試験結果を報告し、さらに今後の標準搬送保護継電装置に予定されている新規継電方式について述べる。

納入実績ある搬送保護継電装置の分類表のうち位相比較方式の代表として PC-220 形搬送保護継電装置、方向比較方式の代表として PC-310 形搬送保護継電装置の特長原理、特性については文献(1)に説明してあるので、本文では、これらについては省略している。ただし PC-220 形については系統計算例、および性能試験結果だけここに記載した。

2. 代表的実施例

昭和31年3月7日九州電力、中央幹線(山家変電所—上椎葉発電所)直列蓄電器挿入系統において、内部故障3回、外部故障1回、合計4回の現地試験が行なわれ、いずれも正動作し、好成績を収めた。ひきつづき、昭和32年4月22日、九州電力(山家変電所—嘉穂変

電所) 110 kV 平行2回線において1回(1号線内部故障、2号線外部故障)の現地試験が行なわれ、いずれも正動作し、好成績であった。じ来 110 kV 消弧コイル接地系統 154 kV 抵抗接地系統、220 kV 直接接地系統に対し、それぞれ適合した搬送保護継電装置が計画され、納入されている。これら納入実績のある各種搬送保護継電装置を保護動作原理、保護能力適用範囲、使用継電器および納入場所などについて分類したものが、表 2.1 搬送

表 2.1 搬送保護継電方式分類表

継電方式名称	PC-110	PC-120	PC-121	PC-122	PC-210	PC-220
	位相比較	同 左	同 左	同 左	同 左	同 左
短絡保護 (S)	流入端だけトリップ	同 左	同 左	同 左	無電流端あるときは両端とも不動作	流入端だけトリップ
接地保護 (G)	方向比較 流入端だけトリップ (シリーズトリップ)	無電流端の有無に不問 両端同時トリップ	同 左	同 左	位相比較 無電流端あるときは両端とも不動作	同 左 流入端だけトリップ
(S)(G) 協調方法	短絡検出要素 FDS による短絡優先	同 左	1 線接地検出要素 HSV-2 による短絡優先	同 左	接地検出要素 HKG-2 による接地優先	位相比較 入力 $I_1 + KI_0$ の $K > 1$ による接地優先
適用系統 (接地方式)	PC+NGR	PC+NGR	PC+NGR	PC+NGR	入力切換方式 I_1 or I_0	入力合成方式 $(I_1 + KI_0)$
使用継電器	キャリアリレー同付属装置	HKB-2	HKB-2	HKB-2	HKB-2	HKB-2
起動リレー (S)	ID (SV)	ID (SV および HV)	ID (HSV-2)	ID (SV)	(ID なく) (HKG-2)	ID (ED)
故障検出リレー (G)	FDS SV HSG	FDS SV HSG	FDS HSV-2 HSG	FDS SV および HSV-2 HSG	FDS HKG-2	FDS ED
付属リレー	JD-10 1× (TAP-10) 1× (FT-PR-10)	JD-10 3× (TAP-10) 2× (FT-PR-10) 1× (SM-4)	JD-10	JD-10		
実 績	九州電力 山家変電所— 上椎葉発電所 110 kV 130 km (現地テスト だけ)	九州電力 山家変電所— 嘉穂変電所 110 kV 25 km	中国電力 新宇部発電所— 宇部変電所 110 kV 7 km	九州電力 築上発電所— 嘉穂変電所— 川崎変電所 110 kV 30 km	日本国有鉄道 新鶴見変電所— 武蔵境変電所 154 kV 25 km	九州電力 刈田変電所— 西谷変電所 220 kV 18 km

保護継電方式分類表である。

以下、各種継電方式を系統だてて説明するため、ここにその方式分類方法を述べておく。

PC-○または PC-○○ は搬送端局装置の形名

PC-○○○ は、電力線搬送保護継電装置の形名、また

MC-○○○ は、マイクロ波リレー装置の形名である。

さらに、電力線搬送保護継電装置 PC-○○○, に関して大別するならば、

100 台は 位相比較方式と方向比較方式の併用方式

200 台は 位相比較だけの方式

300 台は 方向比較だけの方式である。

したがって適用面からみれば

100 台は (PC+NGR) 系 または NGR 系

200 台は 直接接地系 または NGR 系

300 台は 直接接地系 となる機会が多い。しかし決

して、これらに限定されたものではない。また

下 2 ケタは、ほぼ計画された順に番号がとられている。

以下、納入実績ある搬送保護継電装置の具体的な計画性能試験の概要などについて述べるが。

(PC+NGR) 系保護用の代表として、PC-122 形

(NGR) 系保護用の代表として、PC-210 形

また、直接接地系保護用の代表として、PC-220 形搬送保護継電装置について述べる。

2.1 PC-122 形搬送保護継電装置

いずれの装置を計画する場合でも、まず行なわれるのが、交流計算盤による系統計算である。この装置も系統計算を行なって、下記系統条件を求め、さらに下記の端局条件を確認して、装置の計画設計が行なわれている。

(1) 系統条件 (実施例として数値の一部を示す)

a. 背後電源の変動範囲

250~1,000 MVA (4~1% at 10 MVA Base)

すなわち $I_{1\max} \doteq 5,000 \text{ A}$ $I_{1\min} \doteq 1,200 \text{ A}$ で

片端電源になることがある。

b. 最大負荷電力、平均負荷電力

c. 零相有効分電流の変動範囲

$3I_{0\max} \doteq 100 \text{ A}$ } 嘉穂変電所側だけにNGR 常時投入
 $3I_{0\min} \doteq 15 \text{ A}$ } 故障時 8 サイクルで開放、5秒後に再投入

d. 送電線、コウ長 L , リレー換算インピーダンス Z_R

築上発電所~嘉穂変電所 $L \doteq 30 \text{ km}$ $Z_R = 3.17 \Omega$

築上発電所~川崎変電所 $L \doteq 20 \text{ km}$ $Z_R = 2.39 \Omega$

(2) 端局条件

最近の搬送保護継電装置・北浦

a. PT 比 形式 許容負担 VA

CT 比 形式 許容負担 VA

b. 制御電源電圧、およびその変動範囲、許容容量

c. シャ断器 形式 トリップ電流 トリップ時間

投入電流 投入時間

シャ断器 投入条件 トリップ条件

d. 使用搬送周波数 許容周波数帯域、および送信出力

1 回線あたり 1 チャンネル 3 kc 幅 40 db

e. 許容盤面積 盤の体裁

f. 運転保守上の要求

制御開閉器関係 (点検方式)

警報表示関係

予備品関係

以上 (1), (2) の諸条件より、方式、性能として

(3) 方式 性能

a. 短絡保護は正相電流 I_1 を対象とした位相比較方式

b. 地絡保護は高速度選択地絡継電器による 両端協調方式方向比較方式

c. 優先方式は零相電圧 V_0 を動作力とし逆相電圧 V_2 を抑制力とした一線地絡検出継電器による短絡優先方式

d. 再閉路方式

この系統は築上発電所—嘉穂変電所—川崎変電所—築上発電所の 3 回線ループ系統であるゆえ、築上発電所を先行端局、相手端局を待機端局とし、1 線地絡を除く内部故障で搬送保護継電器によりトリップしたとき先行端局が他回線の健全運転状態であることを確認して、一定無電圧時間後にまず自動再投入するが、待機端局は他回線の健全運転状態であることを確認して、先行端局の自動再投入を待機している。先行端局が自動再投入すれば待機端局の線路側 PT または PD に規定電圧印加されるゆえ、これにより自動再投入を行なう方式。

e. 内部故障時の全動作時間

(故障発生よりトリップ回路形成までの時間)

短絡事故時 流入端だけ 5 c/s 以内

無電流端はトリップしない。

地絡事故時 無電流端の有無に関係なく両端同時シャ断...NGR 再投入時機より 15 サイクル以内

f. 位相比較開始電流 ID_1 の動作値: I_{D1}

(正相電流)

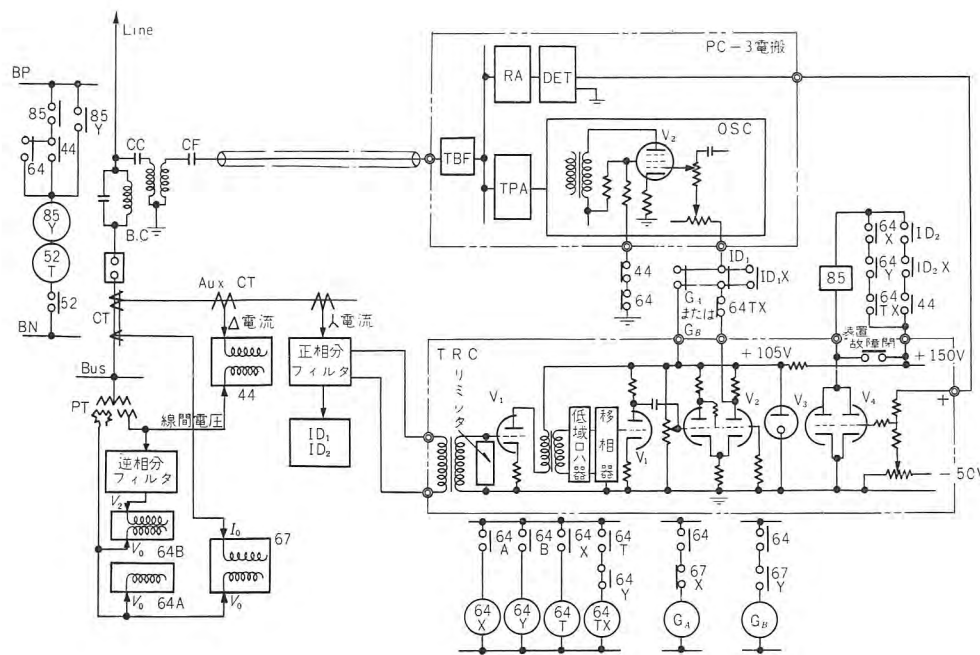


図 2.1 PC-122 形搬送保護継電装置 原理図

Fig. 2.1 Schematic connections of type PC-122 carrier protective relaying.

自動監視開始電流 } ID_2 の動作値: ID_2 (正相電流)
判断回路形成電流 }

$ID_1 = 100A$ (0.63A) 以下

$ID_2 = 2 \times ID_1 = 200A$ (1.26A) 以下

() 内は CT 二次電流

V_0 が 30% のとき継電器に、0.166A の電流が供給されるならば保護可能である。

保護しうる $I_{0 \min}$ は、三次の CT 比により異なる。

以上の諸条件を基礎として計画設計したものが PC-122 形搬送保護継電装置であり、図 2.1 は装置構成の主要を示す原理図であり、図 2.2 はその地絡保護動作原理図、図 2.3 はその所要負担 VA 図、また図 2.4 はその外観図である。

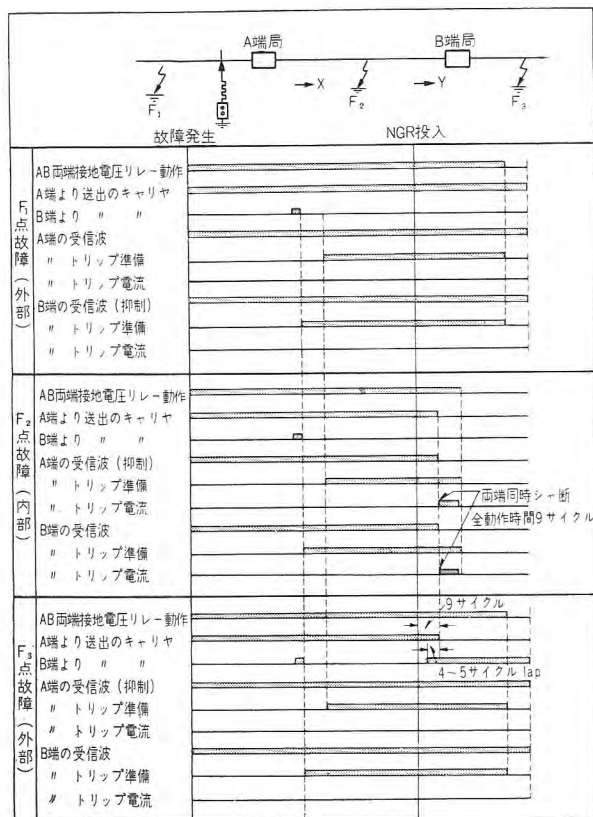


図 2.2 PC-122 形搬送保護継電装置 地絡保護動作原理図

Fig. 2.2 Principal operations on ground fault protection of type PC-122 carrier protective relay scheme.

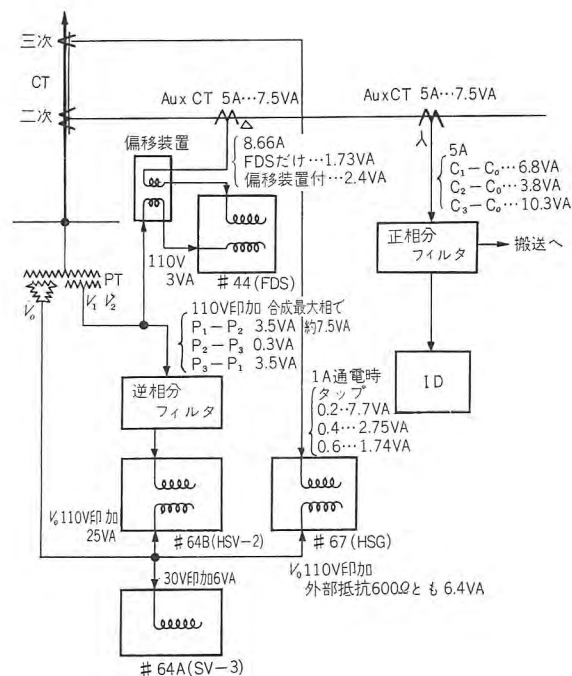


図 2.3 PC-122 形搬送保護継電装置 所要負担 VA 図

Fig. 2.3 The CT and PT burdens of type PC-122 carrier protective relay scheme.

これら正相電流を含む、単相電流はこれらの値の $\sqrt{3}$ 倍である。

g. 保護しうる

$3I_{0 \min}$ の値

$3I_{0 \max} = 100A$ の

30%以上の故障を保護するものとし、2回

線分流時を考えれば $3I_0 = \frac{30}{2} = 15A$ 。この

ときの継電器供給電流 I_R は CT 三次の

巻線を 30 ターンとし巻線比どおり供給

されるものとすれば

$$I_R = \frac{15}{90} = 0.166A$$

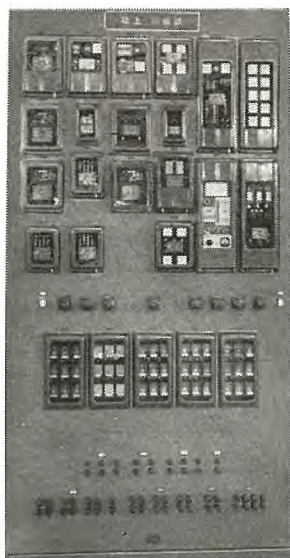


図 2.4 PC-122 形搬送保護
継電装置
Fig. 2.4 Front view of type
PC-122 carrier protective
relay scheme.

(3) 性能試験結果

a. 短絡保護動作試験

全動作時間は前記のように5サイクル以内を目標に設計したが、総合試験の結果は2.5～3.5サイクルであった。また外部故障に対しては故障の発生除去系統分離時の故障電流の急変などによる誤動作がないように、搬送波の送出開始が、判断回路形成に先行し、逆に搬送波送出停止は、判断回路開放後となる

よう、両端局 ID_1 , ID_2 , ID_1X , ID_2X の動作値、復帰値、動作時間、復帰時間の協調がとれていることを絶対に必要とする。これを確認する方法として、1～30サイクルごとに1～30サイクル継続する外部故障を無電流を含む各種潮流状態より、連続的に1,000回くらい発生除去したが、全然誤動作がなかった。なお協調が問題になる継電器の試験はすべて、制御電源電圧の変動も max, min の両極端を考慮し、かつ、その特性の経年変化を考慮して、現実より苛酷な状態に1週間さらした後の特性変化が規定値以内（将来の経年変化を考慮してなおかつ十分に協調をとりうる範囲内）にあるものを合格としている。

b. 地絡保護動作試験

全動作時間は前記のように NGR 再投入時機より15サイクル以内を目標に設計したが、工場における総合試験および昭和34年9月5日に現地で行なわれた模擬試験によれば、約9～10サイクルであった。また外部故障に対しては、図2.2に示すように、非接地端局側外部故障で両端局より送出の搬送波の切り換え時機の重畳時間は約4～5サイクルあり十分に協調がとれている。外部故障除去時は前記短絡保護と同様、両端の判断回路がともに開放されて後、抑制波が停止されることを絶対に必要とするが、この協調においても約10サイクル以上の余裕を有している。

この装置は、(PC+NGR)系の保護装置であるから NGR の投入前はもちろん、投入後も、間欠地絡にさら最近の搬送保護継電装置・北浦

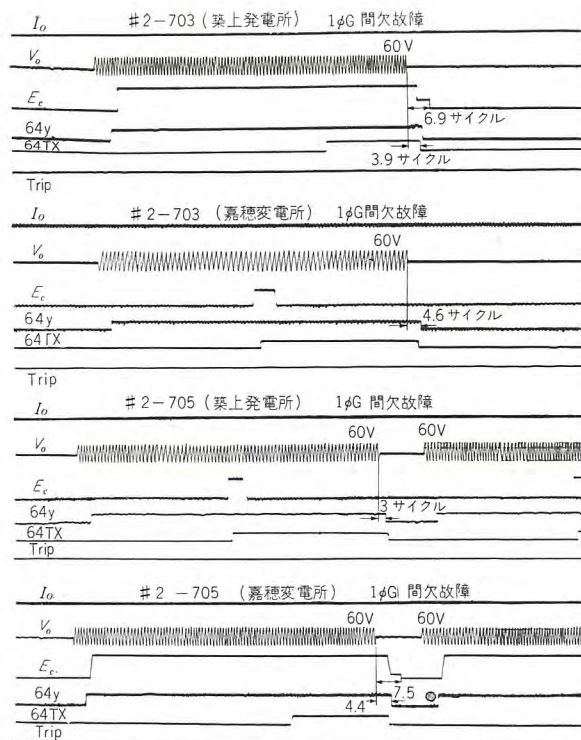


図 2.5 1φG 間欠故障 オシログラム
Fig. 2.5 Oscillograms of test results at intermittent one line ground fault.

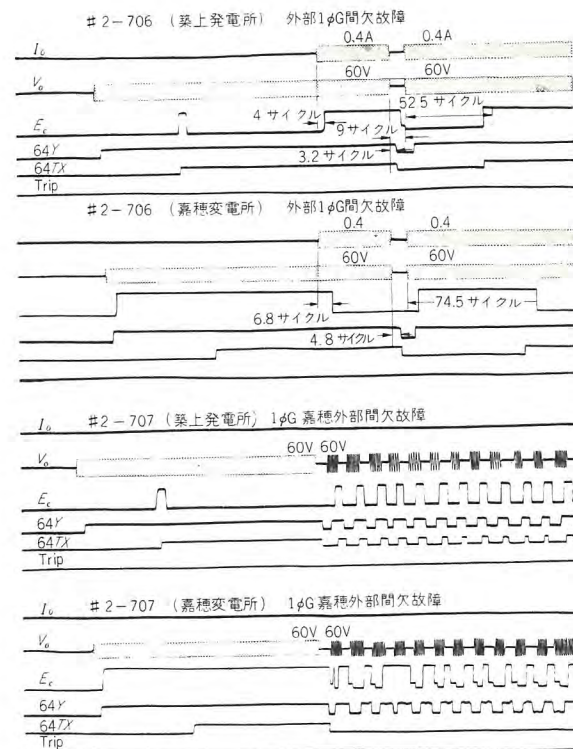


図 2.6 1φG 間欠故障 オシログラム
Fig. 2.6 Oscillograms of test results at intermittent one line ground fault.

される機会が多いゆえ、前記、短絡保護動作試験と同様地絡についても、トリップ回路形成準備完了前後を通じて連続1,000回以上の間欠試験を行なって誤動作していないことを確認している。またこれと類似の現象を前記

の現地模擬試験において経験し、異常ないことを確認している。

図 2.5, 2.6 は、トリップ回路形成準備完了はもちろん準備完了後に間欠地絡が発生しても誤動作しないことを確認したオシログラムである。開閉器で断続させているから、ク形波状の断続であるが、実際の間欠地絡では直流分高調波分を含み、さらに減衰波形となるものである。

c. 多重故障保護動作試験

外部短絡と、内部 1 線地絡が同時に発生したときは、この装置は、HSV-2 形一線地絡検出継電器による短絡優先を行なっているから、外部短絡除去後地絡保護動作を行なう。また、内部 1 線地絡より 2 線地絡に移行したときは、移行瞬時よりトリップ形成までの時間は図 2.7, 2.8 に示すように、6~7 サイクルである。

このほか多重故障の種類は多々あるが、2 回線にまたがる多重故障、CT をまたぐ内外多重故障などにおいて外部故障であれば絶対に誤動作せず、内部故障を含むときは必ずトリップ回路を形成するという性能は方向比較より位相比較のほうがすぐれている。これは、方向比較の内外故障の判定限界が ± 90 度であるのに対し、位相比較の判定限界が ± 60 度であるためで、実際の系統計



図 2.7 内部 2 ϕ G および外部 2 ϕ G \rightarrow 1 ϕ G オシログラム
Fig. 2.7 Oscillograms of test results at two line ground fault for protective zone, and one line ground fault following two line ground fault out of protective zone.

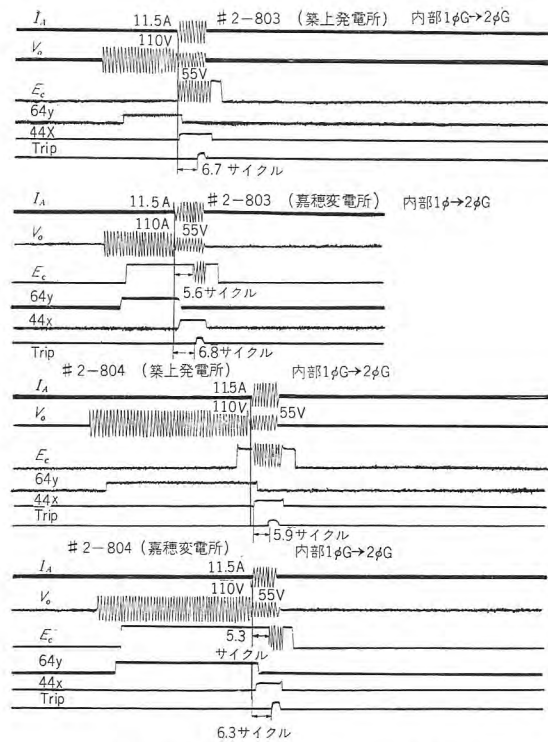


図 2.8 内部 1 ϕ G \rightarrow 2 ϕ G オシログラム

Fig. 2.8 Oscillograms of test results at two line ground fault for protective zone following one line ground fault.

算例は後述 NPC-220 形搬送保護継電装置のところで述べる。

この装置においては、地絡保護動作開始または打ち切りの時機が両端の HSV-2 形一線地絡故障検出継電器により行なわれているから、その動作限界特性が、系統条件に適合しているか、また、動作時間、復帰時間特性が、両端で協調がとれているかが、この装置の性能上重要な要因である。図 2.9 は HSV 形一線地絡検出継電器

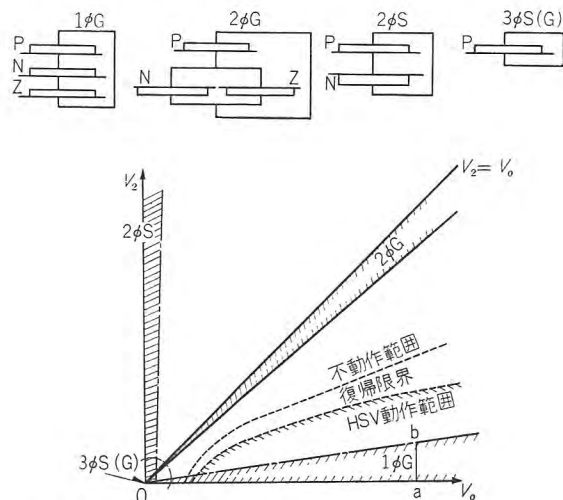


図 2.9 抵抗接地系統内各種故障の V_0 - V_2 平面における存在領域

Fig. 2.9 A locus on V_0 - V_2 plane for various faults at resistance grounded system.

の動作特性が、どのように選定されるべきかを定性的に説明するもので、実際に計画する場合には、前記系統諸常数を 1 ϕ G, 2 ϕ G, 2 ϕ S, 3 ϕ S(G) の等価回路に代入し、抵抗接地系統内の各種故障の V_0-V_2 平面における存在領域を求めた上で、HSV 形継電器の特性を選定している。

2.2 PC-210 形搬送保護継電装置

この装置は、抵抗接地系統の短絡および地絡を

保護するものであるが 3 ϕ S(G) 2 ϕ S のように故障電流中に零相電流 I_0 が含まれない事故に対しては正相電流 I_1 を対象に、また 2 ϕ G, 1 ϕ G のように故障電流中に零相電流 I_0 が含まれる事故に対しては零相電流 I_0 を対象に位相比較を行なう方式である。故障電流中に I_0 を含むか否かは、各端局の中性点電流 I_{NGR} の検出により行なわれている。いうまでもないが、位相比較の対象となる $I_1 I_0$ は線路電流中の $I_1 I_0$ である。この装置を適用した系統は短絡地絡とも事故時に無電流端を生じない系統であるから常時送出方式を採用している。すなわち装置が生かされ遮断器が投入されると、ただちに連続抑制波が送出され負荷電流が一定値以上となれば I_1 の位相に応じて断続し始め、さらに一定値以上となれば、正規の位相比較状態となり、さらに一定値以上となれば、装置の事故監視を開始する。位相比較の原理、特性などは巻末の技術解説に述べてある PC-220 形と同様である。この装置は常時送出方式であるから I_1 の位相比較に関する限りまったく両端の接点協調の問題がなく、誤動作の恐れがまったくない。とくに、電圧値も小となるが、電流値も小となるような脱調事故時に接点協調の問題がないから有利である。

図 2.10 は、この装置の原理図であるが、図示のように搬送波の送出制御用入力 I_1, I_0 の切り換え時機に対する協調がこの装置の急所であり、とくに念を入れてある。すなわちいずれの端局も、 $I_1 \rightarrow I_0$ または $I_0 \rightarrow I_1$ の切り換え時に、切り換え開始前に、まず連続抑制波を送出し、連続

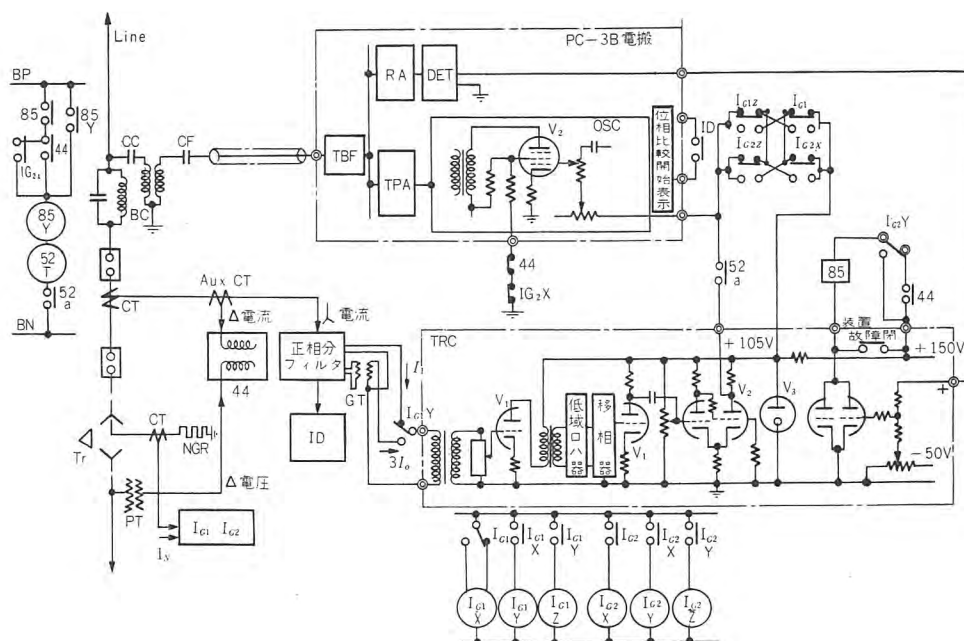


図 2.10 PC-210 形搬送保護継電装置 原理図
Fig. 2.10 Schematic connections of type PC-210 carrier protective relay scheme.

抑制波送出中に切り換えを完了し、判断回路形成後に、連続抑制波の送出を停止して、 I_1 または I_0 の正規の位相比較を行なうようにしてある。したがって、各端の $I_1 \rightarrow I_0$ の切り換えを行なう、HKG-2 形継電器 (I_{NGR} 検出継電器) などの動作値、復帰値、動作時間、復帰時間にバラツキがあったとしても、一端が I_0 を対象に、他端が I_1 を対象に位相比較して、誤動作してしまうということが起らない。

たとえば、現実にはあまり起らない現象であるが、かりに故障点抵抗が大なる微接地が遠方外部で発生し、A 端の $I_{G1} I_{G2}$ ともに動作したが、B 端は I_{G1} だけであったとする。(I_{G1} で切り換えを行ない、 I_{G2} で判断回路を形成させるため、いずれかの I_{G2} が動作状態のときは両端とも I_{G1} が動作状態にあるよう感度を選定してある)

このような、チグハグ動作の場合においても、B 端は切り換えを開始するが、判断回路の形成が行なわれないから連続抑制が出たまま、誤動作の恐れがない。もし B 端の I_{G2} が遅れて動作したとすれば、そのとき初めて連続抑制波が停止され、両端とも I_0 を対象とした位相比較を行ない、もし内部故障であれば、両端同時遮断を行なう。この装置の内部故障発生よりトリップ回路形成までの全動作時間は短絡地絡とも 5 サイクル以内としているが、試験結果では 3 サイクル以内であった。これは、上記のような協調方法をとったから、従来のように十二分の余裕をとる必要がないためである。

つぎに、これは搬送継電装置自体の問題ではないが、

適用端局の線路（高圧）側に PT なきため、変圧器の低圧側 PT より、短絡故障検出継電器の電圧を供給してある。

したがって、この距離継電器は、変圧器のインピーダンス、電源、負荷、配分を考慮した計算を基に、被保護区間が、動作範囲のほぼ中央にくるように、オフセットモー特性に整定してある。

そのほかは PC-122 形、PC-220 形などと同様である。

2.3 PC-220 形搬送保護継電装置

(1) 系統計算例

この装置は、線路の正相電流 I_1 零相電流 I_0 を一定の比率 k でベクトル合成した $(I_1 + kI_0)$ の電気量を対象に位相比較して内外故障の判定を行なっている。この装置の主継電要素は図 2.11 所要負担 VA 図に示すように簡単である。この装置の適用範囲、特長、動作原理、動

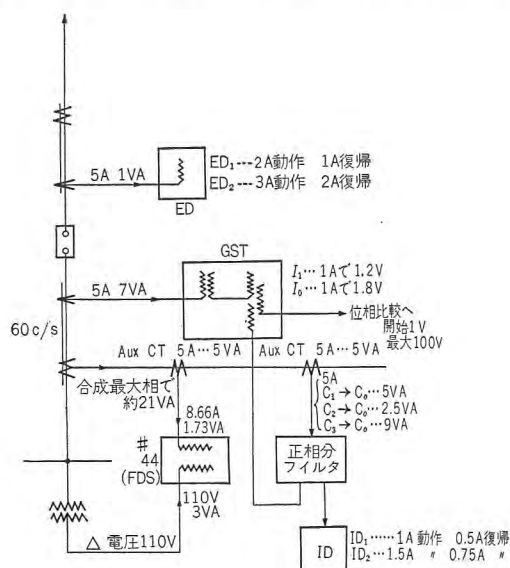


図 2.11 PC-220 形搬送保護継電装置所要負担 VA 図
Fig. 2.11 CT and PT burdens of type PC-220 carrier protective relay scheme.

作特性などは巻末技術解説に記載してあるから、ここでは、この装置の急所であるところの I_1 と I_0 の合成比率 k を具体的にどのような系統計算を基にして決定したか説明する。

a. 1φG 事故時の貫通負荷電流の吟味

この装置の適用系統において最悪の場合 図 2.12 に示すような構成となる。系統常数の実数部を無視した近似計算を行なっても、これを加味した計算と大差ないゆえ説明を簡単にするため、虚数部だけで書いてある。虚数部だけとすれば DC Board の計算と同じことで、図示の矢印の方向に電流が流れて、位相としては(+)か(-)かだけ考えればよい。図 2.12 に示すように

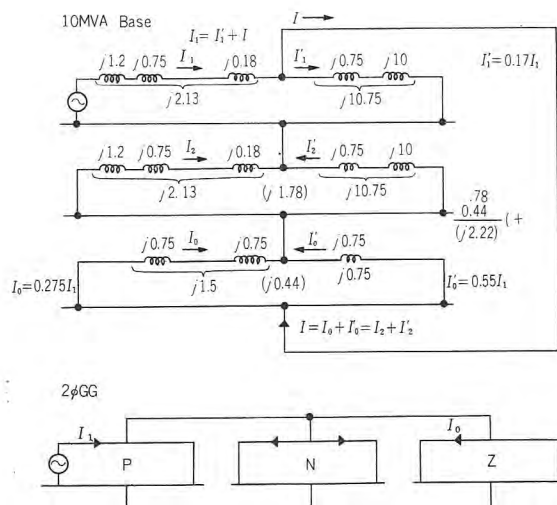
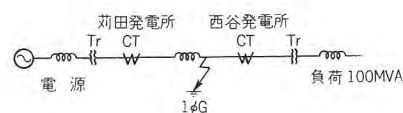


図 2.12 苅田発電所-西谷変電所 1φG 事故時の貫通負荷電流の吟味

Fig. 2.12 Checking calculation of throughing currents at one line ground fault on the transmission line between Karita and Nishitani substations on the Kyushu Electric Co.

$$I_1 = I_1' + I \quad (2.1)$$

$$I = I_0 + I_0' \quad (2.2)$$

$$I_1' = I_1 \times \frac{0.44 + 1.78}{10.75 + 0.44 + 1.78} = \frac{2.22}{12.97} = 0.17 I_1 \quad (2.3)$$

$$I = I_1 \times \frac{10.75}{12.97} = 0.83 I_1 \quad (2.4)$$

$$I_0 = I \times \frac{0.75}{2.25} = 0.275 I_1 \quad (2.5)$$

$$I_0' = I \times \frac{1.5}{2.25} = 0.555 I_1 \quad (2.6)$$

$$\therefore I_1 + kI_0 = I_1(1 + 0.275k) \quad (2.7)$$

$$I_1' + kI_0' = I_1(-0.17 + 0.555k) \quad (2.8)$$

式(2.7), (2.8)の符号は、故障点への流入方向を正とした。

以上の計算結果では、かりに $k=1$ としても貫通負荷電流の正相分のために、内部故障を外部故障と誤判定する恐れはない。実際には、後述の計算結果より $k=8 \sim 10$ に選定してあるから、なおいっそう確実である。

式(2.7), (2.8)よりいえることは $k > 1$ として地絡優先にすべきであるということである。

b. 2φSG 事故時の I_1 と I_0 の位相関係吟味

1φG は P, N, Z の直列回路で I_1 と I_0 の位相がほぼ同相となるが（もっとも、故障相によっては ± 120 度の位相差を有するが）2φSG は図 2.12 に示すように PNZ 並列回路で表わされ I_1 と I_0 の位相がほぼ逆位相となる。

(故障相によっては
±60度の位相差とな
る)したがって $k > 1$
として、地絡優先を
とる以上、少なくと
も k を4以上くらい
にとらないと ($I_1 +$
 kI_0) の位相が、系統
条件、故障相により
反転する恐れがあ
る。

c. 2φS事故時の 貫通負荷電流の吟味

2φS事故時は I_0
=0 であり、これは

k には関係なく位相
比較自体の問題であ
って 3.2 PC-131形、

PC-132 形、において説明してあるように、位相比較を
開始する電流検出継電器 ID_1 の整定により対策をとって
いる。

詳細は式 (3.1)~(3.8) 参照。

d. 内部異地点の異相地絡事故時の見掛上零相電流の

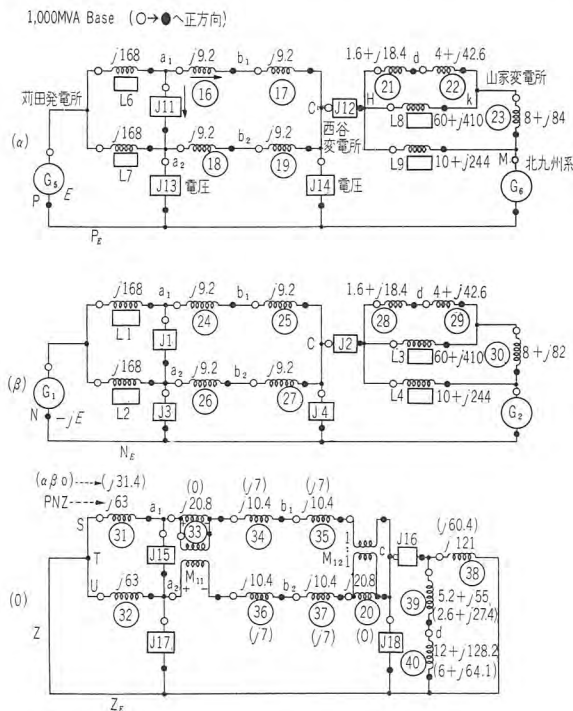


図 2.13 刈田発電所-西谷変電所系統計算用回路図

Fig. 2.13 System impedance diagrams of the transmission line between Karita and Nishitani substations of the Kyūshū Electric Power Co.

最近の搬送保護継電装置・北浦

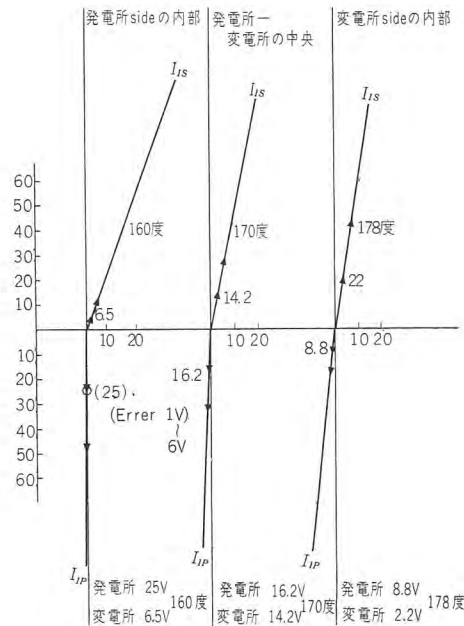


図 2.14 3φS ベクトル図

Fig. 2.14 Vector diagrams of fault currents at three phase faults.

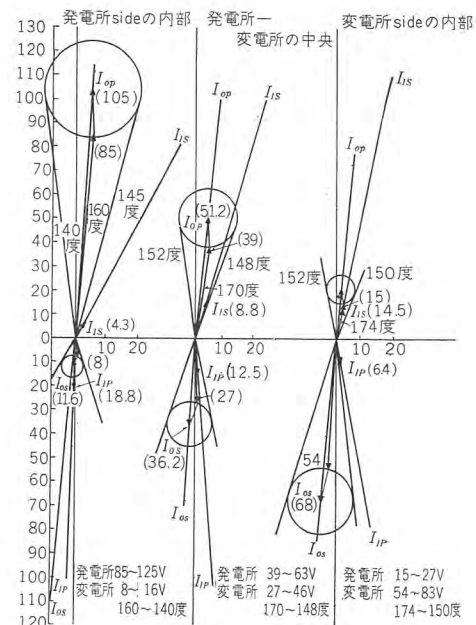


図 2.15 2φSG ベクトル図

Fig. 2.15 Vector diagrams of fault currents at two line ground faults.

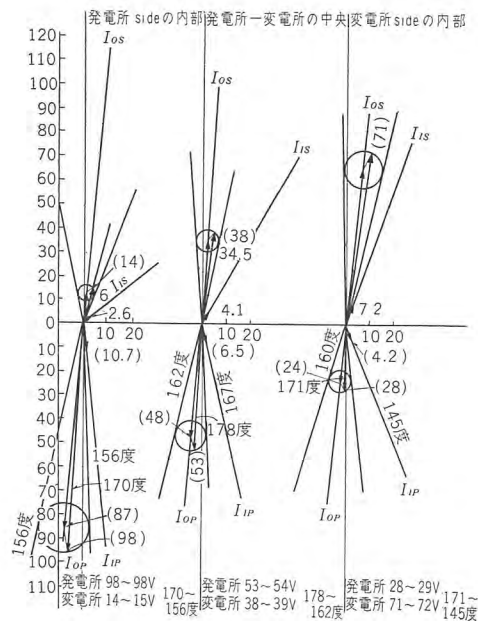


図 2.16 1φG ベクトル図

Fig. 2.16 Vector diagrams of fault currents at one line ground faults.

吟味

平行2回線の異地点異相地絡が発生すると見掛上の零相電流が貫通してみえるから、これを吟味するための計算を行なったが、両端局変圧器の中性点が直接接地されている限りこの心配がない。中性点が浮いた場合、あるいは、高抵抗接地系統で、送電線コウ長が長いときこの問題に遭遇する。

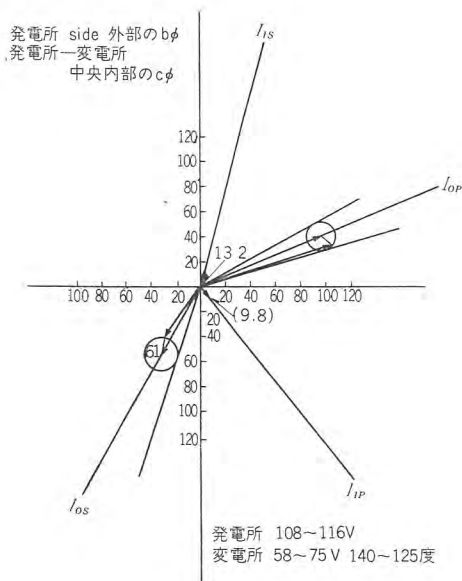


図 2.17 CT をまたぐ異相地絡ベクトル図
Fig. 2.17 Vector diagram of fault currents at multi-grounded fault laid across the CT connect to the relay.

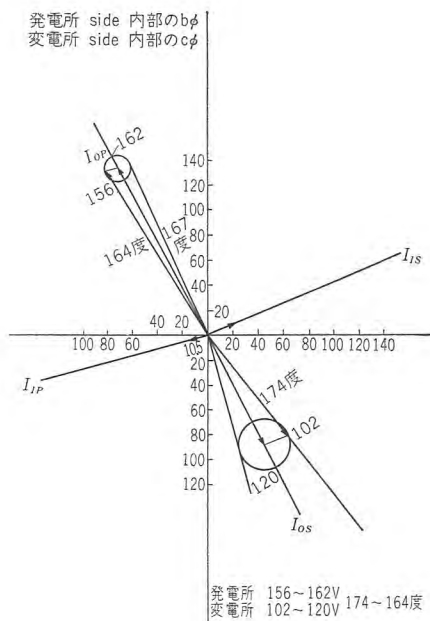


図 2.18 異地点内部の異相地絡ベクトル図
Fig. 2.18 Vector diagram of fault currents on multi-grounded fault at different points in protective zone.

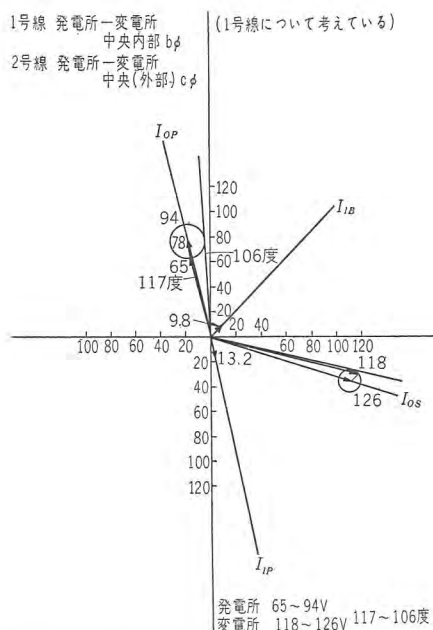


図 2.19 両回線にまたがる異相地絡ベクトル図
Fig. 2.19 Vector diagram of fault currents at multi-grounded fault across both circuits of parallel lines.

e. CT をまたぐ異相地絡事故

両回線にまたがる異相地絡事故時の吟味

これらについては簡単な等価回路、近似計算などでは求められないので図 2.13 に示すような系統計算用回路図を基に交流計算機で計算を行なった。

図 2.14~2.19 は、その計算結果より、 $k=8$ として (I_1+kI_0) を求め 3 ϕ S(G) (図 2.14), 2 ϕ S 2 ϕ SG(図 2.15) 1 ϕ G (図 2.16) などの単純故障はもちろん、CT

をまたぐ異相地絡(図 2.17), 異地点内部の異相地絡(図 2.18), 両回線にまたがる異相地絡(図 2.19)などの多重故障に対しても、保護区間内部に故障点がある限り必ず両端同時シャ断を行ない、保護区間内部にまったく故障点がない場合には、外部でいかなる多重故障が発生していても、両端局を同一電流が貫通して誤動作せず、位相比較が、多重故障に対して保護能力が大きい一例を示している。しかしこれは、今回適用した系統、あるいはこれ

と類似の系統についていえることであって一般的な証明ではないから、普遍的な結論にはならない。

これらの図において、位相関係は、電流が両端局を貫通している場合に同相としてあるから、図示例のようにほぼ 180 度の位相差あるときは、両端流入の位相関係にある。単純故障の場合には 180~140 度の位相差があり多重故障の場合には 180~106 度の位相差がある。

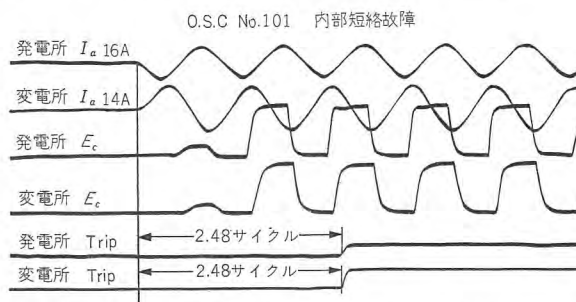


図 2.20 内部短絡故障 オシログラム
Fig. 2.20 Oscillogram of test result at three phase fault in protective zone.

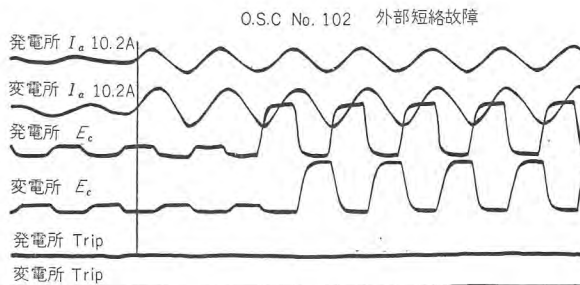


図 2.21 外部短絡故障 オシログラム
Fig. 2.21 Oscillogram of test result at three phase fault out of protective zone.

位相比較の内外故障の判定限界位相差角を ± 60 度付近に選定してあるから上記のように、多重故障でも保護能力を発揮しうるのである。すなわち、位相比較の動作範囲が $\frac{240}{360} = \frac{2}{3}$ であるのに対し、方向比較の動作範囲は $\frac{180}{360} = \frac{1}{2}$ であるからこの点では位相比較のほうが有利である。

(2) 性能試験結果

図 2.20 は内部短絡故障時のオシログラムであるが発電所と変電所の故障電流位相が流入位相となっているから(貫通位相を同相に選定してある)搬送波を送出する時機が一致して、合成抑制波は断続状態となり、判断回路形

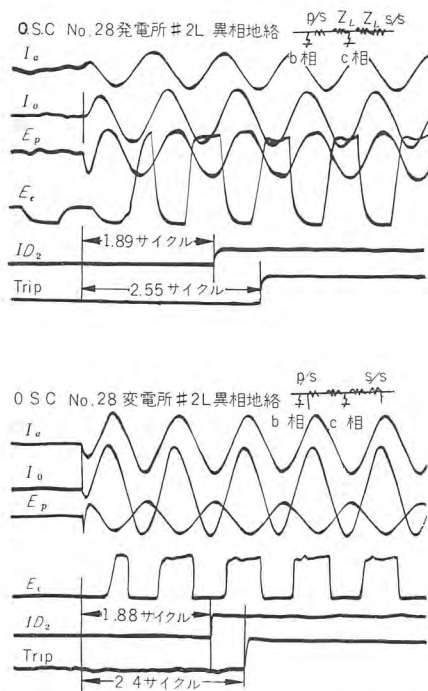


図 2.22 発電所の CT をまたぐ異相地絡オシログラム

Fig. 2.22 Oscillograms of test result at multi-grounded fault across CT connect to the relay.

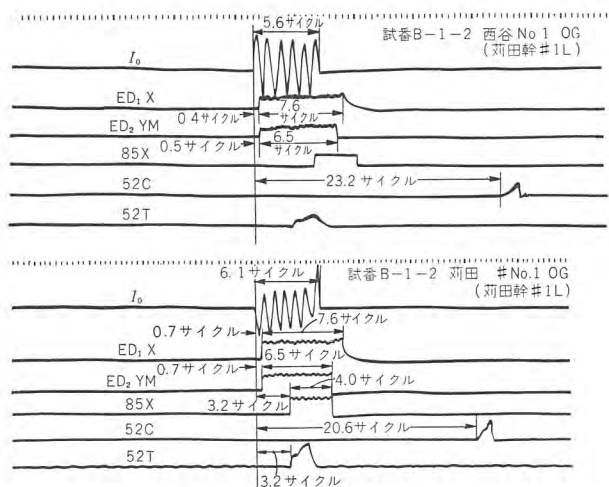


図 2.23 現地試験オシログラム

Fig. 2.23 Oscillograms of field test results on of 220 kV solid ground system of the Kyushu Electric Power Company.

最近の搬送保護継電装置・北浦

成と同時に両端とも 2.48 サイクルでトリップ回路を形成している。図 2.21 は外部短絡故障時のオシログラムであるが発電所と変電所の故障電流位相が貫通位相となっているから、搬送波を送出する時機が、半波ごとに交互になって、合成抑制波は連続状態となり、判断回路形成後といえども両端局ともトリップ回路を形成していない。

図 2.22 は、発電所側 CT をまたぐ異相地絡のオシログラムである。このときは $(I_1 + kI_0)$ の I_0 の位相関係が支配的となりこの位相関係いかんで内外故障の判定が行なわれる。

この場合発電所側は 2.55 サイクルで、変電所側は 2.4 サイクルでトリップ回路を形成し、多重故障であっても内部に故障点があれば故障除去しうることを示している。

図 2.23 は昭和 34 年 7 月 19 日九州電力西谷変電所一刈田発電所で行なわれた 220 kV 直接接地系の 1 線地絡現地試験時のオシログラムであるが、変電所、発電所とも故障発生後 6.5 サイクルで故障を除去し、変電所は 23.2 サイクル、発電所は 20.6 サイクルで自動再投入している。シャ断器のトリップ時間は 3 サイクルであるから、故障発生よりトリップ回路形成までの継電器全動作時間は 3.5 サイクルである。図 2.23 は 1 号線内部 1φG の場合であるが、2 号線内部 1φG でも 2 号線の両端が約 5.5 サイクルで故障除去している。このほかに 1 回外部故障試験が行なわれ、合計 3 回の現地試験が行なわれたがいずれも両回線とも、正動作で、内部故障時の動作時間は 2.5~3.5 サイクルであった。一般に現地試験は納入当時に行なわれるのであるが、この現地試験は納入後約 10 ヶ月経過して行なわれ、各継電要素搬送装置の経年変化がないことが確認された。

3. 最近の継電装置

前章では、納入実績ある搬送保護継電装置の具体的な諸問題について説明したが、本章では現在計画のものについて、原理の概要を説明する。

3.1 PC-130 形搬送保護継電装置

(1) 概要

この装置は、抵抗接地系の短絡保護および地絡保護を行なうものである。このような系統は、短絡時、短絡故障電流を供給する背後電源、地絡時、地絡故障電流を供給する中性点抵抗 NGR が必ずしも AB 両端局背後に存在するとは限らない。この装置は、内部短絡に対しては両端電源の場合、両端同時高速度シャ断を行ない、片端

電源の場合は流入端だけ高速度シャ断を行なう。また、地絡故障に対しては、無電流端の有無に関係なく両端同時シャ断を行なうものである。この装置の動作時間すなわち、故障発生よりこの装置によるトリップ回路形成までの時間は単純な短絡故障だけのとき 3~5 サイクル以内、外部地絡より内部短絡に移行したとき 5~10 サイクル以内、単純な 1 線地絡故障だけのとき 5~12 サイクル以内である。この装置は 1φG に対しては方向比較により 2φG, 2φS, 3φS(G) に対しては位相比較により故障が保護区間内外いずれにあるかを選択する。なお、短絡優先を採用しているから、外部に短絡故障、内部に地絡故障が同時に発生したときは短絡故障に対する保護動作が完了後地絡保護に移る。また、逆に内部に短絡故障、外部に地絡故障発生の場合は、短絡保護動作が優先する。この優先方式は零相電圧の大きさに比例した電流を動作コイルに供給し、逆相電圧の大きさに比例した電流を抑制コイルに供給する HSV-4 形一線地絡検出継電器により行なっている。また、1 線地絡に対する方向比較は選択接地継電器の方向判定結果により行ない、短絡に対する位相比較は、各端局線路電流の正相分電流 I_1 の位相を対象として行なっている。この装置の特長は 1 線地絡時無電流端すなわち無判定端を生じた場合には無判定端局より零相電圧または線間電圧、正相電圧健全相の相電圧など両端局で同一位相で検出する電気量の位相を基準として半波ごとの断続抑制

波を送出し、両端とも無電流端のときこの断続波が交互に送出されてその合成が時間経過に対し連続的になるように極性を選定しているから両端無判定時にも誤動作を阻止し、また一端だけ無電流のときは流入端よりはまったく抑制波が送出されず無判定端だけ断続波を送出して合成抑制波が半波ごとの断続となって、流入端はもちろん、無電流端も高速度同時シャ断しうることである。

図 3.1 はこの装置の原

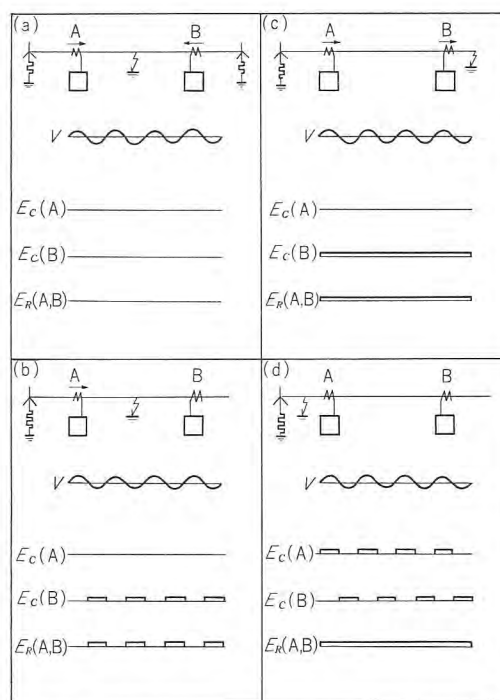


図 3.2 PC-130 形搬送保護継電装置 地絡保護動作原理図
Fig. 3.2 Principal operations on ground fault protection of type PC-130 carrier protective relay scheme.

理図である。

(2) 原理

搬送波制御条件ならびに内外故障弁別条件は下記のとおりである。

a. 位相比較波送出条件 (短絡保護)

(a) (50E-a) いずれかの相の線間電圧が規定値以下

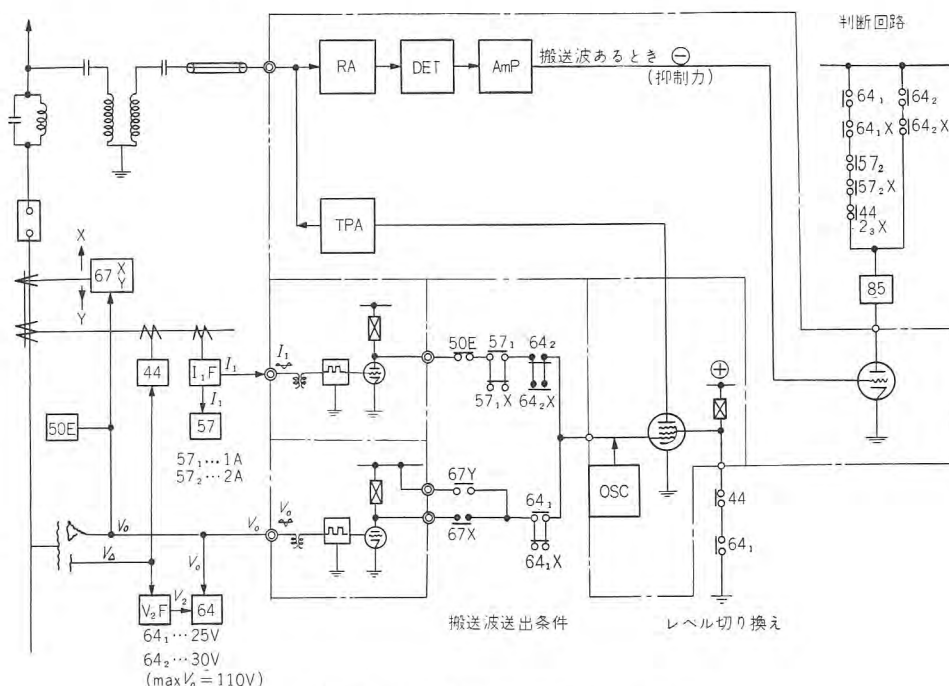


図 3.1 PC-130 形搬送保護継電装置 原理図

Fig. 3.1 Schematic connections of type PC-130 carrier protective relay scheme.

であること。(故障時送出阻止釈放方式)

- (b) (57₁-a) } 線路の正相電流 I_1 が規定値以上あ
(57₁X-a) } ること。
(c) (64₂-b) } 1線地絡故障が発生していないこと。
(64₂X-b) }

b. 方向比較波送出条件 (1 線地絡保護)

- (a) (64₁-a) } 1 線地絡故障が発生していること。
(64₁X-a) } かつ
(b) (67Y-a) 地絡故障電力が外部方向であること。
……このときは連続抑制波 または、
(c) (67X-b) 無電流で電力方向無判定のとき。……
このときは V_0 の位相を基準とした半波ごとの断続
波送出。地絡故障電力が内部方向であるときは全然
抑制波を送出しない。

c. 位相比較判定回路

- (a) (64₁-a) (64₁X-a) 1 線地絡故障が発生してい
ないこと。
(b) (57₂-a) (57₂X-a) 線路の正相電流 I_1 が規定値
以上あること。
(c) (44 Z₃X-a) 距離継電器の第3段整定範囲内の短
絡故障であること。

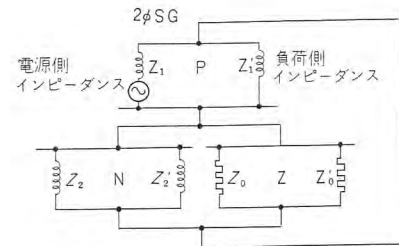
d. 方向比較判定回路

- (a) (64₂-a) (64₂X-a) 1 線地絡故障が発生している
こと。

図3.2はこの装置の地絡保護動作原理を示したもので
ある。前記 PC-122 形も、同じく片端接地系統の内部1線
地絡で両端同時シャ断を行なうが、この場合には背後に
NGR が存在する端局と存在しない端局とでその継電要
素の構成が異なっている。いわゆる非対称構成である。
したがって NGR の挿入方法が変れば装置の切換えを必
要とするものであるが、PC-130 形は以上の説明より明
らかなように、両端とも同一装置であるから、系統構成
が変化しても切換えを必要とせずに両端同時シャ断が可
能であり、運転保守が簡易で、予備品などの互換性もあ
って、PC-120 台よりはすぐれている。

3.2 PC-131 形, PC-132 形, PC-133 形, PC-134 形 搬送保護継電装置

PC-131 形, PC-132 形, PC-133 形, PC-134 形搬送
保護継電装置は PC-130 形搬送保護継電装置とほとんど
大部分が同一の構成であるが、PC-130 形に下記のような
欠点を含んでいるからこれを改めたものである。この
改良点は、さきに PC-130 形の項で PC-130 形の欠
点として説明しておくべき事項であったが、反復するの
最近の搬送保護継電装置・北浦



抵抗接地系統では Z_0, Z_0' は $Z_1 \approx Z_2 \approx Z$, $Z_1' \approx Z_2' \approx Z'$ に比し大であるから $2\phi SG$ も $2\phi S$ の等価回路で近似計算しうる

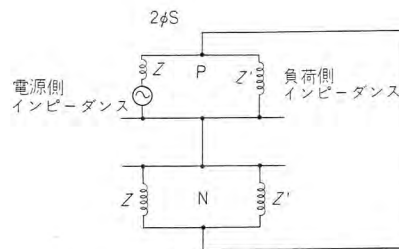


図 3.3 2φSG, 2φS 事故時の貫通負荷電流を求める
等価回路図

Fig. 3.3 Equivalent circuits calculating the throughing load
current at two line ground fault and two phase
short circuit fault.

ここで述べる。すなわち短絡故障のうち $2\phi G$, $2\phi S$
を位相比較方式により保護すると、系統構成いかんによ
っては、負荷電流の大なるときの内部故障で貫通負荷電
流により、故障電流流入端もトリップし得ないことであ
る。PC-130 形ではこの対策として、正相電流検出リレ
ーの整定を、貫通負荷電流程度の電流では、これを無電
流と判断するよう整定することになっているが、一方では
内部故障時の最小故障電流がこの整定値の少なくとも 2
倍程度以上になるよう整定すべきである。したがって、
最小背後電力 P_{min} のときに生ずる最小内部故障正相電
流 I_{1Fmin} が、最大背後電力 P_{max} でかつ最大負荷電力
 P_{Lmax} のときに生ずる最大貫通負荷正相電流 I_{1Lmax} の
約 2 倍以上という条件より P_{min} , P_{max} , P_{Lmax} の間に
制限を生じ適用可能系統が限定されることとなる。すな
わち、図 3.3 に示される $2\phi S$ の等価回路より

$$I_1 = \frac{E}{Z + \frac{Z Z'}{2Z + Z'}} \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$$I_1' = I \times \frac{Z}{2Z + Z'} = \frac{E}{2(Z + Z')} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

ゆえに式 (3.1) より

$$I_{1Fmin} = \frac{E}{2Z_{max}} \quad (Z'_{max} = \infty) \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

また式 (3.2) より

$$I_{1Lmax} = \frac{E}{2(Z_{min} + Z'_{min})} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

位相比較を開始する正相電流を I_{D1} とすれば

$$I_{1Lmax} < I_{D1} < I_{1Fmin} \cdot \frac{1}{k} \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

k は位相比較を行なう場合両端の協調上必要な係数で

前述のように $k \geq 2$ に選定される。式 (3.5) より

$$k Z_{\max} < Z_{\min} + Z'_{\min} \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

$$P_{\min} = \frac{100}{Z_{\max}} \cdot P_{\text{Base}}, \quad P_{\max} = \frac{100}{Z_{\min}} \cdot P_{\text{Base}},$$

$$P_{L \max} = \frac{100}{Z_{L \min}} \cdot P_{\text{Base}} \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

$$\therefore k \frac{1}{P_{\min}} < \frac{1}{P_{\max}} + \frac{1}{P_{L \max}} \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

たとえば、最小背後電力 $P_{\min} = 200 \text{ MVA}$

最大背後電力 $P_{\max} = 5,000 \text{ MVA}$

$k=2$ とすれば

式(3.8)が成立する最大負荷電力 $P_{L \max}$ (MVA) は

$$\frac{2}{200} < \frac{1}{5000} + \frac{1}{P_{L \max}}$$

ゆえに $P_{L \max} \doteq 100 \text{ MVA}$ となる。

この欠点の対策としては、位相比較の対象となる電氣量を、単に、正相電流 I_1 とせず、逆相電流 I_2 をある比率で加えたもの、すなわち $(I_1 + kI_2)$ をもって位相比較するか、あるいは、3 ϕ S(G) または脱調事故時のように3相とも線間電圧が低下したときは、正相電流 I_1 を、また2 ϕ S、2 ϕ G のように一つの線間電圧が低下して、他の2組の線間電圧がほぼ等しく残有したときは、逆相電流 I_2 を位相比較回路への入力として与える入力切換え方式を採用すれば、この欠点を排除することができる。前者の入力合成方式をPC-131形搬送保護継電方式、後者の入力切換え方式をPC-132形搬送保護継電方式と称す。入力合成方式は、前記PC-220形の項で述べた $(I_1 + kI_0)$ の入力合成方式と同様であり、また入力切換え方式は、前記PC-210形の項で述べたと同様である。以上のPC-131形、PC-132形は、その他の点についてはまったくPC-130形と同様である。つぎに述べるPC-133形搬送保護継電装置は、同じく2 ϕ S、2 ϕ G に対する対策であるが、これらの故障を1 ϕ G に対すると同様の方向比較方式により保護する方式である。すなわち、3 ϕ S(G)、脱調事故は、位相比較方式により、2 ϕ S、2 ϕ G、1 ϕ G は、方向比較方式により保護する方式である。3 ϕ S(G) の場合だけ従来の位相比較方式を採用しているから、一端電源の内部故障時流入端だけトリップして、無電流端はトリップしないが、2 ϕ S、2 ϕ G、1 ϕ G は方向比較を採用し、無電流端対策として前述の零相電圧 V_0 の代わりに健全相の相電圧を切換えて使用するから両端同時シャ断が可能となる。しかしこの場合、さきに述べたPC-130形の無電流端対策のように無電流端が送出する断続波が同一電氣量たとえば V_0 の位相だけを対象とせず、1 ϕ G に対しては V_0 (または V_a, V_b, V_c の

うち任意の相) また2 ϕ S(G) に対しては正相電圧 V_1 またはab ϕ 短絡に対しては V_c

bc ϕ 短絡に対しては V_a

ca ϕ 短絡に対しては V_b という具合に故障種類、故障相に応じて、無電流端より送出される断続波の対象とする電氣量を切換える必要があるから、両端局の協調を十分にとって、絶対に誤動作しないようにするためには、無電流端のトリップ時間を7~12サイクル程度としたほうが、重要送電線の誤シャ断を避けるため必要である。また無電流端のトリップがこの程度遅くなったとしても系統安定度上、問題にならない系統のほうが多い。もちろん3 ϕ S(G)、2 ϕ S、2 ϕ G の故障電流流入端の全動作時間は5サイクル以内である。なお上記切換えをより簡単確実にするため基準電圧を常時、たとえば V_{a0} としておいてab ϕ 短絡時だけ両端とも V_{bc} に切換える方式とすることも可能であり、よりよき方法である。

また、PC-134形搬送保護継電方式は、2 ϕ G、2 ϕ S、事故時の貫通負荷電流対策として、その電流検出継電器を単に正相電流の大きさだけ対象とした継電要素とせず、正相電流のほか、正相電圧 V_1 逆相電流 I_2 逆相電圧 V_2 を加味した継電要素としている点が異なるだけで、その他はPC-130形搬送保護継電装置と同様である。

3.3 PC-135 形搬送保護継電装置

この装置は、PC-133形またはPC-134形の唯一の欠点である3 ϕ S(G) の一端流入で無電流端がトリップし得ないことに対する対策をとったもので、それ以外はすべてPC-133形と同様である。その対策とは、流入端については、従来の位相比較方式とまったく同様であるが、無電流と判定した端局は、判断回路を形成する故障検出要素として距離継電器を使用せず、電流の有無に関係のない3 ϕ S(G) 検出用電圧継電器を使用し、この場合の内外故障判定は単に抑制波が途切れたというのではなく、故障電流流入端より送出されている断続搬送波が存在しているということで、内部故障と判断させる方式である。なお、両端無電流で全然抑制波がないときに、故障点より生ずる雑音波で誤動作するのを避けるため、受信部において、搬送周波 f_1 のほかに、この近傍周波 f_2 の2周波をそれぞれ取り出して、雑音発生で f_1, f_2 共存するときは、かりに f_1 が断続状態であっても f_1, f_2 共存という条件でトリップ回路、判断回路を鎖錠する。このようにすれば、無電流端の有無に関係なく、すべての内部故障に対しては、両端同時シャ断を行ない、すべ

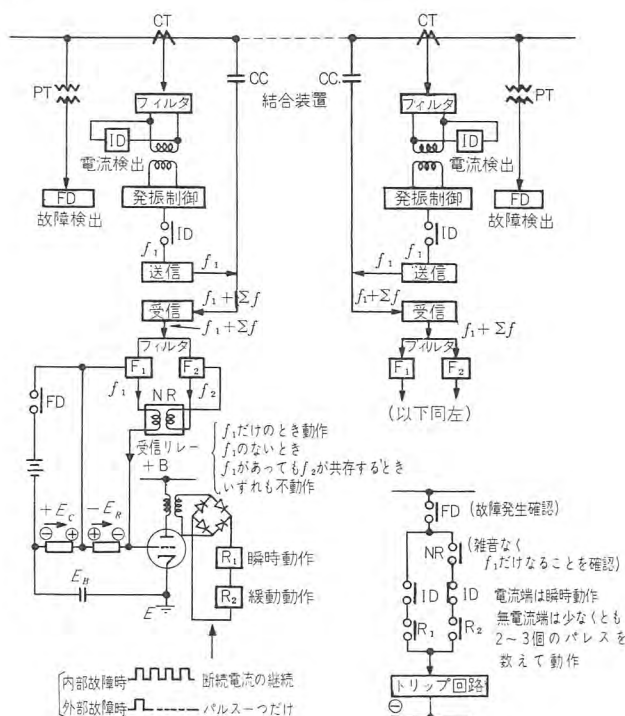


図 3.4 断続検出式位相比較方式 原理図
Fig. 3.4 Principal diagram of the intermittent detecting phase comparison protective method.

ての外部故障に対して両端とも誤動作することのない完全保護が行なわれる。しかし、故障中の系統切換えなどのために生ずる故障電流の急変によって、断続状態が変化し、これによって、誤動作しないように、断続を計測する時間は許せる範囲でなるべく長くすべきである。したがって、流入端の全動作時間は5サイクル、無電流端は10サイクル程度が適当である。図3.4は搬送波の断続検出式位相比較方式の原理図である。

3.4 PC-140 形搬送保護継電装置

(1) 概要

この装置も抵抗接地系の短絡保護および地絡保護を行なうものであるが主継電要素の一部を変更すれば、方式としては直接接地系統にも適用可能である。内部故障に対しては両端電源、接地だけでなく片端電源、接地の場合であっても、また故障種類が短絡または地絡いずれであっても両端同時高速度シャ断を行ないうる理想的な搬送保護継電方式である。この装置の動作時間、すなわち内部故障発生よりトリップ回路閉成までの時間は、短絡地絡とも5サイクル以内である。また、外部故障に対しては故障中の系統分離または故障除去による故障電力潮流の急変があっても絶対に誤動作のない継電要素をもって構成されている。この装置は1回線ごとの電力方向比較故障時送出釈放方式を採用しているが、脱調時電力方向判定継電要素の誤判定による誤動作を避けるため3相短絡、

最近の搬送保護継電装置・北浦

3 相短絡接地故障に対しては系統電圧に関係のない電流位相だけを対象とした電流位相比較方式を採用している。すなわちこの装置は1 ϕ G, 2 ϕ G, 2 ϕ S に対してはF.S.方式の方向比較方式を、また、3 ϕ S(G)に対しては正弦波変調方式、F.S.方式併用の位相比較方式を採用している。このF.S.方式は従来のように内部故障と判定した端局より無判定端局へトリップ指令信号として送出されるものではなく、逆に無判定端局より相手端局へ自端局が無判定状態にあることをF.S.信号で伝えるものであるから、搬送波はF.S.を行なう以前もF.S.後もともにトリップ阻止信号として作用し、外部故障時の誤動作防止に必要な両端局接点協調が容易であり、雑音波による誤動作の可能性が少なく、従来のF.S.方式のようにトリップ指令信号が故障点を通して相手端局へ到達されなければならないという欠点もない。短絡保護地絡保護とも以上のF.S.方式を採用しているから、片端電源接地の内部故障であっても両端同時高速度シャ断を行ない、外部故障、脱調事故などで誤動作の恐れがない。また、このような完全保護を行なうにあたって3 ϕ S(G)を保護する位相比較に、従来のようなク形波変調方式を採用すれば、占有周波数帯域幅を2kc幅($f_m \pm 1$ kc)内におさめることは、文献(1)に説明してあるように不可能であるが、この装置は正弦波変調方式の位相比較方式を採用しているから容易に2kc幅におさめ得るものである。以上のようにこの装置は系統構成上の制約を受けず各端同一装置で構成しうるから、系統構成の変更に伴う切換え操作が不要であり、保守が簡便で予備品の互換性もあり、内部故障であれば、故障種類および系統条件に関係なく全動作時間が5サイクル以内で両端同時シャ断を行ない外部故障時にはかりに系統分離が行なわれても誤動作の恐れがなく抵抗接地系統保護用搬送保護継電方式としては、理想的なものである。

(2) 原理

図3.5はこの装置の主継電器の構成、搬送波制御条件、内外故障の判定条件を示す原理図であり、図3.6は方向比較時のまた、図3.7は位相比較時の各種故障電流状態におけるこの装置の内外故障判定原理図である。以下この装置を構成する主要継電器の概要を説明する。

a. #85 A HKB-2 形位相比較継電器

線路電流の正相分電流 I_1 に比例した電圧を導出する正相分ロハ器を包蔵し、この出力電圧で3相短絡故障時または系統脱調時位相比較を行なう。また、3相短絡故

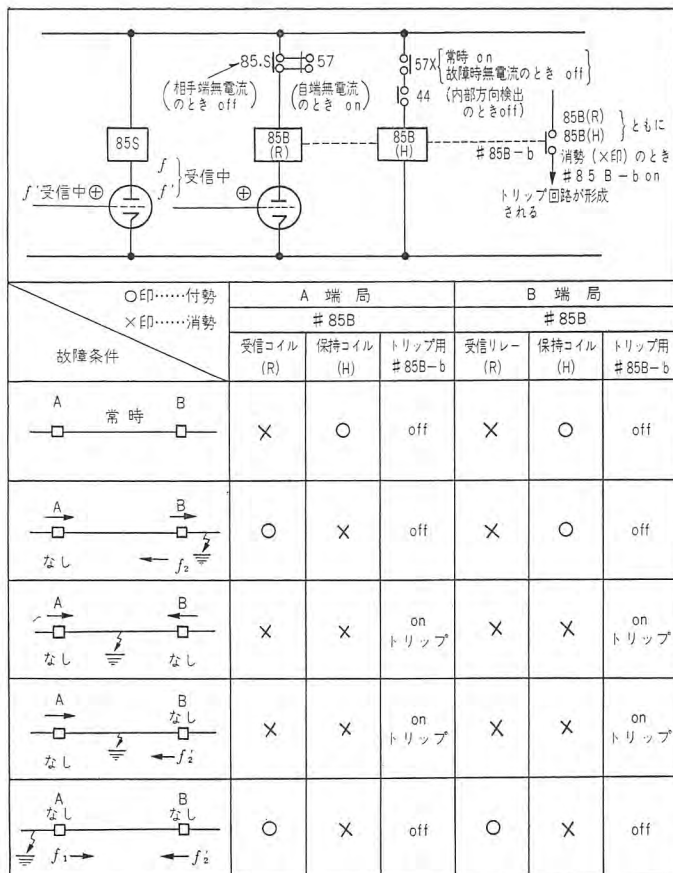


図 3.6 1φG 2φ 2GφS 保護用方向比較原理
Fig. 3.6 Principal diagrams of directional comparison method for one line ground, two line ground and two line short circuit protection.

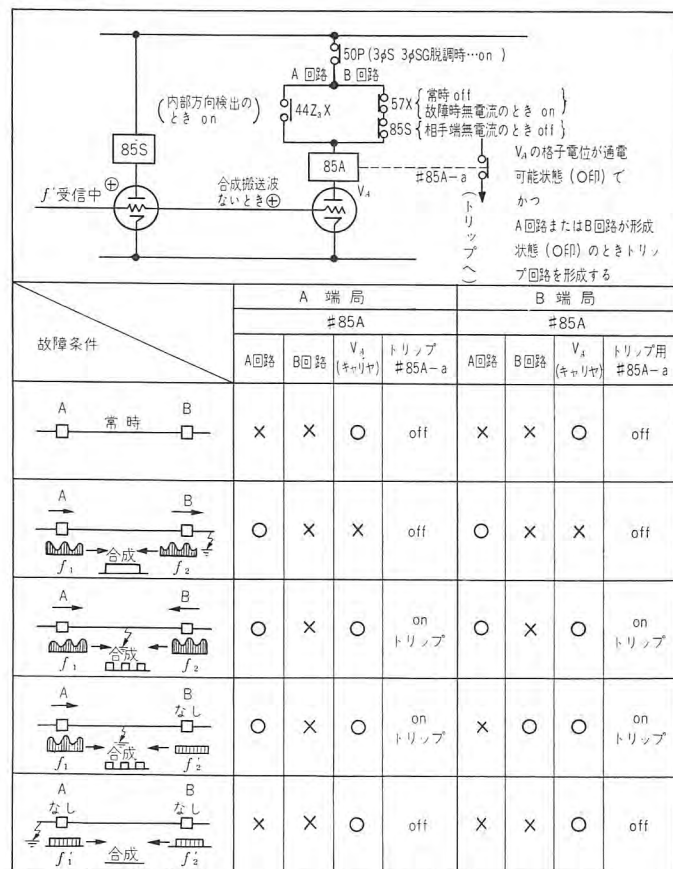


図 3.7 3φS, 3φGS 保護用位相比較原理
Fig. 3.7 Principal diagrams of phase comparison method for three line ground and three line phase fault.

障が内外いずれであるか判定する内外故障弁別管の出力により極性継電器 #85 A が動作してキャリヤトリップ回路の一部を形成する。

b. #85 B, #85 C, #85 S, HKB-4

2 相短絡, 2 相短絡接地, 1 線地絡時には方向比較を行なうが, これらの故障時相手端局よりの搬送波の有無を監視する極性継電器 #85B が相手端局より送出される抑制波なく, かつ自端も外部故障と判断していないとき消勢されて #85 B-b がトリップ回路の一部を形成する。また, #85 S は相手端局が無判定時相手端局より送出される F. S. 信号を受信するものであり, #85 C は点検用の受信継電器である。いずれも極性継電器である。

c. #57 ID 形電流検出継電器

#85 内の正相分ロハ器出力が一定値 (たとえば $I_1=1$ A) 以上となった場合, 主要素の極性継電器 #57 (ID) が動作し, 一定値以下の場合は無電流端局と判断して F. S. を行なうと同時に位相比較回路への自端入力回路を開放する。位相比較は 3φS(G) に対してだけ行なうから 2φS(G) の位相比較時に起る貫通負荷電流の問題はない。

d. #50 P KVA 形電圧継電器

この継電器の主要素は, 極性継電器であり, 入力として線間電圧 (△電圧) と直流電源電圧とが供給される。常時, 系統の線間電圧がいずれか 1 相でも規定値以上あれば, これが抑制力として作用して #50 P は不動作である。系統に 3 相短絡故障が発生して, すべての線間電圧が規定値以下となれば抑制力を失って直流電源電圧により動作力だけとなって動作し, 位相比較による内外故障判定を行なわせる。

e. #50 N KVB 形電圧継電器

この継電器の主要素は極性継電器であり $1/2 E_{ab}$ と E_{bc} の E_{ab} 方向成分, $1/2 E_{bc}$ と E_{ca} の E_{bc} 方向成分, $1/2 E_{ca}$ と E_{ab} の E_{ca} 方向成分が常時位相も大きさも一致しているのに対し, 2 相短絡, 2 相短絡接地の場合だけ, いずれかの組み合わせが不平衡となるから, この不平衡条件によって出力を得て動作し, 方向比較による内外故障の判定を行なわせる。

f. #50 F KVF 形電圧継電器

この継電器の主要素も極性継電器である。常時2組のPTの二次電圧を比較して、もしいずれかのPTの二次不良により不平衡を生じた場合出力を得て動作し、トリップ回路を開放鎖錠してPT二次不良時の距離継電器誤動作防止を行なう。

g. #44 MZA 形高速度方向短絡距離継電器

この継電器は送電線の短絡故障に際して、線路の故障区間を高速度で選択除去するものであり、入力として線間電圧(△電圧)と△電流とが供給され、四極誘導シンダ要素でもって構成されている。その動作特性はR-X複素平面に表示すると第1段、第2段は原点を通過するいわゆるモー特性、第3段は原点を含むオフセットモー特性である。(しかし必要に応じてモー特性にもできる)第1段、第2段、第3段はそれぞれ後備保護継電器としての役目を果たす。第3段はこのほかに位相比較による内外故障弁別回路の一部を形成する。また、第2段動作すれば方向比較において抑制用搬送波の送出停止ならびに方向比較用受信継電器の保持コイル励磁回路を開放する。

h. #64 HSV-4 形一線接地検出継電器

この継電器は高抵抗接地系統の1線地絡故障を検出するものであり、入力としては逆相電圧 V_2 が抑制力として、また零相電圧 V_0 が動作力として供給される。主要素は極性継電器であるから、これら V_2 、 V_0 はそれぞれ整流して抑制コイル、動作コイルに与えられる。

3φS(S)のときは…… $V_0=0$ $V_2=0$

2φSのとき……… $V_0=0$

2φSGのとき……… $V_0 \div V_2$

1φGのとき……… $V_0 >> V_2$

したがって1φGのときだけ動作する。#64が1線接地故障を検出したときは、方向比較回路による内外故障の判定を行なう。高抵抗接地系統では地絡故障時の零相電圧 V_0 は両端局であり相違しないが逆相電圧 V_2 は若干異なることがある。また、要素自体のバラツキなどを考慮して感度の異なる#64₁と#64₂を用意している。これは故障の発生除去時はもちろん1線地絡より短絡、短絡より1線地絡へ移行した場合にもまず搬送波送出を行なって後、判断回路を形成し、判断回路を開放して後搬送波の送出停止を行なうように自端はもちろん相手端とも動作協調を確保するためである。また、それぞれ補助継電器を付加して動作値、復帰値の協調だけでなく動作時間、復帰時間の協調も確保している。

i. #67 KGA 形地絡電力方向継電器

この継電器は送電線の地絡故障に際して、地絡故障電力方向を選択するものであり、入力として零相電圧 V_0 と零相電流 I_0 とが供給され、これらの和および差のベクトルを整流してその差、すなわち

$E_i = |V_0 + K_1 I_0| - |K_2 V_0 - K_3 I_0|$ が入力として主要素である可動コイル形継電要素(または極性継電要素)に供給されている。

$$E_i = \sqrt{V_0^2 + 2K_1 V_0 I_0 \cos \theta + K_1^2 I_0^2} - \sqrt{K_2^2 V_0^2 - 2K_2 K_3 V_0 I_0 \cos \theta + K_3^2 I_0^2}$$

もし $V_0 >> K_1 I_0$ $K_2 V_0 >> K_3 I_0$ $K_1 = K_2 = K_3 = K$ ならば $E_i \div 2KI_0 \cos \theta$ にて与えられ有効分電流が予定方向の場合に動作することになる。さらに K_1 、 K_2 、 K_3 を適当に選定することによって任意の特性のものが得られる。地絡故障電力方向が保護区間内部方向の場合には#67Xが動作して方向比較用断続搬送波の送出を停止し外部方向のときは#67Yが動作して方向比較用の連続抑制波が送出される。

以上PC-130~PC-140形搬送保護継電装置について説明したが表3.1は、そのうちの代表としてPC-130形、PC-133形、PC-140形の所要継電器を一覧表にしたものである。

3.5 PC-310 形 搬送保護継電装置

PC-320 形 搬送保護継電装置

PC-310形は、前述のように文献(1)で述べてあるから、ここではPC-320形についてだけ述べる。

表 3.1 PC-130 形 PC-133 形 PC-140 形 所要継電器具一覧表

器具番号	形 式・継電方式	1 回路 1 端局分の所要個数		
		PC-130	PC-133	PC-140
#85	HKB-2 形搬送継電器	1	1	1
#85	HKB-4 形 "	0	0	1
#57	ID 形電流検出継電器	1	1	1
#44	MZA 形短絡距離継電器	3	3	3
#44 T	TD 形同上用時限継電器	1	1	1
#56	TSO-4 形脱調検出継電器	1	1	1
#50 P	KVA 形電圧継電器(3φS(G)検出用)	1	1	1
#50 N	KVB " (2φS(G) ")	0	1	1
#50 F	KVF " (PT二次不良検出用)	1	1	1
#64	HSV-4 形一線地絡検出継電器	1	1	1
#67	KGA 形選択接地継電器	1	1	1
#67 T	TD 形同上用時限継電器	1	1	1
# T	TK 形時限継電器	1	1	1
Aux Ry	SM-4 形補助継電器	2	2	2
#85 Aux	PR-10 形 "	0	0	1
#44 "	TAP-10 形 "	1	1	1
#50 "	" " "	1	1	2
#64 "	" " "	1	1	1
# T "	" " "	1	1	1
Aux CT	TL-Z 形補助 CT	6	6	6
(下記は必ずしも必要ではない)		1 端局分の所要個数		
		PC-130	PC-133	PC-140
電 源	源電変圧器	1		
	電源整流器および蓄電器	1		
	電源リアクタ	2	同 左	同 左
	電源固定負荷抵抗	1		
	SV-B 形電圧継電器	1		

この装置は、超高压送電線のように、各端局背後の変圧器中性点が直接接地された重要幹線の地絡および短絡を保護する搬送保護継電装置である。このような重要幹線は系統安定度上、地絡故障相だけを各端同時高速度シャ断を行ない、ひきつづき高速度单相再閉路する必要があるが、この装置はこの要求を満足するもので、再閉路用切換開閉器により、单相再閉路式、3相再閉路式いずれをも採用しうる。この装置の主継電要素は、つぎに述べるMC-110 形合成式マイクロ波リレー装置の主継電要素とほぼ同一であり、地絡は、DMZ 形差電流補償式地絡距離継電器、短絡は、MZA 形短絡距離継電器による方向比較方式を採用している。方向比較方式自体としては従来一般に行なわれている標準の方向比較方式でありここに説明するまでもないが、MC-110 形の節で述べてあるように、DMZ 形差電流補償式地絡距離継電器が、並行2回線送電線の両回線にまたがる異相地絡に対してもCT をまたぐ異相地絡に対しても、従来の継電器では期待し得なかった選択能力を有している。したがって、この装置では、この継電器の判断結果を最優先に考えて、地絡優先方式を採用している。また、多重故障に対するこの継電器の正確な選択能力を生かすため、搬送波は、各相ごとに1チャンネル用意し、たとえば、1号線a相、2号線b相の異相地絡に対し、従来なら、両回線ともa,b2相シャ断し、両回線ともc相だけ残り、最終的には、両回線とも3相シャ断して系統安定度上、きわめて不利であったのに対し、この装置では1号線はa相だけ2号線はb相のだけシャ断し、ひきつづき、多相再閉路を行なって、系統の安定度を向上している。

したがってこの装置では1回線に対し、3チャンネル2回線に対し、6チャンネルの搬送波を使用する。また地絡をともしない、2相短絡に対しても、従来は2相あるいは、3相シャ断していたのに対し、この装置では短絡故障相のうち、進み相だけをシャ断し、单相再閉路を行なって、系統安定度向上に万全を期している。

3.6 MC-110 形 合成式マイクロ波リレー装置

(1) 概要

この装置も、超高压送電線のように各端局背後の変圧器中性点が直接接地された重要幹線の地絡および短絡保護を行なう搬送保護継電装置である。このような重要幹線は、系統安定度上、単純な1線地絡故障はもちろん他回線にわたる異相地絡故障に対しても、地絡故障相だけ各端同時高速度シャ断を行ない、ひきつづき、高速度多相

再閉路を行なう必要があるが、この装置はこの要求を満足するものである。すなわち、この装置は、各回線ごとの方向比較方式と、各相ごとの位相比較方式とを組合わせたもので、前者により保護区間内故障の有無を検出し、後者により故障相の検出を行ない故障相だけ両端同時高速度シャ断ならびに高速度单相再閉路するものである。

また、必要に応じて、方向比較方式だけまたは、位相比較方式だけによるシャ断および再閉路も可能である。この装置の方向比較方式は、各回線ごとに設けられた方向距離継電器および方向地絡距離継電器により保護区間側の故障の有無を検出し、搬送波を介してその判断結果をそれぞれ相手端へ伝送し各端それぞれ自端および相手端の判断結果を総合して回線単位ごとに区間内故障を検出する。また、各相位相比較は各回線とも各相線路電流位相により各相に個有の搬送波の送出を制御して、これをそれぞれ相手端に伝送し各端各相それぞれ自端の電流位相と相手端電流位相とを比較して、区間内故障を相単位で検出する。したがって、搬送波は、位相比較用として $f_1 \sim f_6$ の6周波、方向比較用として f_7, f_8 の2周波使用する。これらはいずれも抑制力として作用するものであるが、このほかにマイクロの雑音対策用として f_9 、常時装置の自己監視用として f_{10} 、また、マイクロの瞬断現象対策用として f_{11} を使用する。 f_{11} は動作力として作用するものである。以上のような搬送周波を用意したものをMC-110 形合成式マイクロ波リレー装置と称しているが、各相位相比較用として $f_1 \sim f_6$ の6周波用意し、これを抑制力として作用させ、各回線ごとの方向比較用として f_7, f_8 の2周波用意してこれを動作力として作用させ、前記 f_9, f_{10}, f_{11} を省略したものをMC-120 形合成式マイクロ波リレー装置と称する。MC-110 形はMC-120 形よりも3周波多く使用しているが、位相比較方向比較の合成方式、位相比較方式だけ、あるいは方向比較方式だけ、いずれの方式にも容易に切換えうるし、しかもそのいずれを採用した場合にもマイクロの雑音対策、瞬断現象対策、常時装置の自己監視を行ない得てきわめて普遍性を有している。また必要に応じて無電流端対策もとるものである。以下MC-110 形マイクロ波リレー装置について説明するが、MC-120 形は搬送部が一部相違するだけで所要継電要素はMC-110 形とほぼ同様である。

この装置は保護区間内の故障に対し、

- 1 線地絡故障では故障相だけ单相シャ断する。
- 短絡または並行2回線運転時の両回線にまたがる

異相地絡故障に対しては、それぞれ回線の故障相だけをシャ断する。

- c. 1 回線運転時に 2 相シャ断を行なった場合、すなわち、1 相だけの連絡となった場合にはその回線を 3 相シャ断する。また、並行 2 回線運転時に、異なる 2 相以上の連絡がシャ断された場合すなわち、1・2 号線合成で 1 相だけの連絡となった場合には両回線 3 相シャ断する。
- d. 回線単位で欠相が一定時限 (0.5~2 秒) 続いた場合はその回線を 3 相シャ断する。
- e. この装置の総合動作時間は 50 ms 以内である。
- f. この装置の故障判定条件は、回線単位の方相比較条件ならびに相単位の位相比較条件が成立し、かつ、その相の母線電圧が低下し、前述の雑音がなく、装置および伝送路が健全で瞬断現象がないことを条件に故障相だけをシャ断する。

また、この装置の再閉路条件は、

- a. 搬送継電方式によってシャ断されたこと。
- b. 相手端子との間に同期が保たれていること。(ただし、これは 2 相以上が連絡していることを条件としている)
- c. シャ断した回線の故障相が一定時間 (300~1,000 ms 可調整) 無電圧となっていること。
- d. シャ断器が再閉路を行なうに支障がないこと。ただし、再閉路の回数は、連続 1 回とし、再閉路成功の場合は新規故障に対しシャ断器の許す範囲内で再

閉路を行なう。

(2) 原理

図 3.8 は、この装置の搬送波制御条件を示す回路図であり、図 3.9 は、シャ断条件を示す回路図、また図 3.10 は、シャ断条件ならびに再投入条件を示す回路図である。

図 3.8 に示される回路を大別すると、左側が主継電器の構成を示すスケルトン、中央が上より順に位相比較回路、方向比較回路、装置故障対策回路、また右側が総合判定回路となっている。

a. #57 KI 形電流検出継電器

各回線各相の線路電流が一定値以上のとき、動作してその a 接点はキャリヤトリップ回路の一部を形成する。また b 接点は再閉路条件に使用される。すなわち、少なくとも異名 2 相以上が連絡線として運転状態にあることを確認することに使用される。この継電器の主要素は、極性継電要素である。

b. #85 HKB-3 形位相比較継電器

各回線、各相の線路電流に比例した電圧を導出し、これを位相比較用搬送波の送出制御入力として、搬送端局装置の入力として与え位相比較を行なう。また、搬送端局装置の総合判定回路の出力により主継電要素である極性継電器が動作してキャリヤトリップ回路を形成する。

c. #64 KI 形 (零相) 電流検出継電器

各回線の零相電流が一定値以上のとき、動作してその a 接点は、地絡方向距離継電器のトリップ回路の一部を形成する。またその b 接点は、短絡方向距離継電器のト

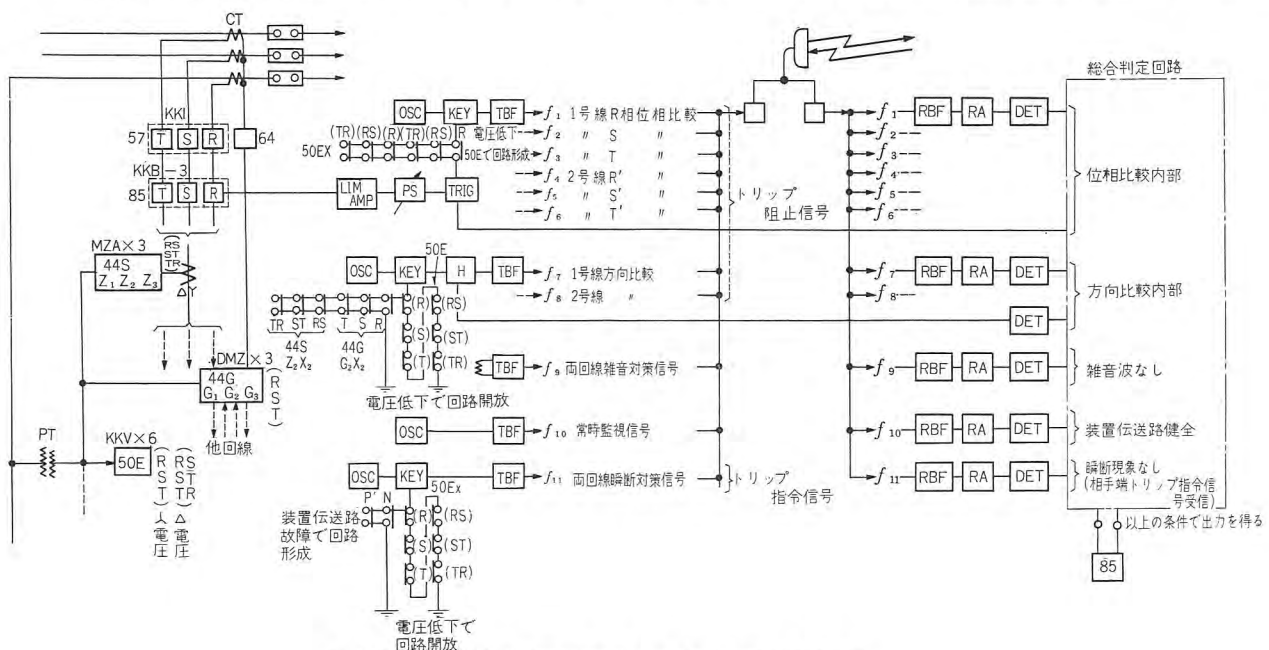


図 3.8 MC-110 形合成式マイクロ波リレー装置原理図

Fig. 3.8 Schematic connections of type MC-110 synthetic micro wave protective relay scheme.

線の故障相だけを選択シャ断しうる長所を有しているが一方回線が不平衡状態になったときの外部故障で誤動作の可能性もあり、相手端近傍の内部故障を検出し得ない欠点もある。この継電器は従来の一般的な電流補償式地絡方向距離継電器に選択継電器の欠点が現われてこない程度に選択継電器の長所だけが加味されるように相手回線電流との差電流を補償したものである。第1段、第2段は後備保護継電器としての役目を果すが、第2段はこのほかに方向比較の搬送波送出制御にも使用される。

e. #44 S MZA 形高速度方向短絡距離継電器

3.4 PC-140 形搬送保護継電装置の B-(7) 参照。

第1段、第2段、第3段はそれぞれ後備保護継電器としての役目を果すが、第2段はこのほか方向比較の搬送波送出制御にも使用される。

f. #50 E KVC 形電圧継電器

この継電器の主要素は、極性継電器であり、入力として線間電圧 (Δ 電圧) と相電圧 (人 電圧) および直流電圧とが供給される。

常時、系統電圧が規定値以上あればこれが抑制力として作用して #50 E は不動作であるが、系統故障により規定値以下となれば抑制力を失い直流電源による動作力だけとなって動作する。すなわち、系統故障で Δ 電圧、人 電圧がそれぞれ規定値以下となったとき、この継電器は動作してその a 接点を閉じる。原理説明上は接点群で示してあるが、回路網により各要素の作用を合成し最終判定要素は1個の極性継電器である。

g. 位相比較回路

図3.8は、1号線 R 相の線路電流位相を両端で比較する位相比較回路であるが、系統故障で R 相 人 電圧 RS, TR Δ 電圧が規定値以下となった場合に #50 E (R) #50 E (RS) #50 E (TR) が動作してその a 接点を閉じ位相比較を開始する。このときもし、無電流端であれば連続抑制波が送出され、有電流端であれば電流位相に応じた断続波が送出される。系統故障で無電流端を生ずる場合には #50 E の接点と直列に電流検出継電器 #57-a を直列に挿入する必要がある。#50 EX は位相比較を打切る時機が両端を含めて総合判定回路の開放時機以後となるよう協調上挿入されたものである。

h. 方向比較回路

図3.8は1号線の方向比較回路である。

系統故障で R, S, T, 電圧 RS, ST, TR Δ 電圧のいずれかが規定値以下となった場合 #50 E (R) #50 E (S)

#50 E (T) #50 E (RS) #50 E (ST) #50 E (TR) のいずれかがその b 接点を開き方向比較用搬送波を送出する。しかし、自端の地絡距離継電器 #44 G の第2段 G_2 短絡距離継電器 #44 S の第2段 S_2 が保護区間側故障と判定したときはその a 接点を閉じて自端よりの方向比較用搬送波の送出を停止する。系統故障で無電流端を生ずる場合すなわち、#44 G_2 #44 S_2 が無判定となる場合には電流検出継電器 #57-b にて方向比較用搬送波停止を行なわせる必要がある。

i. 装置故障対策回路

両回線に共通な雑音対策信号 f_9 と常時監視信号 f_{10} は主継電要素の判断結果にまったく無関係に装置が運転状態にある場合、常時送出されている。

また両回線に共通な瞬断対策信号 f_{11} は一種のトリップ指令信号であり、これは方向比較の場合と同様系統故障により #50 E が動作してその b 接点が開いたことにより送出される。#50 E には2種類の最低動作値を有するものはいっており、抑制側の制御をするものは早く動作し指令側の制御をするものは遅く動作するよう、また、復帰するときには指令側の制御をするものがまず復帰して後抑制側の制御を行なうものが復帰するように感度および応動速度が選定されている。また、系統故障時無電流端を生ずる場合には無電流という条件でトリップ指令信号の送出を停止しその代り自端の #85 が動作したという条件でトリップ指令信号を送出すれば無電流端の有無に関係なく両端同時高速度シャ断させることが可能である

j. 総合判定回路

1号線 R, S, T 2号線 R', S', T' 6種類の判定回路を包含しているがいま一例として1号線 R 相の内部故障の場合を説明する。

- (a) 位相比較は両端より送出の断続波が重なって連続抑制波とならず、断の期間に出力を得る。
- (b) 方向比較は両端とも #44 G_2 または #44 S_2 により連続抑制波を停止しているから連続的に出力を得る。
- (c) 雑音波がないときは連続的に出力を得る。
- (d) 装置伝送路が健全のときは連続的に出力を得る。
- (e) 瞬断現象がないときすなわち、相手端のトリップ指令信号を受信しているときは連続的に出力を得る。

以上が And 回路となっているから総合すれば、

位相比較が出力を得る期間に出力を得て #85(R) が動作し #57-a, #50-a を介してトリップ回路を形成する。以上5項目のうちいずれか一つでも上記条件を満足しないときは不動作である。

k. 単相シャ断条件

図3.9は1号線R相だけのシャ断条件を示すが、他の相についても同様である。

- (a) R相電流が規定値(内部故障時の最小故障電流値)以上あって #57(R)-a が閉じていること。
- (b) R相電圧が規定値(Back Power 最大でかつ最遠端内部故障時の電圧)以下となって #50 E(R)-a が閉じていること。 #50 E(RS) #50 E(TR) は地絡を含まない。2線短絡時、R相電圧の低下の程度が少ないため、並列に挿入したものである。
- (c) 搬送継電装置総合判定回路がR相の内部故障と判断し出力を得て #85(R) が動作し #85(R)-a が閉じていること。

以上の条件で、シャ断器トリップリレー #52TX₁ #52TX₂ を励磁しその接点でトリップコイル #52T を励磁しシャ断器をトリップする。

1. 3相シャ断条件

- (a) 後備保護継電器すなわち地絡方向距離継電器 #44G の第1段 G₁, 第2段 G₂ 短絡方向距離継電器 #44S の第1段 Z₁, 第2段 Z₂, 第3段 Z₃ が動作したときはすべて3相シャ断する。このうち G₁ と Z₁ はキャリヤ不使用時は瞬時トリップ、使用時は 44T₁ で一定時間後にトリップ、G₂ は T₂ により Z₂ は T₂ により Z₃ は T₃ により一定時間後にトリップする。

以上は図3.9に示してある。

- (b) 図3.10の前半に記載の部分は、各回路各相の再閉路準備未了中にいずれか1相でもシャ断した場合回線単位で3相シャ断する。
- (c) 1号線 RST, 2号線 R'S'T' のシャ断器内いずれか1相が投入状態で異名2相以上が閉入状態にない場合には3相シャ断する。
- (d) 回線単位で欠相が一定時間以上継続したときは 86T₁ (1号) により1号線, 86T₂ (2号) により2号線を3相シャ断する。

以上3相シャ断条件成立の場合は、3相シャ断すると同時に鎖錠継電器 #86A を励磁し自己保持して再投入回路を鎖錠する。この鎖錠は、シャ断器制御開閉器 #3-52 を開に回すことにより解かれる。

m. 再投入条件

- (a) 1号線 RST, 2号線 R'S'T' のうちいずれか1相のキャリヤトリップリレー #85X 動作後一定時間内において、1号線 RST, 2号線 R'S'T' の線路電流中に一定値以下のものがあり、異名2相以上が運転状態であると判定され得ない場合には鎖錠継電器 #86C を励磁とし再閉路回路を鎖錠する。
- (b) キャリヤ制御開閉器 #43C が使用状態にあり、シャ断器制御開閉器 #3-52 が閉側に回された履歴を残し(#3-52の残留接点による)シャ断器が3相とも投入状態となって後一定期間経過すれば #79T₁ の a 接点で #79T₁X を励磁し 79T₁X-a により 79T₁Y 励磁され 79T₁Y-b により 79T₁ の回路を解き再閉路準備を完了する。ただし、このとき前記鎖錠継電器 #86A, #86B, #86C が不動作状態にあることおよびシャ断器の投入用空気の圧力が規定値以上あることを条件としている。

- (c) この状態でキャリヤトリップし、#85X 動作しシャ断器開放して 52-b 閉じれば無電圧時間を規定する時限継電器 #79T₂ が消勢され、一定時間後 #79T₂-b が閉じ #79T₂X を励磁して自己保持すると同時に投入コイル 52C を励磁しシャ断器を自動再投入する。ただしこのとき前記鎖錠継電器 #86A, #86B, #86C が不動作状態にありシャ断器の投入用空気の圧力が規定値以上あることを条件としている。

また #79T₂X の a 接点で #79T₂Y を励磁し 79T₂Y-b により 79T₁X の回路を解放する。キャリヤトリップリレー #85X は鎖錠継電器であり、これが動作後その a 接点により #85T の時限継電器を励磁し一定時間後に #85T-a により #85X の復帰コイルを励磁して原状態に復帰する。

4. む す び

以上、各種継電装置についてその概要を説明したが、搬送保護継電装置としては、下記の諸条件を満足するものが理想的であり、より多くの条件を満足するものほど標準方式として、将来性がある。

- (1) 1チャンネルの占有周波数帯域幅がなるべく狭く、かつ所要チャンネル数なるべく少なくすむ方式であること。すなわち、全体の所要周波数帯域幅がなるべく狭くてすむ方式であること。これに制限なけれ

ば系統がいかに複雑でも、ほとんど完全保護に近い方式が得られる、しかし、昨今、重要送電線の保護をすべて同一方式、同一装置の搬送保護継電装置で整備する傾向にあるから、許容周波数帯域は貴重でありもっとも有効にこれを利用する方式でなければならない。

(2) 系統条件上の制約を受けない方式であること。すなわち、中性点接地方式により、多少、方式が異なる程度は、やむを得ないとしても、送電線電圧、コウ長、回線数、各端背後の電源の有無、その背後電力の変化範囲、負荷電力の変化範囲または各端背後の零相電源(接地点)の有無、その零相有効分電流の変化範囲いかににより、方式を変更したり装置を切換える必要のないものであること。またできることなら、端子数についても3~5端子くらいまでなら、端子数、あるいは、分岐点位置などに制限ないものであることが望ましい。

(3) 端局条件上の制約を受けない方式であること。すなわち PT, CT の所要負担 VA が少なく、既設の PT CT を流用しうること。また、制御電源電圧が常識的な範囲で変化しても、保護能力に支障がないこと。シャ断器などについても既設のものを流用しうること。

許容盤面積が極力少なくすむこと。各端が同一方式同一装置であって、保守が簡単で予備品などの互換性があること。これらが満足されるときは必然的に保護装置全体としてもっとも経済的な設計がなされていることとなる。

(4) 保護能力

搬送保護継電装置として当然要求される保護能力は前記のような系統条件のいかにを問わず、外部故障であれば脱調事故が発生していても、あるいは系統分離

などにより故障電流が急変してもいっさい誤動作せず内部故障であれば、故障回線だけ、あるいは故障相だけ各端同時高速度シャ断を行ない、ひきつづき必要に応じて高速度3相再閉路、または高速度单相再閉路を行ないうる方式であることが要望される。故障発生よりトリップ回路形成までの全動作時間は、系統安定度より決定されるから、一律ではないが、直接接地の超高圧送電線では約3サイクル以内、抵抗接地の高圧送電線では、流入端約5サイクル以内、無電流端約10サイクル以内程度である。

このほか、使用される継電要素、搬送端局装置の性能が安定しており、その特性が経年変化しないものでなければならないことはいうまでもない。

その他種々の要求事項もあるが、要するに、搬送保護継電装置としては、これだけはぜひ満足すべきことであるという事項だけ、確実に満足し、その他は割り切って方式をスマートに、装置を簡単かつ優美なものにするほど、より理想的な、標準搬送保護継電装置としての性格が与えられる。こうした意味では PC-140 形で説明した、正弦波変調式の位相比較方式、無判定という条件で F.S. を行なう F.S. 式方向比較方式、あるいは主継電要素として DMZ 形差電流補償式、地絡距離継電器を使用した方向比較方式などは将来性のある方式である。

このほかに、無電流端、無判定端対策、貫通負荷電流対策を講じた搬送保護継電方式、多端子系に対する搬送保護継電方式、マイクロ波リレー方式などが考えられているが、紙面の都合で発表を後日に割愛させていただく。

参 考 文 献

- (1) 北浦・竜田：搬送保護継電装置「三菱電機」33, No. 12, 技術解説, 火力発電シリーズ

HLF 形界磁喪失継電器および

HFS-2 形脱調および界磁喪失継電器

神戸製作所

森

健*

Type HLF Loss-of-Field Relays and

Type HFS-2 Out-of-Step and Loss-of-Field Relays

Kobe Works Takeshi MORI

In general when there occurs abnormal drop or loss of the field of synchronous machines, excessive current flows through the armature winding, causing overheating of the rotor, losing synchronizing power and stepping out of the system. The system voltage is lowered and disturbance is brought about. To prevent these troubles many protective measures are worked out. Type HLF loss-of-field relays have been developed by Mitsubishi and put to practical use for the purpose since 1955. Together with them, type HFS-2 out-of-step and loss-of-field relays have been developed to further the out-of-step protection of synchronous machines with relative simplicity.

1. ま え が き

一般に同期機の界磁が異常に低下したり、喪失したりすれば、電機子巻線には過大電流が流れ、回転子が過熱し、同期化力を失って脱調し、また系統の電圧を低下して系統を混乱させるおそれがある。それゆえできるだけ早く界磁の異常低下あるいは喪失を検出し適当な処置をとる必要がある。

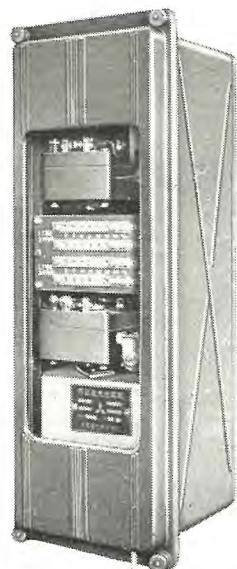


図 1.1 HLF 形界磁喪失継電器 (FT 形)
(注) 半埋込角形継電器を FT 形と呼ぶ

Fig. 1.1 Type HLF loss-of-field relay outside view.

このために当社は HLF 形界磁喪失継電器を開発し、昭和 30 年来多数製作し実用に供してきたが、ここにその概要を紹介する。

また同期機が脱調したばあいそれが大容量機であればあるほど系統におよぼす影響も大きく、早期にこれを検出して界磁をいったん切って再投入を計るとか、系統と切り離してしまつてつぎの処置をまつとか、適当な処置をとる必要がある。HFS

-2 形脱調および界磁喪失継電器は、HLF 形継電器に脱調検出要素を付加して簡易にこの目的をも満足させるようにしたものである。

HLF 形継電器と HFS-2 形継電器は、いずれも二重環形の回転形継電要素を使用しており、CT からくる電流を適当なインピーダンスに通過させて得られる電圧降下によって PT からくる系統電圧を補償して得られるふたつの電圧ベクトルのベクトル積に比例したトルクが要素に発生して動作するようにした独特の距離継電器である。

2. 界 磁 喪 失

発電機の界磁の異常低下または喪失の原因としては、界磁短絡と界磁開放のふたつに大別される。

前者としては励磁回路の各種短絡故障、励磁系の不正動作、不注意による励磁の誤整定、副励磁機回路の断線あるいは接触器開放など多数の原因が考えられる。

また後者としては励磁機や界磁回路の断線、スリップリング故障、主励磁機回路シャ断器開放などが考えられる。

HLF 形界磁喪失継電器はこれらの事故を発電機端子電圧と電機子電流によって検出するものである。上述の事故の原因中前者と後者とでは結果としてあらわれる現

象が相当ちがっており、とくに後者で回転子の事故の場合比較的簡単な発電機模型による研究から案出されたこの種の継電器でどの程度まで正しい動作を期待できるかは保証のかぎりではないが、しかし大部分の前者および後者の原因による界磁の異常状態はこの種の継電器で保護できると考えられる。

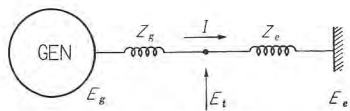


図 2.1 発電機等価回路

Fig. 2.1 Simplified equivalent circuit of a generator.

図 2.1 は発電機の電機子回路を単純化したものであるが、同図で HLF 形界磁喪失継電器に導入される現象量は発電機

端子電圧 E_t と電機子電流 I である。

この E_t と I との関係は、そのどちらかをパラメータとすれば、リレーインピーダンスベクトル Z であらわすことができる。

$$\frac{E_t}{I} = Z = R + jX \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

この Z が、界磁喪失時にどのような変化を示すかはすでに別稿で詳述したとおりである。すなわち計算機によって界磁喪失時の Z の変化状況を計算すれば、図 2.2 のようになり、いずれも第 1 象限から第 4 象限にはいり、 $-X$ 軸に漸進する ($-X$ 軸をよぎるとはかぎらない)。

同図で a は 100% 負荷から界磁短絡したばあいの状況を示している。この場合 Z の変化は比較的緩慢で、端子電圧は界磁短絡後数秒のうちに急激にさがり、発電機は脱調状態に達する。また b は同じ状態から界磁開放した場合の状況を示している。この場合同期機はただちに制動回路を回転子回路とする誘導機となるから Z の変化も急速である。同図 c は低負荷時に界磁が短絡した

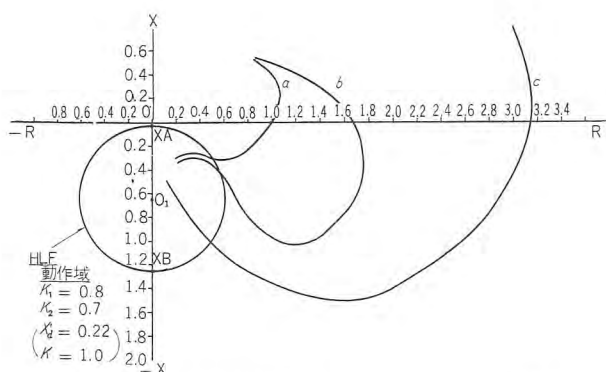


図 2.2 発電機界磁喪失時の端子インピーダンス軌跡と HLF 形界磁喪失継電器整定例

Fig. 2.2 Generator terminal impedance locus in cases of loss-of-field.

場合の軌跡の例である。

このような現象下で発電機回転子は平常より温度上昇するが、界磁短絡時の許容継続時間は別稿に示したように分のオーダーである。界磁開放時には許容時間はもっと短く数十秒のオーダーとなる。それゆえこの種の界磁開放事故は非常にいやな事故のひとつで、できるだけ発生しないようにあらかじめ特別の注意をはらわれることを希望したい。

3. 動作原理

図 3.1 は HLF 形継電器界磁喪失要素の原理図で補償器 MT_A で PT 二次電圧 E_t を補償しベクトル

$$\bar{A} = E_t + jX_A I \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

を得、補償器 MT_B でベクトル

$$\bar{B} = E_t + jX_B I \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

を得ている。 MT_A の二次回路のインピーダンス角は MT_B の二次回路のインピーダンス角よりも 90 度進みとなるようにしてある。それゆえベクトル \bar{A} がベクトル

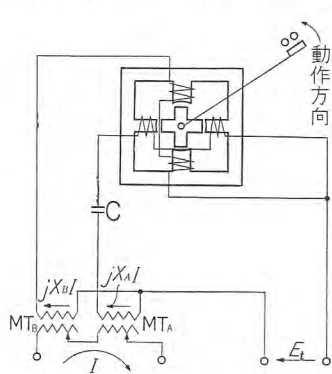


図 3.1 HLF 形界磁喪失継電器原理図

Fig. 3.1 Principle of the type HLF loss-of-field relay.

\bar{B} より 90 度おくれるとき両回路の電流は同相となって継電要素内部では回転磁界がなく、トルクは零となる。そしてベクトル \bar{A} がベクトル \bar{B} より 90 度以上おくれるときは、両補償器二次回路電流の位相が継電要素内部で動作方向に回転磁界をつくり要素が動作するようになっている。

4. 整 定

4.1 原 理

発電機の界磁喪失をいつも計算機で解き、その結果にもとづいて継電器を整定することは理想であるが、実際問題としてはなかなか実現しがたいことである。それゆえ HLF 形継電器は基本的な関係常数がわかれば容易に整定値を算出できるように一種の変形電圧比較継電器として考案されている。

図 2.1 のように、無限母線電圧 E_e 、それまでのインピーダンスを Z_e 、発電機等価内部インピーダンスを Z_g 、

等価内部電圧を E_g とすれば

$$\left. \begin{aligned} E_g &= E_t + Z_g I \\ E_t &= E_e + Z_e I \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.1)$$

である。

この関係をベクトル図であらわせば、図 4.1 のようになる。界磁喪失継電器の動作限界を一応界磁の異常低下におくものとすれば、無限母線の不変電圧 E_e を基準として E_g がある範囲以下に低下したときに動作するようにすればよいことになる。

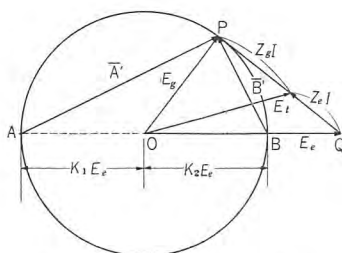


図 4.1 発電機電圧・電流ベクトルの関係
Fig. 4.1 Relation between generator terminal voltage and armature current.

その E_g の動作範囲を、図 4.1 で円 APB とする。 $\overline{AO} = K_1 E_e$ とすれば K_1 は 0.8 以下にする必要があり、 $\overline{OB} = K_2 E_e$ とすれば、 K_2 は低励磁運転で動作域にはいらないように定めるとやはり 0.6 から 0.8 程度となる。

円 APB のような動作特性をもった継電器は、図 3.1 のような構造によって容易に実現できる。すなわち E_e を基準ベクトルとして HLF 形継電器の目標とする動作円 APB をえがき、 E_e の延長線と動作円との交点 A, B を定め、 E_g の先端 P と A および B をむすぶベクトル $\overline{A'}$, $\overline{B'}$ を得る。

このベクトル $\overline{A'}$ と $\overline{B'}$ の相差角は、 E_g が希望の動作円より外側にあれば 90 度より小か 270 度より大であり、動作円上では 90 度または 270 度、また内側では 90 度より大か 270 度より小となる。これは図 3.1 の回路によって容易に実現される。

4.2 関係式

ベクトル $\overline{A'}$ と $\overline{B'}$ を求める。 K_1 , K_2 を比例常数として、 \overline{AO} を $K_1 E_e$, \overline{BO} を $K_2 E_e$ とする。 K_1 , K_2 の符号は点 A でも点 B でも基準点 O より左側にあるときをそれぞれ +, 右側にあるときを - とすれば、一般的に関係式をみちびくことができる。

$$\begin{aligned} \overline{A'} &= (1+K_1)E_e + (Z_g + Z_e)I \\ &= (1+K_1)\left\{E_t + \frac{1-K_1K}{1+K_1}Z_g I\right\} \dots\dots\dots (4.2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{B'} &= (1+K_2)E_e + (Z_g + Z_e)I \\ &= (1+K_2)\left\{E_t + \frac{1-K_2K}{1+K_2}Z_g I\right\} \dots\dots\dots (4.3) \end{aligned}$$

$$\text{ただし } K = \frac{Z_g}{Z_e}$$

$1+K_1$, $1+K_2$ は単なる常数であり、 $\overline{A'}$ と $\overline{B'}$ の位相関係だけが問題であるから、図 3.1 で

$$X_A = \frac{1-K_1K}{1+K_1}Z_g \dots\dots\dots (4.4)$$

$$X_B = \frac{1-K_2K}{1+K_2}Z_g \dots\dots\dots (4.5)$$

に整定すればベクトル \overline{A} は $\overline{A'}$ と、ベクトル \overline{B} は $\overline{B'}$ と同相となり、継電器は図 4.1 の円 APB を動作円とする動作特性を示すことになる。

4.3 MT_A と MT_B のタップ

図 4.2 は HLF 形界磁喪失継電器の接続を、図 4.3 は同継電器の内部構造を示している。

図に示すように、 MT_A と MT_B の整定タップ板は FT-HLF 形継電器の場合継電器正面中央部にあり、F-HLF 形継電器のばあいには付属補助箱にある。また後述のような MT_B の補助タップが継電器の下部にある。

MT_A と MT_B の整定タップ板に打込まれている数字は一次側に 2 相 (図 4.2 の場合 A 相と B 相) の電流が 5A ずつ流れたとき二次側に誘導される電圧が発電機端子電圧 (110V) に対し、何 % になるかであらわしている。

たとえば MT_B で、 $X_B \times (5A) = 13.2V$ であれば、

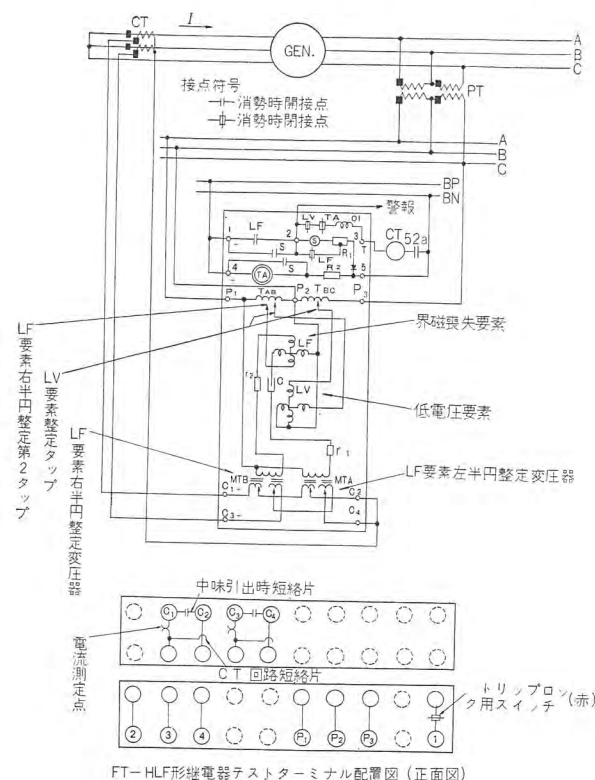


図 4.2 HLF 形界磁喪失継電器接続図 (内部接続は裏面図を示す)

Fig. 4.2 Internal connection diagram of type HLF loss-of-field relay (rear view).

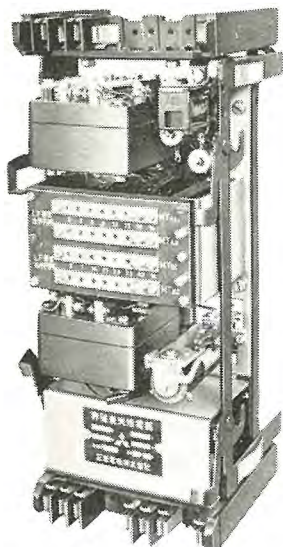


図 4.3 HLF 形界磁喪失
継電器内部 (FT 形の中味
を引き出したところ)

Fig. 4.3 Type HLF
loss-of-field relay interior
view.

13.2V は 110V の 12% になるからこれにいちばん近いタップである 12% のタップに整定すればよい。

なお MT_B には $\times 2.2$ と $\times 5.5$ という補助タップがある。このタップは、 MT_B の整定インピーダンスを MT_B のタップ値の 2.2 倍または 5.5 倍にするため、図 4.2 で単巻変圧器 T_{AB} で E_t をそれぞれ $\frac{1}{2.2}$ または $\frac{1}{5.5}$ に減少させるようにしたタップである。

MT_A と MT_B のタップは表 4.1 のとおりである。同表には参考までにオーム

ーム換算値のほうが便利である。

点 A ではベクトル \bar{A}' がゼロとなる点であるから、式 (4.2) で右辺をゼロとすれば、点 A における電圧と電流の関係がもとなり

$$\frac{E_t}{I} = -jX_A \dots \dots \dots (4.6)$$

となる。点 B においても同様

$$\frac{E_t}{I} = -jX_B \dots \dots \dots (4.7)$$

となる。

この関係は容易に試験できる。たとえば MT_A を 18%, MT_B を 42% $\times 2.2$ に整定した場合に、 $E_t = 50V$ での動作電流は、式 (4.6) と式 (4.7) より点 A と点 B はそれぞれ

$$I = \frac{50(V)}{-j3.96(\Omega)} = j12.6(A) \dots \text{点 A} \dots \dots (4.8)$$

$$I = \frac{50(V)}{-j20.4(\Omega)} = j2.45(A) \dots \text{点 B} \dots \dots (4.9)$$

となる。したがって動作範囲は図 4.4 のようになる。

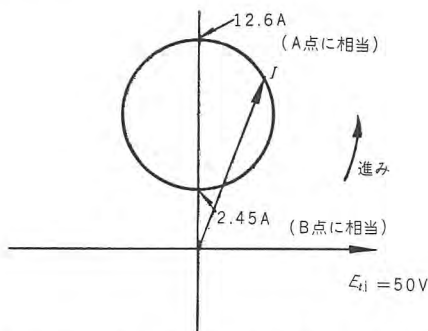


図 4.4 E_t を基準とした LF 要素の動作特性例
(E_t - I 表示)

Fig. 4.4 Typical operating characteristic of LF element
shown with I vector against to E vector as parameter.

換算値も示してある。

表 4.1 HLF 形界磁喪失継電器のタップ表

MT_A								
%	0	3	6	9	12	15	13	
Ω	0	0.66	1.32	1.98	2.64	3.30	3.96	
MT_B								
%	0	7	14	21	28	35	42	
Ω	$\times 2.2$	0	3.4	6.8	10.2	13.6	17.0	20.4
	$\times 5.5$	0	8.45	16.95	25.4	33.9	42.35	50.8

4.4 整 定 法

以上に逐次説明してきた、この継電器の整定法をまともてみるとつぎのようになる。

- (1) 図 4.1 で $AO = K_1 E_e$ と $BO = K_2 E_e$ の大きさを定める。

他に支障がなければ K_1 と K_2 はなるべく大きくとるべきで 0.8 程度を推奨する。

- (2) Z_e を算出し、 Z_g と Z_e の比 K を算出する。

なお以後 Z_g は発電機の直軸過渡リアクタンス x_d' をとる。

- (3) 式 (4.4) と式 (4.5) により X_A と X_B とを算出する。

- (4) これに近い MT_A のタップと MT_B のタップをえらんで整定する。

- (5) 整定結果を試験する。

4.5 整定結果の試験

以上のように整定は表 4.1 の % を使用すれば便利であるが、継電器の実際の動作電圧電流をもとめるにはオ

4.6 整 定 例

たとえば、 $x_d' = 0.22$, $K = 1.0$, 発電機定格電流 1,350A, CT 比 1,500/5 で、 $K_1 = 0.8$, $K_2 = -0.7$ と動作特性を定めれば

$$X_A = \frac{1 - 0.8 \times 1.0}{1 + 0.8} \times 0.22 = 0.0245 \text{ (per unit)} \dots (4.10)$$

$$X_B = \frac{1 + 0.7 \times 1.0}{1 - 0.7} \times 0.22 = 1.25 \text{ (per unit)} \dots (4.11)$$

となる。この場合の点 A と点 B における E_t と I の関係は図 4.5 のようになる。

このように HLF 形継電器の動作特性は、動作円の 1 直径の両端点 A と点 B で、それぞれ式 (4.6) と式 (4.7) によって E_t と I との比は一定であり、一方 E_t をパラメータとすれば図 4.4 のような電流ベクトル円が動作域となるから、R-X 座標で表示しても点 A と点 B

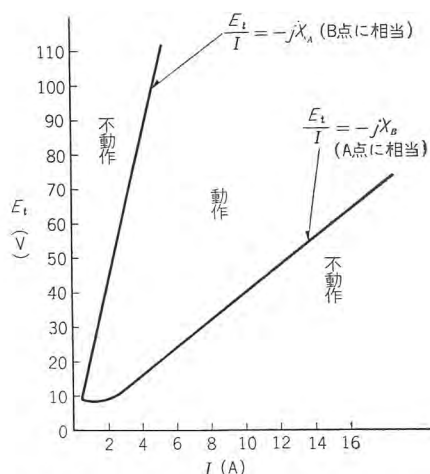


図 4.5 A 点, B 点における E_t と I との関係
(例) 整定…… $MT_A = 18\%$
 $MT_B = 42\% \times 2.2$

Fig. 4.5 E_t - I characteristic of LF element at the point A and B.

とが 1 直径の両端となる距離継電器である。

たとえば上述の例に示した整定をおこなった HLF 形継電器の動作特性を R-X 座標に表示すれば、図 2.2 の円 O_1 の特性が得られる。同図に示した界磁喪失時のインピーダンス軌跡からみて、このような整定が界磁喪失保護に対して満足すべきものであることはうたがいない。

5. 低電圧要素

同期機に界磁喪失または界磁減少の原因が発生すると、最初同期機の内部の磁界はごく徐々にしか減少せず電機子回路にはただちには大きな影響はあらわれない。しかし同期機内部磁界の減少とともにしだいに E_d と E_t との相差角はひろがり、電流は進み力率となってくる。そしてその原因発生後 2~6 秒後に現象は急に進展しまず界磁喪失要素 (LF 要素) の動作条件ができ、つづいて電圧が急激にさがって低電圧要素 (LV 要素) が動作することになる。

この低電圧要素は、界磁喪失要素と同じ二重環形要素を用いた継電器で、図 4.3 で下部の要素がそれである。この要素は PT 二次電圧ベクトルの三角形の面積に応動する三相低電圧継電器で、タップ値の電圧を辺とする平衡した三相電圧が動作点となっている。

タップは電圧で目盛られ、50-60-70-80-90 V の動作値に整定できる。

同期機界磁喪失時の電圧降下の程度は、界磁低下の程度、同期機容量と系統の容量との関係などによって異なっているが、計算の結果では別稿のように 80% 前後ま

で一時的に低下することが示されている。なおこれからみて低電圧要素は比較的高い値に整定することが必要で動作値復帰値の比の小さい要素が適することも同時に結論される。

HLF 形継電器で、界磁喪失要素と低電圧要素とは、つぎのような考慮によって組合わされている。

- (1) 界磁喪失要素だけ動作し、低電圧要素が動作しない間は軽度の界磁喪失つまり界磁低下とみなし、これを警報して保守員が適当な処置を講ずるようなシーケンスを組むことができる。
- (2) 低電圧要素が動作したときは、あきらかに界磁完全喪失を意味するものであるから、ただちにトリップ回路を作る。

6. 特 長

以上によって明らかになったように HLF 形継電器は下記の特長をもつ。

- (1) 従来の界磁回路に直流継電器を挿入する方式のように短絡故障除去時に界磁電流が急激して誤動作するようなおそれがなく、また限時継電器を入れる必要がないので検出速度が早い。
- (2) 同期機の電機子回路の電圧電流を用いる方式であるから、系統におよぼす影響と継電器の検出能力、検出時間が一致している。
- (3) 界磁喪失要素の動作だけでは警報だけというシーケンスが組めるので、同期機のトリップの機会を減少し、とくに火力発電所のように再起動に時間を要する場合の応用を容易にした。

またこれによって界磁喪失要素の動作円は相当大きく整定できるという利点もある。

- (4) 低電圧要素は三相電圧要素であるから、2 線短絡故障で動作する可能性をさらに少なくし、同時に構造が簡易になっている。
- (5) 両要素が動作すれば、図 4.2 に示すように、いったん補助継電器 TA で 100~250 ms の時限をとってからトリップ回路を形成しているから、誤動作のおそれがなく、信頼性が高い。

界磁喪失のとき回転子の焼損の可能性がいちばん大きいタービン発電機でも、完全界磁喪失時に分のオーダまで運転を継続することができるから、この程度の時延は当然入れるべきである。

- (6) 以上のように HLF 形継電器は界磁喪失保護の

目的にもっとも適合するように、同一ケース内に各要素をまとめ上げている。

(7) ここに使用されている界磁喪失要素は、図 4.1 の動作円点 A と点 B とを選定すれば、それぞれ独立に整定することができ、整定は非常に容易である。またこの要素は R-X 座標において円特性を持ち、1 直径の両端である点 A と点 B とを独立して整定できる距離要素である。

7. HFS-2 形脱調および界磁喪失継電器

図 7.1 は HFS-2 形脱調および界磁喪失継電器の接続で、図 7.2 はその外観を示す。

HFS-2 形継電器の原理は図 7.3 に示す。図で LF 要素とある動作円は HLF 形継電器の界磁喪失要素とまったく同じ特性のものである。これに OS 要素とある動作円を付加すれば、同期機の内部電圧ベクトルが LF 要素の動作域にはいらず同期はずれとなる場合も保護できる。

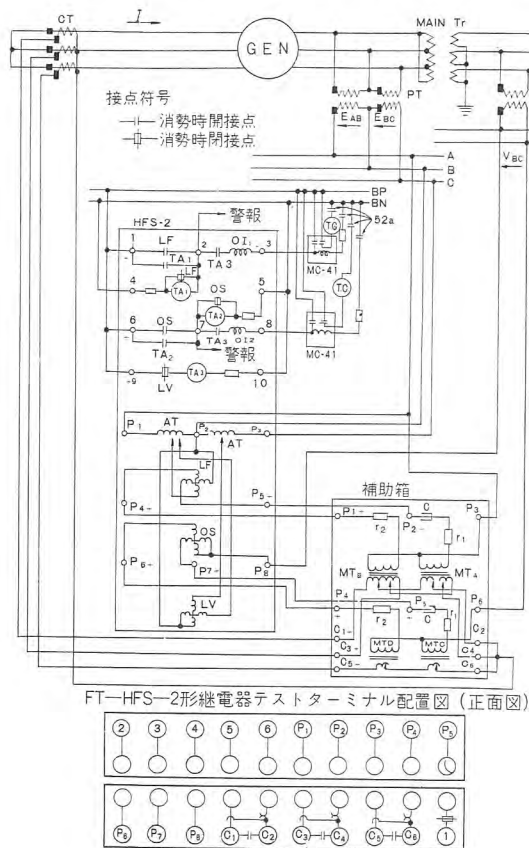


図 7.1 HFS-2 形同期機脱調および界磁喪失継電器接続図 (内部接続は裏面図を示す)

Fig. 7.1 Internal connection diagram of type HFS-2 out-of-step and loss-of-field relay (rear view).

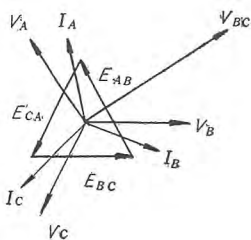


図 7.2 HFS-2 形脱調および界磁喪失継電器 (FT 形のカバーをはずしたところ)

Fig. 7.2 Type HFS-2 out-of-step and loss-of-field relay.

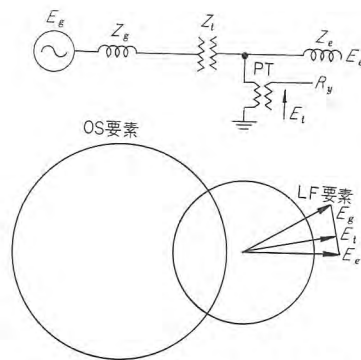


図 7.3 HFS-2 形脱調および界磁喪失継電器原理図

Fig. 7.3 Principle of type HFS-2 out-of-step and loss-of-field relay.

このために LF 要素と同じ原理の OS 要素が同一ケース内に収容されている。

ただしこまかくみるとつぎのような諸点で OS 要素は特別な考慮がはらわれている。

(1) unit system の発電機

のばあいなど $K = Z_e/Z_g$ が比較的大きく 1 に近いのが普通で、OS 要素の動作円を十分大きくすると、外部短絡故障に反応するようになる。

しかしこれは一般に OS 要素の電圧を図 7.1 のように変圧器の母線側 PT から導くことによって防ぐことができる。それゆえ HFS-2 形継電器ではこのような結線を標準として設計されている。

(2) このようにした場合 OS 要素の整定に要するベクトル \bar{A}' , \bar{B}' は、少しく LF 要素の場合とことなるわけで、変圧器のインピーダンスを Z_t , PT より母線側のインピーダンスを Z_e' とすれば

$$\left. \begin{aligned} E_t &= E_e + Z_e' I \\ E_g &= E_t + (Z_g + Z_t) I \end{aligned} \right\} \dots (7.1)$$

$$\bar{A}' = (1 + K_1) \left\{ E_t + \frac{1 - K_1 K'}{1 + K_1} (Z_g + Z_t) I \right\}$$

$$\bar{B}' = (1 + K_2) \left\{ E_t + \frac{1 - K_2 K'}{1 + K_1} (Z_g + Z_t) I \right\}$$

$$\text{ただし } K' = \frac{Z_e'}{Z_g + Z_t}$$

.....(7.2)

となる。

このベクトル \bar{A}' と \bar{B}' に同相な電圧ベクトルを得るための補償器が、図 7.1 における MT_c と MT_d で、タップ値も OS 要素の整定にもっとも適した値がえらばれている。

参考までに HLF 形継電器式距離継電器動作式の一般解を示しておく。

図 3.1 の一般化原理図を図 1 に示す。PT 二次電圧 E_t を電圧補償器によって補償して得られるふたつの電圧ベクトル \bar{A} , \bar{B} を位相検出継電器のふたつのコイルの回路に印加し, $\widehat{AB} = \varphi$ が 90 度より大で 270 度より小

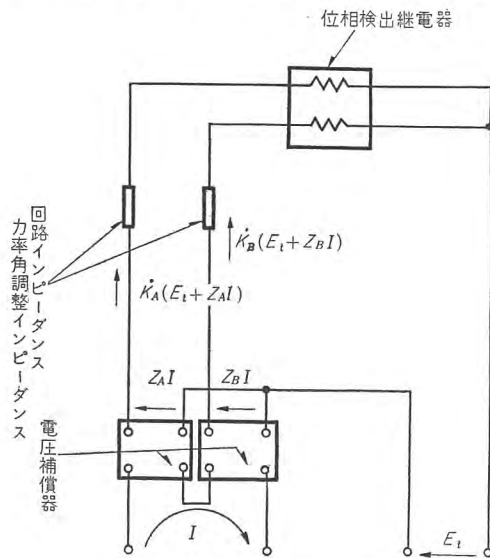


図 1 HLF 形継電器の一般形式
Fig. 1 General form of the type HLF relay.

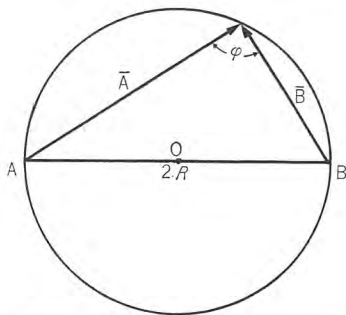


図 2 電圧ベクトル表示による動作円
Fig. 2 Operating characteristic in potential vector surface.

のとき動作するようにしたもののである。この位相検出継電器としては、円筒形継電要素、二重環形継電要素、誘導環形継電要素、誘導円板形要素あるいは静止形回路のいかなを問わない。

$$\left. \begin{aligned} \bar{A} &= E_t + Z_A I \\ \bar{B} &= E_t + Z_B I \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

$$\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{3\pi}{2}, \text{ ただし } \varphi = \widehat{AB} \dots (2)$$

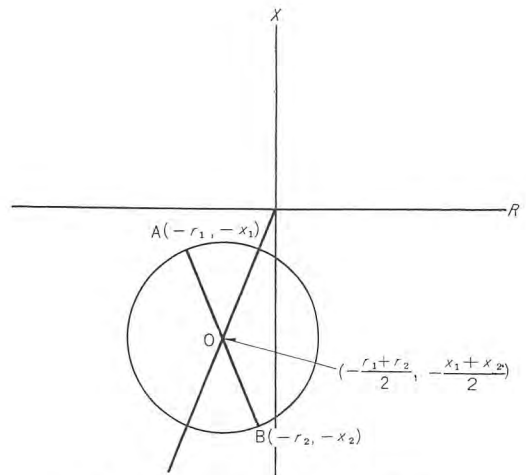


図 3 R-X 座標表示による動作特性
Fig. 3 Generalized operating circle in R-X surface.

式 (1), (2) の関係を電圧ベクトル表示で示せば図 2 のようになる。 E_t は基準値として e_t , $i = p + jq$, $Z_A = r_1 + jx_1$, $Z_B = r_2 + jx_2$ とし,

$$\frac{e_t}{i} = r + jx \dots (3)$$

とすれば、B 点においては

$$\bar{B} = \{(r + r_2) + j(x + x_2)\}(p + jq) = 0$$

$$\therefore r = -r_2, \quad x = -x_2 \dots (4)$$

$\bar{B} = 0$ における $\bar{A} = 2R$ ゆえ、ある p, q に対して

$$2R = \{(r_1 - r_2) + j(x_1 - x_2)\}(p + jq) \dots (5)$$

動作方程式はある p, q に対してつねに

$$|\bar{A}|^2 + |\bar{B}|^2 \leq |2R|^2 \dots (6)$$

$$|\bar{A}|^2 = \{(r + r_1)^2 + (x + x_1)^2\}(p^2 + q^2), \quad |\bar{B}|^2 = \{(r + r_2)^2 + (x + x_2)^2\}(p^2 + q^2), \quad |2R|^2 = \{(r_1 - r_2)^2 + (x_1 - x_2)^2\}(p^2 + q^2) \text{ ゆえ}$$

$$\left(r + \frac{r_1 + r_2}{2}\right)^2 + \left(x + \frac{x_1 + x_2}{2}\right)^2 \leq \left(\frac{r_1 - r_2}{2}\right)^2 + \left(\frac{x_1 - x_2}{2}\right)^2 \dots (7)$$

したがって図 3 のように $\left(-\frac{r_1 + r_2}{2}, -\frac{x_1 + x_2}{2}\right)$ を中心とし, $\sqrt{\left(\frac{r_1 - r_2}{2}\right)^2 + \left(\frac{x_1 - x_2}{2}\right)^2}$ を半径とし, $(-r_1, -x_1)$ と $(-r_2, -x_2)$ をある直径の両端とする円となる。

補償器補償インピーダンスの各常数 r_1, r_2, x_1, x_2 を変化すれば、R-X 座標で任意の円特性もしくは直線特性が得られることはあきらかである。

同期発電機の界磁喪失

研究所 馬場 準一*・芝 滝 寿 宏*
神戸製作所 森 健**

Loss of Field on Synchronous Generators

Research Laboratory Jun-ichi BABA・Toshihiro SHIBATAKI
Kobe Works Takeshi MORI

To meet rapidly increasing demand, electric power systems are being more closely interconnected and their scales grow large. This leads to the augmentation of the unit of apparatus installed on the system, resulting in building a huge turbine generator with its capacity reaching 400 MW. This is the reason why the protection of apparatuses becomes more important. In this connection, the writers have worked out theoretical equations to describe the phenomena of loss of field on synchronous generators and have calculated impedance locus of the machine and voltage drop at this state. They have also estimated the period in which the machine can operate safely at the loss of field. Effect of the machine to nearby generators under the circumstance is also in their discussion.

1. ま え が き

電力系統は急速に増大する需要に対応するために、相互に連れいされ、その規模は拡大されつつある。それに伴って系統に設置される機器の単位容量も逐次増大しつつあり、タービン発電機では 400 MW に及ぶものも考えられており、機器の保護の重要性はとみにましてきた。

この報告においては、同期発電機の界磁喪失現象を記述する理論式を導き、界磁喪失時の機器のえがくインピーダンス軌跡・電圧降下などを計算し、また Rotor Heating を計算して、同期発電機が界磁喪失の状態でのくらしい安全に運転できるかを推測した。さらに、界磁喪失が近傍の発電機に及ぼす影響についても言及してある。

2. 界磁喪失の方程式

図 2.1 のような系統における同期発電機に関しては、次の式が成立つ。この報告では、第 1 近似として同期機の制動回路は d, q 軸における 1 個の回路で表現しようとした。

$$\Phi_d = -(x_l + x_s)i_d + x_{ad}(-i_d + i_{fd} + i_{kd}) \quad (2.1)$$

$$\Phi_q = -(x_l + x_s)i_q + x_{aq}(-i_q + i_{kq}) \quad (2.2)$$

$$\psi_{fd} = x_{fd}i_{fd} + x_{ad}(-i_d + i_{fd} + i_{kd}) \quad (2.3)$$

$$\psi_{kd} = x_{kd}i_{kd} + x_{ad}(-i_d + i_{fd} + i_{kd}) \quad (2.4)$$

$$\psi_{kq} = x_{kq}i_{kq} + x_{aq}(-i_q + i_{kq}) \quad (2.5)$$

式 (2.1), (2.2) は電機子磁束 Φ_d, Φ_q に関する式であり、式 (2.3) は界磁磁束 ψ_{fd} に関する式、式 (2.4), (2.5) は制動回路磁束 ψ_{kd}, ψ_{kq} に関する式である。

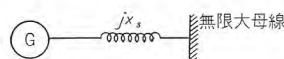


図 2.1 同期発電機と系統

Fig. 2.1 Synchronous generators.

$$\text{いま, } x_{ad}(-i_d + i_{fd} + i_{kd}) = \psi_{md} \quad (2.6)$$

$$x_{aq}(-i_q + i_{kq}) = \psi_{mq} \quad (2.7)$$

で表わされる量 ψ_{md}, ψ_{mq} を導入すると、電機子電流 i_d, i_q , 界磁電流 i_{fd} , 制動回路電流 i_{kd}, i_{kq} は次の式で表わされる。

$$i_d = -(\Phi_d - \psi_{md}) / (x_l + x_s) \quad (2.8)$$

$$i_q = -(\Phi_q - \psi_{mq}) / (x_l + x_s) \quad (2.9)$$

$$i_{fd} = (\psi_{fd} - \psi_{md}) / x_{fd} \quad (2.10)$$

$$i_{kd} = (\psi_{kd} - \psi_{md}) / x_{kd} \quad (2.11)$$

$$i_{kq} = (\psi_{kq} - \psi_{mq}) / x_{kq} \quad (2.12)$$

また、 ψ_{md}, ψ_{mq} を $\Phi_d, \Phi_q, \psi_{fd}, \psi_{kd}, \psi_{kq}$ の関数で表わせば、

$$\psi_{md} = x_{md} \left(\frac{\Phi_d}{x_l + x_s} + \frac{\psi_{fd}}{x_{fd}} + \frac{\psi_{kd}}{x_{kd}} \right) \quad (2.13)$$

$$\psi_{mq} = x_{mq} \left(\frac{\Phi_q}{x_l + x_s} + \frac{\psi_{kq}}{x_{kq}} \right) \quad (2.14)$$

$$\frac{1}{x_{md}} = \frac{1}{x_l + x_s} + \frac{1}{x_{fd}} + \frac{1}{x_{kd}} + \frac{1}{x_{ad}} \quad (2.15)$$

$$\frac{1}{x_{mq}} = \frac{1}{x_l + x_s} + \frac{1}{x_{kq}} + \frac{1}{x_{aq}} \quad (2.16)$$

ここで、電機子の過渡現象を無視すると、同期機の式として次の式が得られ、これが界磁喪失現象を解析する場合の基礎方程式となる。

$$\Phi_d = e_s \cos \theta \left(1 - \frac{s}{\omega} \right) \quad (2.17)$$

$$\Phi_q = -e_s \sin \theta \left(1 - \frac{s}{\omega} \right) \quad (2.18)$$

$$\frac{d\psi_{fd}}{dt} + \frac{r_{fd}}{x_f}(\psi_{fd} - \psi_{md}) = e_{fd} \quad \dots\dots\dots(2.19)$$

$$\frac{d\psi_{kd}}{dt} + \frac{r_{kd}}{x_{kd}}(\psi_{kd} - \psi_{md}) = 0 \quad \dots\dots\dots(2.20)$$

$$\frac{d\psi_{kq}}{dt} + \frac{r_{kq}}{x_{kq}}(\psi_{kq} - \psi_{mq}) = 0 \quad \dots\dots\dots(2.21)$$

e_s は無限大母線の電圧

θ は同期機が無限大母線に対して進む角度

e_{fd} は励磁機電圧で、界磁短絡ならば $e_{fd}=0$ である。

電力動揺の方程式としては、

$$\frac{dS}{dt} = \frac{\pi f}{H}[(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) - P_{in}] \quad \dots\dots\dots(2.22)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -S \quad \dots\dots\dots(2.23)$$

発電機の調相機については、その伝達関数を一次おくれで表わし、速度調定率を R で表わせば

$$T_\theta \frac{d(\Delta P)}{dt} + \Delta P = S/R \quad \dots\dots\dots(2.24)$$

T_θ : 調相機時定数

R : 同上速度調定率

$$\Delta P = P_{in} - P_{in-0} \quad \dots\dots\dots(2.25)$$

P_{in} = タービン入力

P_{in-0} = タービンの初期（界磁喪失直前）入力

界磁喪失時の許容運転時間は、回転子の温度上昇によって定まってくるが、その目安を与えるものとして制動回路電流 i_r の 2 乗の時間積分を考えることにして、つぎの量 W を定義する。

$$W = \int_0^t i_r^2 dt = \int_0^t (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) dt \quad \dots\dots\dots(2.26)$$

式 (2.17)～式 (2.26) までは同期機の界磁喪失時の状態を記述する方程式であるが、この微分方程式の諸量の初期値は次の式によって計算することができる。

まず、同期機の電流・端子電圧は次式から計算できる。

$$e_{d0} = Px_q / \sqrt{(Px_q)^2 + (1 + Qx_q)^2} \quad \dots\dots\dots(2.27)$$

$$e_{q0} = (1 + Qx_q) / \sqrt{(Px_q)^2 + (1 + Qx_q)^2} \quad \dots\dots\dots(2.28)$$

$$x_q i_{d0} = \frac{(Px_q)^2 + Qx_q(1 + Qx_q)}{\sqrt{(Px_q)^2 + (1 + Qx_q)^2}} \quad \dots\dots\dots(2.29)$$

$$x_q i_{q0} = e_{d0} \quad \dots\dots\dots(2.30)$$

$$\text{界磁電流 } i_{fd} = \frac{e_q + x_{ad} i_d}{x_{ad}} \quad \dots\dots\dots(2.31)$$

これらの値から ψ_{fd} , ψ_{kd} , ψ_{kq} は次のように計算される。

$$\psi_{fd} = (x_f + x_{ad}) i_{fd} - x_{ad} i_d \quad \dots\dots\dots(2.32)$$

$$\psi_{kd} = x_{ad} (-i_d + i_{fd}) \quad \dots\dots\dots(2.33)$$

$$\psi_{kq} = x_{aq} (-i_q) \quad \dots\dots\dots(2.34)$$

なお、発電機端子からながめるインピーダンスは

$$Z = R + jX = (e_d + je_q) / (i_d + ji_q) \quad \dots\dots\dots(2.35)$$

で与えられる。

3. 系統の常数

前節に導いた式を用いて、界磁喪失時の諸現象を計算することができるが、この報告において、対象とした系統の常数を示せば下記のとおりである。

a. 同期発電機常数

$$x_d = 1.60$$

$$T_{d0}' = 5.4 \text{ 秒}$$

$$x_q = 1.60$$

$$T_d'' = T_q'' = 0.035 \text{ 秒}$$

$$x_d' = 0.20$$

$$H = 6.0$$

$$x_d'' = 0.10$$

$$x_q'' = 0.10$$

b. 系統インピーダンス

$$x_s = 0.1, 0.2$$

c. 発電機调速機

一次おくれとみなして

$$\text{時定数 } T_\theta = 0.5 \text{ 秒}$$

$$\text{速度調定率 } R = 5\%$$

4. 発電機界磁喪失時の現象

界磁を喪失した同期機の動作状態は、前節に導いた方程式によって記述されるが、まず定性的に界磁喪失現象を述べてみよう。

同期発電機の励磁機の電圧が零になった場合でも、界磁回路の高インダクタンス性のために同期機内部の磁束は急激には減少しない。磁束はその直横軸ともそれぞれの時定数によって減少し始める。磁束の減少によって発電機の電氣的出力も減少するから、同期機は加速し、その内部位相角は無限大母線に対して進む。また、磁束の減少は無効出力を減少させ、発電機は逐次、進相運転状態に移り、その端子電圧は低下する。

このような状態を続けてゆくと、同期機はついに脱調して、回転子は急に加速される。回転子の速度が増大すれば、当然、调速機が動作してタービンの出力を絞り始める。スベリの増大に応じて、制動回路にも電流が流れ始め、Rotor Heating の原因となる。

以上は、界磁喪失現象の定性的な記述であるが、以下には前節の常数を用いて、界磁を短絡した場合についての計算結果を示そう。計算は Runge-Kutta 法を用い、計数形計算機によって行なった。

図 4.1 は界磁喪失時の端子電圧降下、図 4.2 は発電機

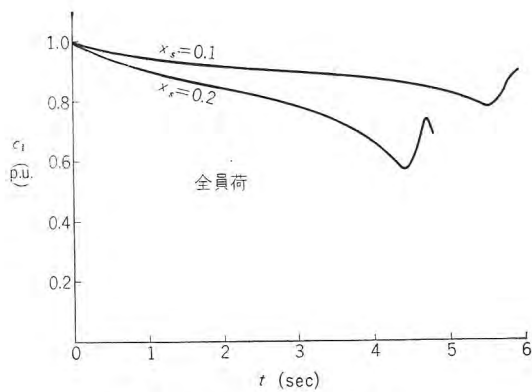


図 4.1(a) 発電機端子電圧

Fig. 4.1(a) Generator terminal voltage.

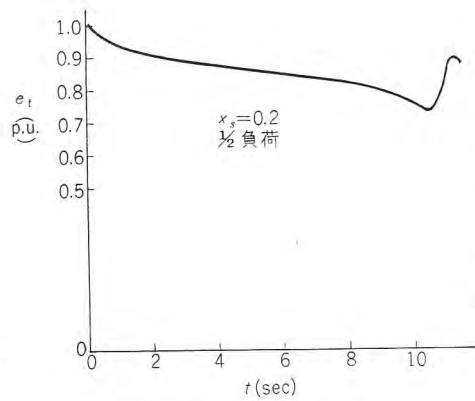


図 4.1(b) 発電機端子電圧

Fig. 4.1(b) Generator terminal voltage.

端子からながめたインピーダンス軌跡, 図4.3は発電機のスベリに比例した量 $S = -\frac{d\theta}{dt} = \omega \times (\text{スベリ})$ の時間的变化, 図4.4は $S-\theta$ 面における軌跡を示したものであり, 界磁喪失に伴い端子電圧がかなり低下し, その低下の度合は系統インピ

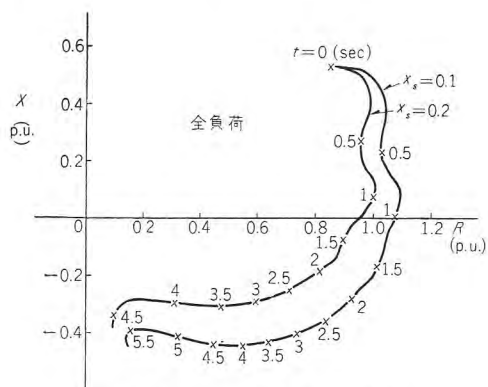


図 4.2(a) インピーダンス軌跡

Fig. 4.2(a) Impedance locus.

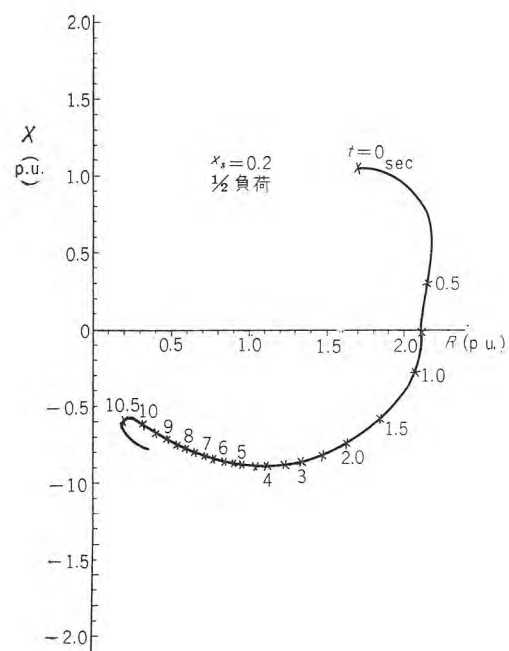


図 4.2(b) インピーダンス軌跡

Fig. 4.2(b) Impedance locus

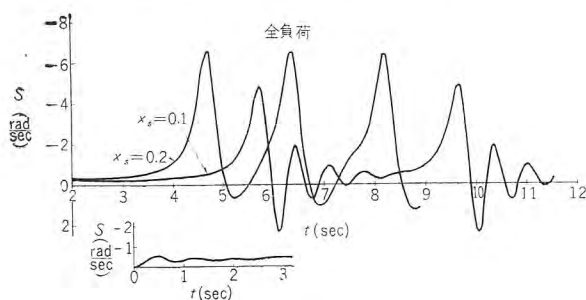


図 4.3(a) 発電機スベリ

Fig. 4.3(a) Generator slip.

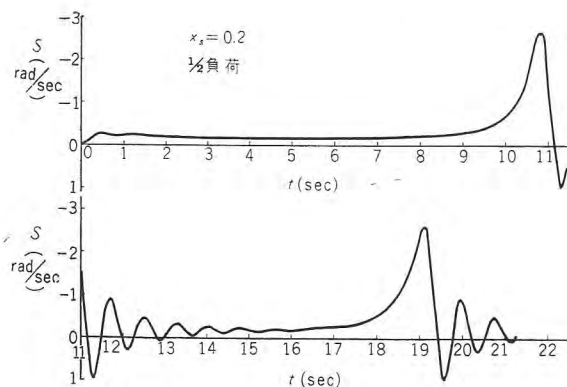


図 4.3(b) 発電機スベリ

Fig. 4.3(b) Generator slip.

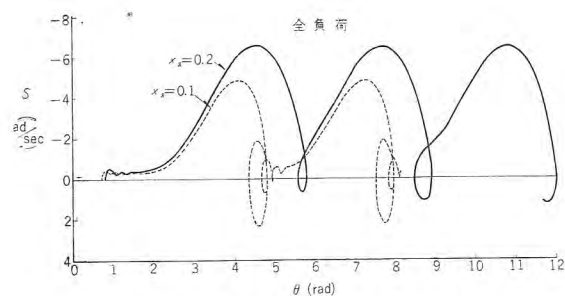


図 4.4(a) $S-\theta$ 線図

Fig. 4.4(a) $S-\theta$ diagram.

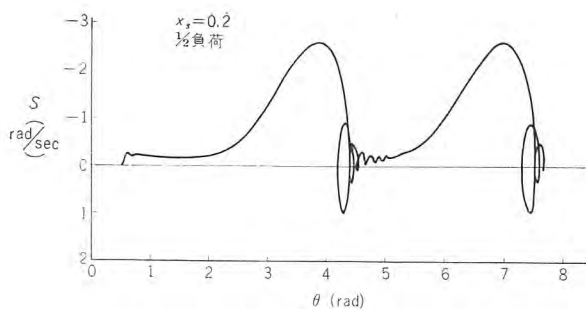


図 4.4(b) S-θ 線図
Fig. 4.4(b) S-θ diagram.

ーダンスの大きいほど、いちじるしい。発電機のながめるインピーダンスも逐次進相運転にはいつてゆくことがわかる。

5. 界磁喪失時の回転子の過熱(許容運転時間)

同期発電機が界磁を喪失し、その速度が増してくると制動回路に電流が流れ始め、回転子の過熱を招く。

この、回転子の過熱の目安を与えるものとして式(2.26)で定義される量 $W = \int_0^t i_r^2 dt$ を導いたが、前節のモデル系統についての計算結果は図 5.1 に示すようなものである。

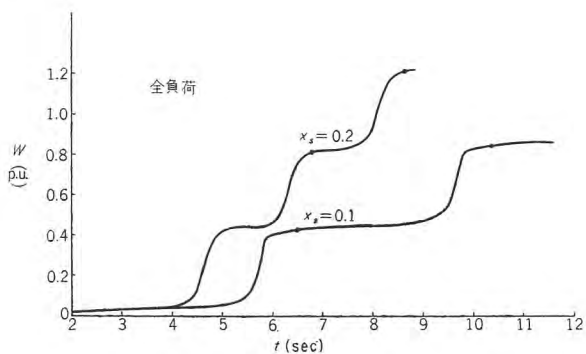


図 5.1(a) $\int_0^t i_r^2 dt$ (制動回路の熱量)

Fig. 5.1(a) $\int_0^t i_r^2 dt$ Heat amount of brake circuit.

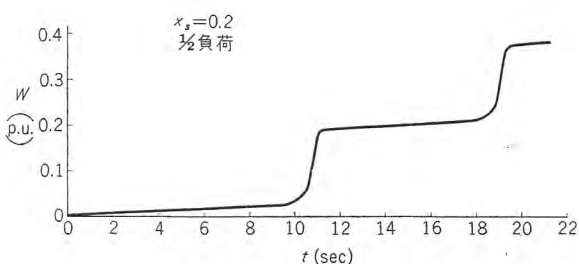


図 5.1(b) $\int_0^t i_r^2 dt$ (制動回路の熱量)

Fig. 5.1(b) $\int_0^t i_r^2 dt$ Heat amount of brake circuit.

さて、このような回転子電流による加熱効果を評価し、許容運転時間を推測する方法として、逆相電流による加

同期発電機の界磁喪失・馬場・芝滝・森

熱効果の研究結果を利用してみたい。

同期発電機の固定子巻線に逆相電流 $I_2 \cos(\omega t + \phi_2)$ が流れると、それによって、制動回路には、 2ω の周波数の電流が流れるが、その大きさは同期機の直・横軸に関する等価回路(図 5.2 参照)より次式で与えられる。

$$i_{kd} = \frac{x_{ad}(x_{ffd} - x_{ad})}{x_{kkd}x_{ffd} - x_{ad}^2} I_2 \cos(2\omega t + \phi_2) \dots (5.1)$$

$$i_{kq} = -\frac{x_{aq}}{x_{kkq}} I_2 \sin(2\omega t + \phi_2) \dots (5.2)$$

したがって、逆相電流による加熱効果としては、

$$|i_r|^2 = \frac{1}{2} \left[\frac{x_{ad}^2(x_{ffd} - x_{ad})^2}{(x_{kkd}x_{ffd} - x_{ad}^2)^2} + \frac{x_{aq}^2}{x_{kkq}^2} \right] I_2^2 \dots (5.3)$$

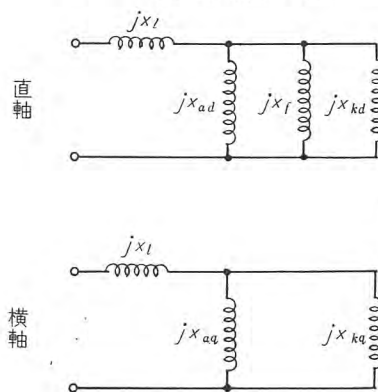


図 5.2 逆相電流に対する同期機等価回路
Fig. 5.2 Equivalent circuit of synchronous machine for negative sequence current.

逆相電流による加熱効果に関しては $\int I_2^2 dt$ が一定の値 K 以下であれば安全であることが報告されているので、これを式(5.3)に適用すると

$$\int_0^t |i_r|^2 dt = A \int_0^t I_2^2 dt \leq AK \dots (5.4)$$

$$A = \frac{1}{2} \left[\left\{ \frac{x_{ad}(x_{ffd} - x_{ad})}{(x_{kkd}x_{ffd} - x_{ad}^2)} \right\}^2 + \left(\frac{x_{aq}}{x_{kkq}} \right)^2 \right] \dots (5.5)$$

であれば安全である。

$$\text{モデル系統に関しては } A = 0.67 \dots (5.6)$$

タービン発電機では、たとえば、普通の形のものでは

$$K = 20 \dots (5.7)$$

と称されるから

$$\int_0^t |i_r|^2 dt = AK = 13.4 \dots (5.8)$$

となる。

図 5.1 に示す W の計算値と式(5.8)とを組み合わせることによって界磁喪失状態のまま、安全に運転しうる許容時間を求めると表 5.1 のとおりである。

表 5.1 許容運転時間

負 荷	kVA	力 率 (%)	系統インピーダンス x_s	W	許容運転時間 (min)
full p.u.		85	0.1 p.u.	0.105 p.u./sec	2
full		85	0.2	0.2	1
half		85	0.2	0.02	11

6. 近傍の発電機への影響

ある発電機に界磁喪失が生じた場合に、それが、近傍の発電機に及ぼす影響を調べてみよう。

この場合の系統の方程式は付録に示した。この方程式

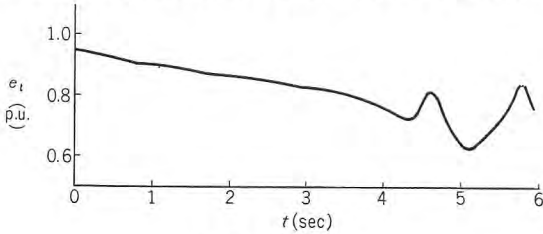


図 6.1 端子電圧
Fig. 6.1 Terminal voltage.

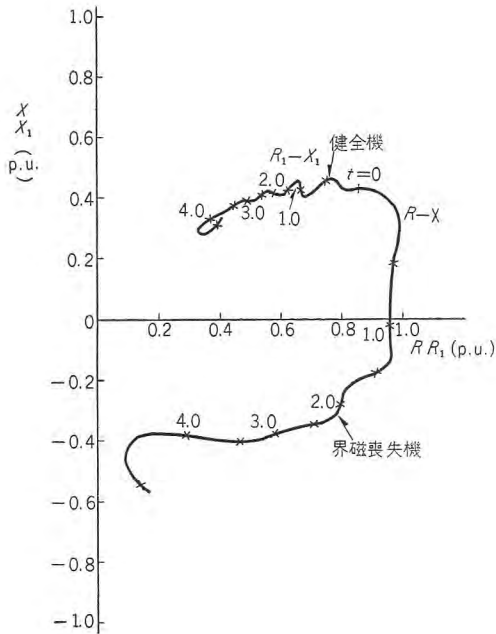


図 6.2 インピーダンス軌跡
Fig. 6.2 Impedance locus.

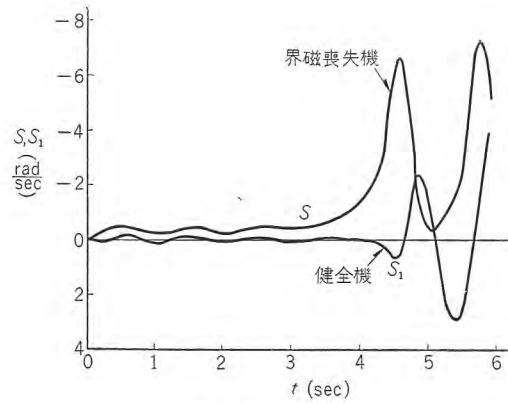


図 6.3 スベリ
Fig. 6.3 Slip.

を用いて計算した結果は図 6.1～図 6.3 に示すとおりである。これらの図から見るように、近傍の発電機の界磁が喪失した場合でも、健全な発電機は脱調しないであろう。健全発電機のスベリは界磁を喪失した発電機のスベリよりも小さいから熱的にも界磁喪失した発電機のうける責務よりも軽いであろう。

7. む す び

- (1) 界磁を喪失した発電機の動作状態を記述する方程式を導いた。
- (2) モデル系統について、この方程式をとくことにより界磁喪失時の電圧降下・インピーダンス軌跡・スベリなどの変化の様相をうかがうことができる。
- (3) 回転子の過熱の目安を与える常数を計算し、これによって許容運転時間を推測することができる。
- (4) 界磁を喪失した同期発電機の近傍の発電機は脱調することではなく、そのうける熱的の責務は界磁喪失した発電機のそれよりは軽い。(34-10-1 受付)

付

録

図 1 に示すように #1 号機は健全な発電機とし、#2 号機は無限大母線とする。健全な発電機は過渡インピーダンスとその背後の起電力によって表示した。

このような系統に対しては下記の式が成立する。

健全発電機 (#1 号機) については

$$\begin{cases} e_d = -x_1(1+P\theta)i_{1q} + e_1 \sin(\theta - \theta_1) \\ e_q = x_1(1+P\theta)i_{1d} + e_1 \cos(\theta - \theta_1) \end{cases} \dots\dots (1)$$

無限大母線については、

$$\begin{cases} e_d = -x_2(1+P\theta)i_{2q} + e_2 \sin(\theta - \theta_2) \\ e_q = x_2(1+P\theta)i_{2d} + e_2 \cos(\theta - \theta_2) \end{cases} \dots\dots (2)$$

電流については

$$\begin{cases} i_{1d} + i_{2d} = i_d \\ i_{1q} + i_{2q} = i_q \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

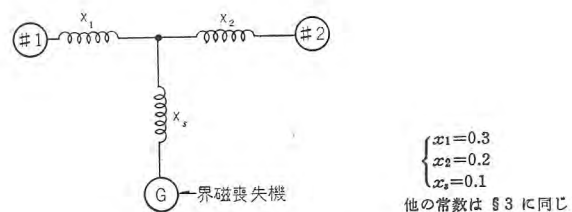


図 1 3 機系 (近傍発電機への影響)

Fig. 1 Three machine system (effect on nearby generators).

i_{1d}, i_{1q} を消去して

$$\left. \begin{aligned} e_d &= -i_q \frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2} (1 + P\theta) + e_1 \frac{x_2}{x_1 + x_2} \sin(\theta - \theta_1) \\ &\quad + e_2 \frac{x_1}{x_1 + x_2} \sin(\theta - \theta_2) \\ e_q &= i_d \frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2} (1 + P\theta) + e_1 \frac{x_2}{x_1 + x_2} \cos(\theta - \theta_1) \\ &\quad + e_2 \frac{x_1}{x_1 + x_2} \cos(\theta - \theta_2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

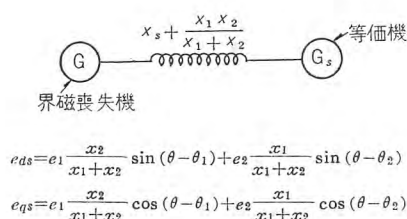


図 2 等価 2 機系

Fig. 2 Equivalent two machine system.

これよりこの 3 機系は図 2 の 2 機系に等価であることがわかる。したがって、系統の方程式は、

界磁喪失した発電機については

$$\begin{aligned} \Phi_d &= \frac{e_1 \frac{x_2}{x_1 + x_2} \cos(\theta - \theta_1) + e_2 \frac{x_1}{x_1 + x_2} \cos(\theta - \theta_2)}{1 - \frac{s}{\omega}} = \frac{e_{sq}}{1 - \frac{s}{\omega}} \\ \Phi_q &= -\frac{e_1 \frac{x_2}{x_1 + x_2} \sin(\theta - \theta_1) + e_2 \frac{x_1}{x_1 + x_2} \sin(\theta - \theta_2)}{1 - \frac{s}{\omega}} \\ &= \frac{e_{sd}}{1 - \frac{s}{\omega}} \end{aligned} \dots\dots\dots (5)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{md} &= x_{md} \left[\frac{\Phi_d}{x_l + x_s^*} + \frac{\psi_{fd}}{x_f} + \frac{\psi_{kd}}{x_{kd}} \right] \\ \psi_{mq} &= x_{mq} \left[\frac{\Phi_q}{x_l + x_s^*} + \frac{\psi_{kq}}{x_{kq}} \right] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

$$x_s^* = x_s + \frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2}$$

$$\left. \begin{aligned} e_d &= -\frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2} \left(1 - \frac{s}{\omega} \right) i_q + e_{sd} \\ e_q &= -\frac{x_1 x_2}{x_1 + x_2} \left(1 - \frac{s}{\omega} \right) i_d + e_{sq} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

$$\left. \begin{aligned} i_d &= -\frac{\Phi_d - \psi_{md}}{x_l + x_s^*} \\ i_q &= -\frac{\Phi_q - \psi_{mq}}{x_l + x_s^*} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{kd} &= \frac{\psi_{kd} - \psi_{md}}{x_{kd}} \\ i_{kq} &= \frac{\psi_{kq} - \psi_{mq}}{x_{kq}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{fd}}{dt} + \frac{r_{fd}}{x_f} (\psi_{fd} - \psi_{md}) &= e_{fd} \\ \frac{d\psi_{kd}}{dt} + \frac{r_{kd}}{x_{kd}} (\psi_{kd} - \psi_{md}) &= 0 \\ \frac{d\psi_{kq}}{dt} + \frac{r_{kq}}{x_{kq}} (\psi_{kq} - \psi_{mq}) &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{dS}{dt} &= \frac{\pi f}{H} [(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) - P_{in}] \\ \frac{d\theta}{dt} &= -S \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

健全発電機 (#1 号機) については

$$\left. \begin{aligned} I_{1d} = -i_{1d} &= \frac{e_1 \cos(\theta - \theta_1) - e_q}{x_1 (1 - s/\omega)} \\ I_{1q} = -i_{1q} &= \frac{e_d - e_1 \sin(\theta - \theta_1)}{x_1 (1 - s/\omega)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{dS_1}{dt} &= \frac{\pi f}{H_1} [(e_d I_{1d} + e_q I_{1q}) - P_{1-in}] \\ \frac{d\theta_1}{dt} &= -S_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

CWC 形 接 地 継 電 器

神戸製作所 古 谷 昭 雄*

Type CWC Ground Fault Protective Relays

Kobe Works Akio FURUYA

Of directional ground fault protective devices, that ranks with the simplest and the most reliable class is the one operating on the product element which is energized by a product of residual current of a current transformer in the line and the secondary current of a neutral current transformer. Type CWC ground fault protective relays have been developed to embody the above concept and are well adopted to the protection of the cases when a high resistance ground system is changed to a solid ground one or a carrier protective scheme is backed up.

1. ま え が き

送電線の地絡保護方式のうち、線路 CT 残留電流（以下 $3I_0$ と略す）と中性点 CT 二次電流（以下 I_N と略す）との積によって動作する積形要素によるものはきわめて簡単かつ確実な保護方式である。

今回この方式による継電器シリーズの開発を終了したのでその概要を紹介し、適用の便に供したいと思う。

このシリーズに属する標準継電器は表 1.1 に記してある。 $3I_0$ と I_N との積によって地絡故障方向を判別する方式は、直接接地系統においてはきわめて有効なものである。とくに従来の高抵抗接地系を直接接地化する場合や、搬送保護装置の後備保護を行なう場合には、表 1.1 の CWC 形継電器は欠くことのできない存在となる。本文では、かような見地より主として CWC 形継電器により直接接地系統区間選択保護を行なう場合を対象として説明したいと思う。また、終りにこのシリーズに属する

抵抗接地系用の CWC-2 形および CWC-3 形についてもあわせて紹介したいと思う。

2. 積形要素による直接接地系統保護方式の特長

直接接地系統の地絡故障時には過大な地絡電流が大地を流れるため近接通信線へ誘導障害を与え、また、系統の安定度にも影響を及ぼすので、できるだけ早く故障区間の除去を行なわなければならない。とくに超高压重要送電線においてはその要求は大きく、そのための保護方式として高速度地絡距離継電器を含む搬送装置または表示線による保護方式を採用するのが普通である。しかし、これらの方式はいずれも複雑、高価となりすべての直接接地系統に採用されとは限らない。

ここに、 $3I_0$ と I_N との積によって地絡故障方向を判別する方式が、簡単かつ安価な方法として浮び上がってくるのである。図 2.1 は CWC 形継電器の適用例を示す。

(a) は、比較的送電電圧の低い系統（たとえば昇圧接地

系統）に使われた例である。すなわち CWC 形継電器を一次継電器として使用し、その反限時特性を利用して、各区間を選択シャ断しようとするものである。このことを図 2.2 の 1 線地絡時、対称分回路より説明してみる。

直接接地系統では、地絡電流の大きさは、零相分インピーダンスに支配

表 1.1 CWC 形継電器シリーズ一覧表

リレー形名	CWC			CWC-2	CWC-3
電流定格	0.5~2 (Amp)	1~4	2~8	3 A 0.2~0.6	3 A 0.2~0.6
タップ	X ₁ X ₂ 0.5 0.6 0.8 1	X ₁ X ₂ 1 1.2 1.6 2	X ₁ X ₂ 2 2.4 3.2 4	0.2 0.4 0.6	0.2 0.4 0.6
最小 タップ積	0.25 (Amp) ²	1	4	0.6	0.6
内 部 接 続					
連続通電 容量	2 A	4 A	6 A	5 A	5 A
用 途	直接接地系用	同 左	同 左	抵抗接地系用	抵抗接地系回路線選択用

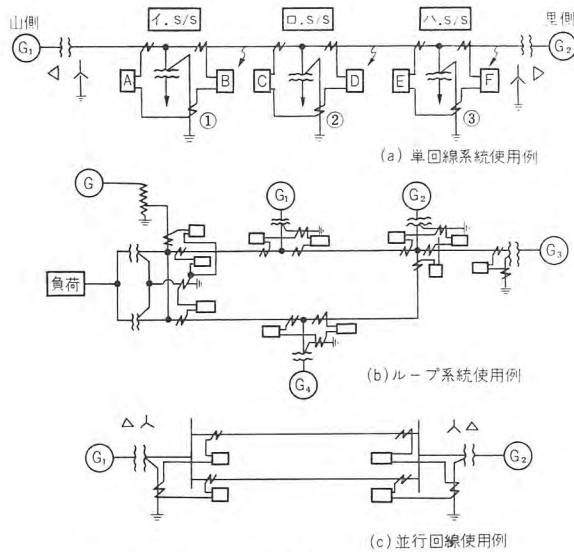


図 2.1 CWC 形接地継電器の直接接地系統使用例
Fig. 2.1 Typical applications of type CWC relay used for the solidly ground transmission lines.

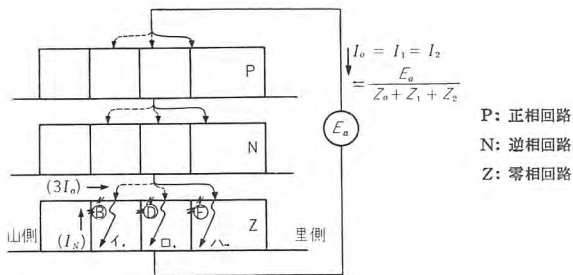


図 2.2 1 線地絡時対称分回路 (系統 (a) の場合)
Fig. 2.2 Sequential circuit at a fault during single-phase-to-ground faults.

される部分が大きいので、接地点により区切られた場合には、その前後で $3I_0 \cdot I_N$ の積の値はいちじるしく変化する。このため比較的短い区間でも十分選択可能となりうる。図 2.2 からだけでも、㉔ リレー入力は、イ、ロ、ハの各故障点によってその $3I_0 \cdot I_N$ 積は大いに変わりうることを容易に想像しうる。

ここに ㉔, ㉕, ㉖ に半限時特性の積形継電器を使用し、シャ断器のトリップ時間をみこして整定して置けば、ハの故障に対しては ㉔, ㉕ リレーが動作に至らないうちに ㉖ リレーにより故障を除去しうるることとなる。実際には正しい区間選択シャ断を行なわせるには、故障電流を予知して 4 章のような手順によることが必要である。この方法を正確に行なうことによって自区間故障では 0.2 秒以下の高速度で故障を除去し得、かつ他区間の故障での不要動作のない保護継電方式を構成することが可能となる。

つぎは (b) のループ系における使用例である。この場合も十分な故障計算のもとに正しい整定を行なえば、一

CWC 形接地継電器・古谷

次継電器としてもある程度使用しうる。(b) の実例は、三菱金属小又川系の後備保護リレーとして適用された場合を示している。

(c) の例は、直接接地系送電線の後備保護として使用する場合を示す。このリレーは表 1.1 のように各種定格のものが用意されているので、故障電流の大きい系統では、CT 負担の小さい (数 VA 程度) タップを選ぶことができるため後備保護リレーとしても好適である。

3. CWC 形接地継電器

3.1 構造および最低動作

この継電器の外観を図 3.1 に示す。

CWC 形接地継電器の主要素は I_N によって付勢される上部コイルと $3I_0$ によって付勢される下部コイルとを有し、両者の積の回転力を受けて動作する誘導円板形継電要素である。そのトルクの式は、

$$\tau = K \cdot I_N \cdot 3I_0 \cdot \cos(\varphi + \varphi_0) \dots \dots \dots (3.1)$$

φ_0 : 継電器の位相特性角 (通常 $0 \sim 3$ 度)

φ : $I_N, 3I_0$ 間の位相角

K : 比例常数 で与えられる。

この継電器は、上部コイルタップ (X_1, X_2 の 2 種); 下部コイルタップ (4 種) を変えることによって、その最低動作値を変えることができる。

下部コイルタップ値は、 X_1 タップを使用し、上部コイルと下部コイルとを直列にして電流を流したとき動作する最小電流の値を意味する。なお、 X_2 タップにした場合は、最小動作はタップ値の 2 倍となる。

これらの関係を表 3.1 に示す。



図 3.1 CWC 形接地継電器
Fig. 3.1 Front view of type CWC relay.

ここでタップ値とは同相に加えられる $I_N \cdot 3I_0$ の積がこの値になると動作することを示している (ただしいちじるしく両電流の値に差があるときは、3.2 (3) のことを配慮する必要がある)。形式テストの結果によれば、CWC 形継電器の最小動作値は、各タップとも、時限整定を $1/2 \sim 10$ のいずれの場合にして

表 3.1 CWC 形接地継電器定数表

0.5~2 A										K
上部コイルタップ	X ₁				X ₂					25
下部コイルタップ	0.5	0.6	0.8	1	0.5	0.6	0.8	1		12
最小動作値	0.5	0.6	0.8	1	1	1.2	1.6	2	Amp	
タップ積	0.25	0.36	0.64	1	1	1.44	2.56	4	(Amp) ²	
タップ定数 M	4	2.8	1.6	1.0	16	11	6.2	4		
1~4 A										K
上部コイルタップ	X ₁				X ₂					26
下部コイルタップ	1	1.2	1.6	2	1	1.2	1.6	2		12
最小動作値	1	1.2	1.6	2	2	2.4	3.2	4	Amp	
タップ積	1	1.44	2.56	4	4	5.76	10.24	16	(Amp) ²	
タップ定数 M	6.5	5.35	4	3	16.8	10.7	7	5		
2~8 A										K
上部コイルタップ	X ₁				X ₂					70
下部コイルタップ	2	2.4	3.2	4	2	2.4	3.2	4		40
最小動作値	2	2.4	3.2	4	4	4.8	6.4	8	Amp	
タップ積	4	5.76	10.24	16	16	23.04	40.96	64	(Amp) ²	
タップ定数 M	6	3	1.5	1.1	16	11	6.5	5		

も表 3.1 の +1~−4% 内にあることが明らかにされた。

また、周波数の影響も ±10% の周波数変化に対し、動作値の変化は ±3% 程度であった。

3.2 CWC 継電器の諸特性

つぎに、この継電器を適用する際必要となる諸特性を記してみる。

(1) 時限特性

この継電器の動作時限特性を図 3.2 に示す。

この継電器の動作時限は図のように反限時特性を有しており、レバー位置によって相当広範囲な動作時限調整を行なうことができる。調整点は、レバー 10、タップ積の 20 倍入力で動作時限 1 秒の所である。

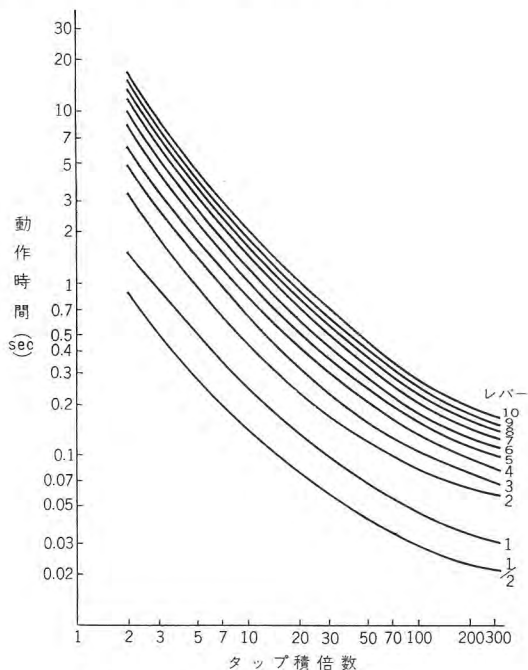


図 3.2 CWC 形接地継電器時限特性

Fig. 3.2 Typical time-curves of the type CWC relay with two windings in series.

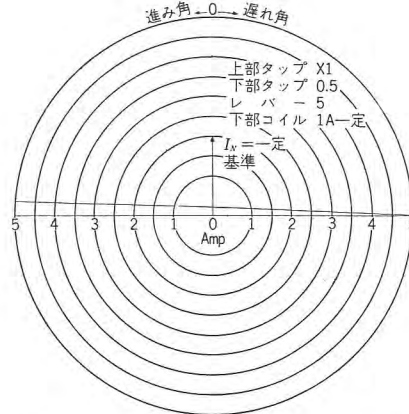


図 3.3 CWC 形接地継電器位相特性

Fig. 3.3 Typical phase characteristic of the type CWC relay.

(2) 位相特性

この継電器は表 1.1 の内部接続図に見るように短絡コイルおよび短絡環を付加することによってほぼ同相の位相特性としている。I_N を基準とした測定例を図 3.3 に示す。測定結果によると式 (3.1) の φ₀ は 0~3 度程度である。

(3) 限界定数

この継電器は、上下両コイル電流の積の値が 3.1 章、表 3.1 に記された値以上になるとき動作するが、上、下コイル電流の加え方がいちじるしくアンバランスであるときは、これらの諸特性は保証されなくなる。

すなわち、下部コイル電流と、上部コイル電流との比がある値以上（または以下）になると、両コイルによって作られる磁束の有効分は、3I₀・I_N 積の値が同じでも、両コイル入力がほぼ等しいときと同一でなくなってくる。この想定のもとに測定を進めると、この保証範囲は、入力値の大きさ（タップ値の倍数）によってさらに限定されることが明らかにされた。また、この範囲は、電流定格が変わっても、当然巻線だけが変わっただけであるから傾向としては同じであり、ただ、なんらかの係数を変えればよいことが確かめられた。以上の考えより、限界定数、タップ定数、動作保証カーブなるものを作り、「動作時間が、直列印加時の ±10% 誤差を生ずる点」を基準として実験的に求めることにした。かくして求めた動作保証カーブを図 3.4 に示す。

ここで限界定数 R は

$$R = \text{タップ定数 (M)} \times \frac{\text{下部コイル電流 (3I}_0\text{)}}{\text{上部コイル電流 (I}_N\text{)}} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

で示される。

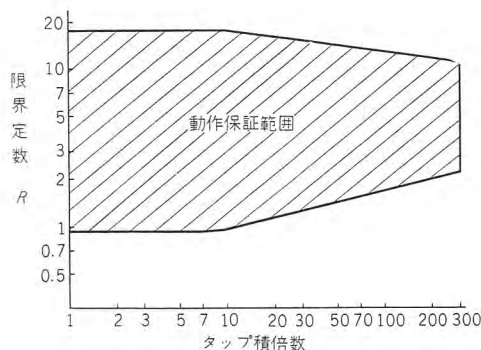


図 3.4 CWC 形接地継電器動作保証カーブ
Fig. 3.4 Operating limits of type CWC relay.

また、タップ定数 M は、表 3.1 の値となる。

(4) 過電流定数

過電流域において長く放置すると、コイル焼損することがある。いま、5 秒間通電したとき、その温度上昇が 80°C となる値を過電流定数 K として求めてみると、表 3.1 のようになる。実際には、タップを変えれば放熱面積が変わるためこの値は変わってくるはずであるが、ここでは最小タップにおけるものだけを求めてある。ゆえに 1 秒以下で故障が除去されるものでは、過電流定数以上の入力に加えられても実用上さしつかえない。

(5) 復帰時間

タップ積の 5 倍入力において、動作状態より入力を切って接点开までの時間は、0.12~0.14 秒である。また、継電器が確実に原位置に復帰するまでの時間はレバー 1 で、1.5 秒程度である。

(6) 慣性動作

区間選択保護用の継電器においては、とくに慣性動作に強いものであることが望ましい。誘導円板形継電器の慣性に対する強さは、実際の動作時間の何 % ぐらいまでの時間、動作入力を加えても安全であるかによって示される。

CWC 形継電器ではタップ積の 5 倍入力、レバー 10 にして置くと 4.4 秒で接点閉するものが、4.2 秒で切れば接点閉せず復帰しうる。テストの結果ではいずれの定格のものでもこの比は 98% 程度であった。

(7) 消費 VA

整定タップによって大幅に変化するが、下部コイルで 0.5~15 VA、上部コイルで 0.5~10 VA 程度である。

4. CWC 形接地継電器時限整定の方法

4.1 正しい整定をする上に必要な調査事項

この継電器で直接接地系統の区間選択保護を行なう場合、適用に先だち次のことを知る必要がある。

合、適用に先だち次のことを知る必要がある。

- (1) 適用系統図
- (2) 各区間につき、継電器設置点および相手端母線 $1\phi\text{G}$ 故障時の最大および保護を希望する最小の $3I_0$ の値
- (3) 上記の場合、変圧器中性点電流
とくに最大故障電流と最小故障電流との違いが大きい系統では、最大負荷時、最小負荷時につき求めたものを必要とする。
- (4) 線路 CT 比および中性点 CT 比*
* 中性点比 CT 比は、場合によって変更しなくてはならないことがある。
- (5) シャ断器の動作速度
- (6) CT 回路の使用しうる負担

以上のことが判明しているものとして、図 2.1 (a) のような系統の区間選択保護を考えてみる。

この系統は昇圧直接接地系統で、接地変圧器を有せず、 I_N , $3I_0$ により区間選択保護を行なう典型的な場合である。なお、保護上の要求事項としては、地絡抵抗 100Ω までの故障変化を考えると、隣接端継電器との時限差を 0.5 sec 程度とするということであった。

この時限差の選び方であるが、通常 8 c/s シャ断器では 0.4 sec とするのが普通であるので、要求としては適当なものである。これは、相手端シャ断器近傍の故障（トリップすべき）と隣接または隣接母線の故障（母線保護リレーおよび、隣接間リレーの働くまでトリップすべきでない）との区分をするためのものである。

必要事項中 (2) 項~(4) 項につき与えられた資料を、表 4.1、図 4.1、4.2 に示す。

表 4.1 は、各 CT の CT 比を、

図 4.1 は、地絡抵抗 0Ω のときの故障電流分布を、また図 4.2 は、地絡抵抗 100Ω " " 示す。

また、それぞれの CT 二次電流値算出値を \square 内に示す。

なお図中の数字は $3I_0$, I_N の絶対値を示している。実

表 4.1 CT 一覧表

CT 設置場所		CT 比
イ s/s	A	60/5
ロ "	B	100/5
ハ s/s	C	100/5
ニ "	D	100/5
ヘ s/s	E	100/5
ホ "	F	80/5
イ s/s	①	50/5
ロ s/s	②	100/5
ハ s/s	③	50/5

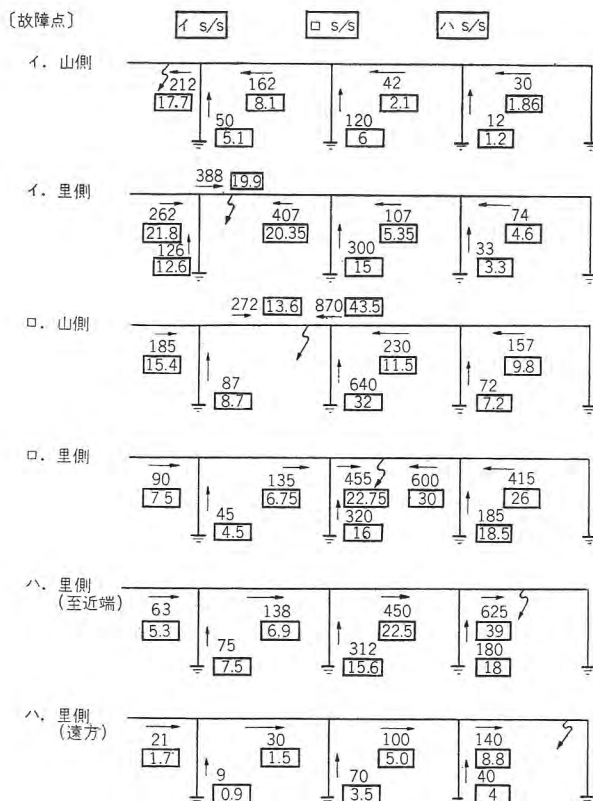


図 4.1 地絡抵抗 0Ω のときの $3I_0$, I_N 電流分布
Fig. 4.1 $3I_0$, I_N fault current distribution when one line grounded through 0 ohm.

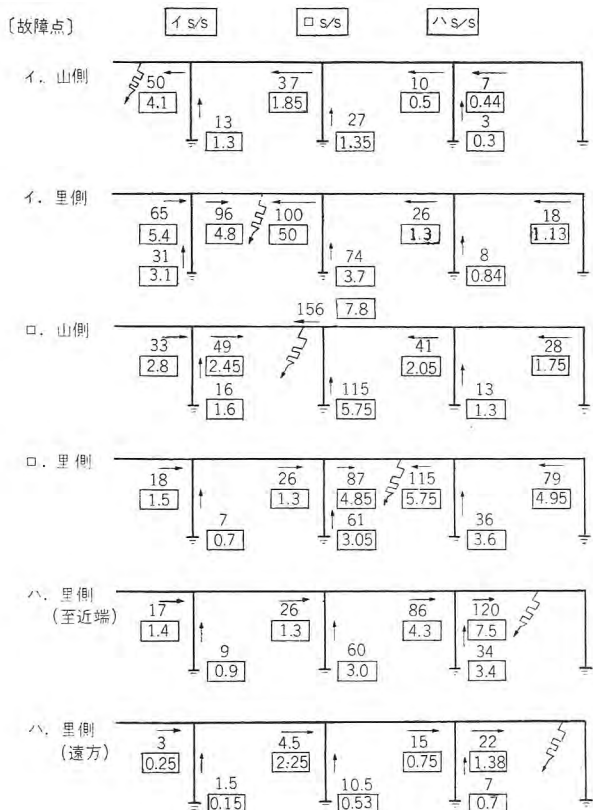


図 4.2 地絡抵抗 100Ω のときの $3I_0$, I_N 電流分布
Fig. 4.2 $3I_0$, I_N fault current distribution when one line grounded through 100 ohms.

際には $3I_0$, I_N 間の位相差 $\phi=10$ 度程度となっている。

4.2 時限整定方法の実例

4.1 章記載の各項が判明すれば、3 章記載の CWC リレー各特性曲線および表を利用して容易に整定を決定しうる。

その一方法として、図 4.3 山側継電器群、図 4.4 里側継電器群につき表 4.2, 4.3 のように、整定とチェックを同時に行なうことにする。

手順として

- (1) 使用タップ(タップ積)、レバーをかりに定めて、各 ($3I_0$, I_N) 入力に対する動作時限を求める。(表 3.1, 図 3.2 より)
- (2) その結果を、つぎの 3 点よりチェックし、相違するときは (1) 項を修正する。
 - a. 次区間との時限が希望とする値以上になっているか。
 - b. 表 3.1 の過電流定数を満足しているか。
 - c. M, R を式 (3.2) および表 3.1 より算出し R とタップ積倍数の関係が図 3.4 の動作保証範囲にはいっているかを確かめる。

なお、 $3I_0$, I_N 間の位相角 ϕ が大きいときは、入力電流積として、 $P=(3I_0) \cdot (I_N) \cdot \cos \phi \cdots \cdots (4.1)$ を考えるべきである。

しかし、表 4.2, 4.3 では、この値は 10 度程度のため無視することにした。

上記の系統例では、100Ω までの地絡抵抗までを考えているため、最大故障電流と最小故障電流との幅が大きい。

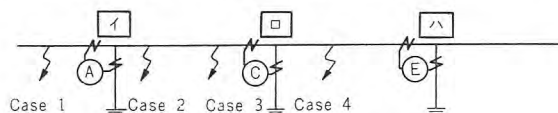


図 4.3 山側故障保護継電器群
Fig. 4.3 Relays protecting the left side of line.

表 4.2 山側継電器整定算出表

故障点	故障抵抗	リレー	$3I_0$	I_N	$(3I_0) \cdot (I_N)$	タップ積	タップ積倍数	レバ	時限	$3I_0 / I_N$	M	R	K	次区間時限差	過電流可否	動作保証可否
Case 1 イ, 山側	0	A	17.7	5.1	90	2.56	35	2	0.2	3.5	4	14	12		△	○
		C	8.1	6	48.7	5.76	8.4	3	0.75	1.35	3	4	40	0.55	○	○
		E	2.1	1.2	2.5	5.76		6	∞				40	∞	○	○
		A	4.1	1.3	5.3	2.56	2.1	2	3	3.15	4	12.5	12		○	○
Case 2 イ, 里側	100Ω	C	1.85	1.35	2.5	5.76		3	∞				40	∞	○	○
		E	0.5	0.3	0.15	5.76		6	∞				40	∞	○	○
		C	20.35	15	304	5.76	53	3	0.14	1.35	3	4	40		○	○
		E	5.35	3.3	17.7	5.76	3.1	6	2.4	1.62	3	4.9	40	2.36	○	○
Case 3 ロ, 山側	0	C	5.0	3.7	18.5	5.76	3.2	3	2.3	1.35	3	4	40		○	○
		E	1.3	0.84	1.1	5.76		6	∞				40	∞	○	○
		C	43.5	32	136	5.76	24	3	0.27	1.36	3	4.1	40		△	○
		E	11.5	72	83	5.76	14	6	0.85	1.6	3	4.8	40	0.58	○	○
Case 4 ロ, 里側	100Ω	C	7.8	5.75	45	5.76	7.8	3	0.8	1.35	3	4	40		○	○
		E	2.05	1.3	2.7	5.76		6	∞				40	∞	○	○
		E	30	18.5	560	5.76	97	6	0.18	1.62	3	4.9	40		○	○
		E	5.75	3.6	20.7	5.76	3.6	6	3.4	1.6	3	4.8	40		○	○

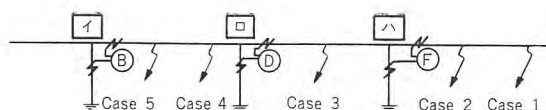


図 4.4 里側故障保護継電器群

Fig. 4.4 Relays protecting the right side of line.

表 4.3 里側継電器整定算出表

故障点	故障抵抗	リレー	$3I_0$	I_N	$(3I_0) \cdot (I_N)$	タップ積	タップ積倍数	レバ	時限 sec	$3I_0 / I_N$	M	R	K	次区間時限差	過電流可否	動作保証可否
Case 1 ハ、里側 (遠方)	100 Ω	F	8.8	4	35.2	0.64	55	1	0.06	2.2	1.6	3.5	12		○	○
		D	5.0	3.5	17.5	10.24	1.7	9	20	1.4	1.5	2.1	40	20	○	○
		B	1.5	0.9	1.35	2.56		10	∞				12	∞	○	○
		F	1.38	0.7	0.97	0.64	1.5	1	2	2.0	1.6	3.2	12		○	○
		D	0.75	0.53	0.4	10.24		9	∞				40	∞	○	○
Case 2 ハ、里側 (至近端)	100 Ω	B	2.25	0.15	0.34	2.56		10	∞				12	∞	○	○
		F	39	18	700	0.64	1100	1	0.02	2.17	1.6	3.5	12		○	○
		D	22.5	15.6	350	10.24	34	9	0.53	1.5	1.5	2.25	40	0.51	○	○
		B	6.9	7.5	52	2.56	20	10	1.00	0.92	4	3.7	12	0.47	○	○
		F	7.5	3.4	25.5	0.64	40	1	0.08	2.2	1.6	3.5	12		○	○
Case 3 ロ、里側	100 Ω	D	4.3	3.0	13	10.24	1.2	9	20	1.4	1.5	2.1	40	20	○	○
		B	1.3	0.9	1.18	2.56		10	∞				12	∞	○	○
		D	22.75	16	364	10.24	35	9	0.5	1.4	1.5	2.1	40		○	○
		B	6.75	4.5	30	2.56	12	10	1.6	1.5	4	6	12	1.1	○	○
		F	4.85	3.05	14.8	10.24	1.5	9	20	1.6	1.5	2.4	40		○	○
Case 4 ロ、山側	100 Ω	B	1.3	0.7	0.91	2.56		10	∞				12	∞	○	○
		B	13.6	8.7	118	2.56	46	10	0.5	1.6	4	6.4	12		○	○
		F	2.45	1.6	3.9	2.56	1.5	10	25	1.5	4	6	12		○	○
		B	19.9	12.6	250	2.56	98	10	0.28	1.6	4	6.4	12		○	○
		F	4.8	3.1	15	2.56	6	10	3.4	1.5	4	6	12		○	○

く、かなり困難な整定例であったが、表のように大体条件を満足したものが定められた。一部過電流条件をこえるものがあったが、この場合は、リレー動作時間がきわめて早いケースであり実用上問題ないと思う。

終りに、決定タップを表 4.4 に表示する。また、継電

表 4.4 CWC 形継電器整定タップ決定表 (例)

設置場所	中性点 CT 比	VA	CWC リレー				残留回路 VA
			位置	形	上部タップ	下部タップ	
イ s/s	50/5	1.5	A	1~4	X ₁	1.6	13
			B	1~4	X ₁	1.6	10
ロ s/s	100/5	1.2	C	2~8	X ₁	2.4	3.2
			D	2~8	X ₁	3.2	1.4
ハ s/s	50/5	11	E	2~8	X ₁	2.4	3.2
			F	0.5~2	X ₁	0.8	1

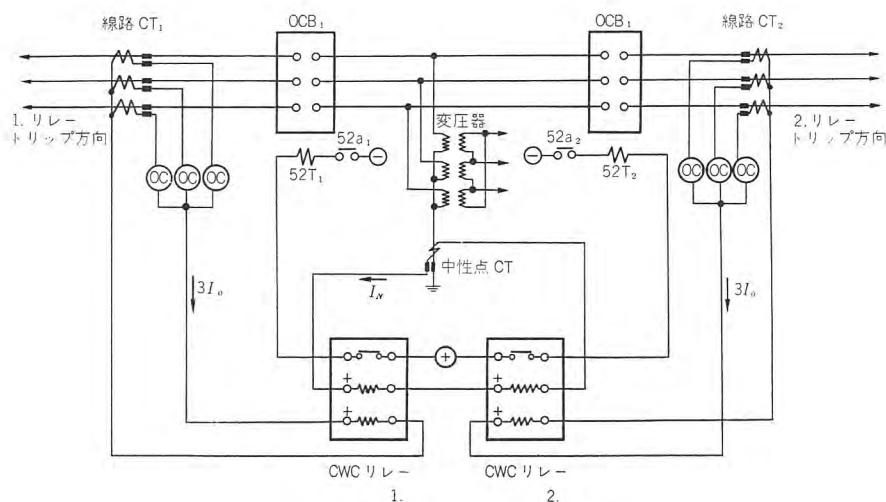


図 4.5 CWC 形接地継電器外部接続図

Fig. 4.5 External connection of the type CWC ground relay.

器の外部接続図を図 4.5 に示す。

5. 抵抗接地系統保護用 CWC-2 形接地継電器

CWC 形継電器を抵抗接地系用として使用することは以下の理由により不適当である。すなわち、直接接地系統用では一般に $3I_0$ と I_N との入力は同程度と考えて設計されているため、そのまま使うと $3I_0$ 回路負担は、タップ値の低いところでかなり大きくなり望ましくない。

一方、抵抗接地系用として使用する場合には中性点 CT 比を任意に選ぶことによって、継電器入力を主として中性点電流より得るようにしうる。また、使用面でも、故障電流が直接接地系ほど大幅に変化しないため、(たとえば 100 A 接地系では、150/5 CT を使用するとして、3.3 A 以下) 区間選択保護を行なうことは一般に少なく、むしろ、後備保護としての使用面が多い。

以上の使用に便するように設計されたものが、CWC-2 形継電器である。

その概要は表 1.1 に示されている。なお、特性などは CWC 形と大差ないので省略する。

6. 並行回線選択保護用 CWC-3 形接地選択継電器

CWC-2 形継電器を並行回線選択用としたものか、CWC-3 形接地選択継電器である。この継電器の概要を表 1.1 および外観を図 6.1 に示す。

この継電器は同相の位相特性を有し、最低動作の 5 倍の入力で 1 秒程度、200 倍で 0.4 秒程度で故障回線を選択する。

この継電器の選択特性を図 6.2 に示す。

また、この継電器を使用する際には、故障除去後の反跳による健全回線誤シャ断を防止するため、インターロックリレーを併用することが望ましい。AR-2 形補助継電器、F-SC-2 形インターロックリレーおよび故障検出リレーを併用したこの継電器の接続例を図 6.3 に示す。図 6.3 で、両回線シャ断器閉路状態のとき、故障検出リレー接点を閉じ、CWC-3 が #1 回線を選択すれば、A₁ で自己保持するとともに 152T を付勢し #1 OCB

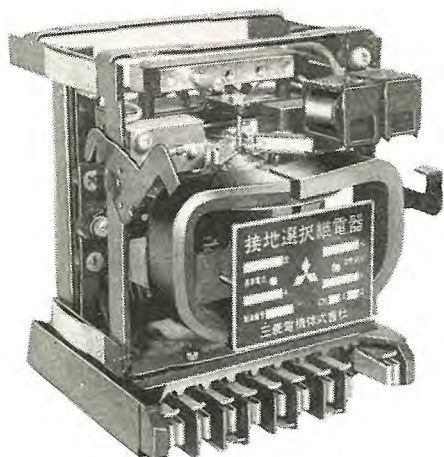


図 6.1 CWC-3 形接地選択継電器
Fig. 6.1 Front view of type CWC-3 selective ground relay.

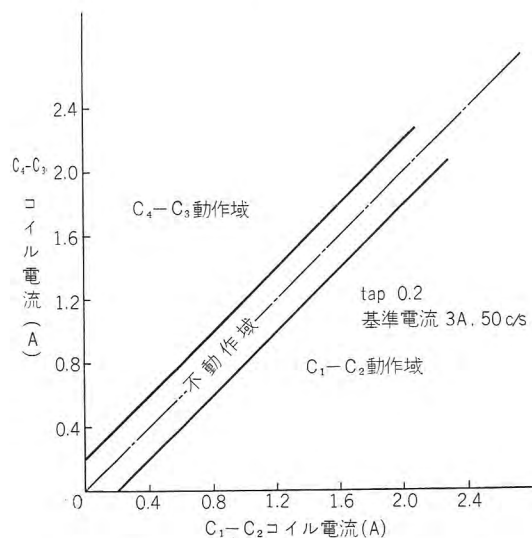


図 6.2 CWC-3 形接地選択継電器選択特性
Fig. 6.2 Typical selective characteristic of type CWC-3 relay.

トリップに至らせる。

同時に、プランジャ形のインターロックリレー S_1 の動作コイルを付勢することによって、252T トリップ付勢回路を数 ms の高速度でロックし、152a 補助接点の不ぞろい動作によるロック遅延を防止し、保持コイルによってロック状態を継続させる。なおインターロックの状態はランプ L_1 L_2 によって表示される。

以上によって、CWC-3 形継電器の反転動作によって

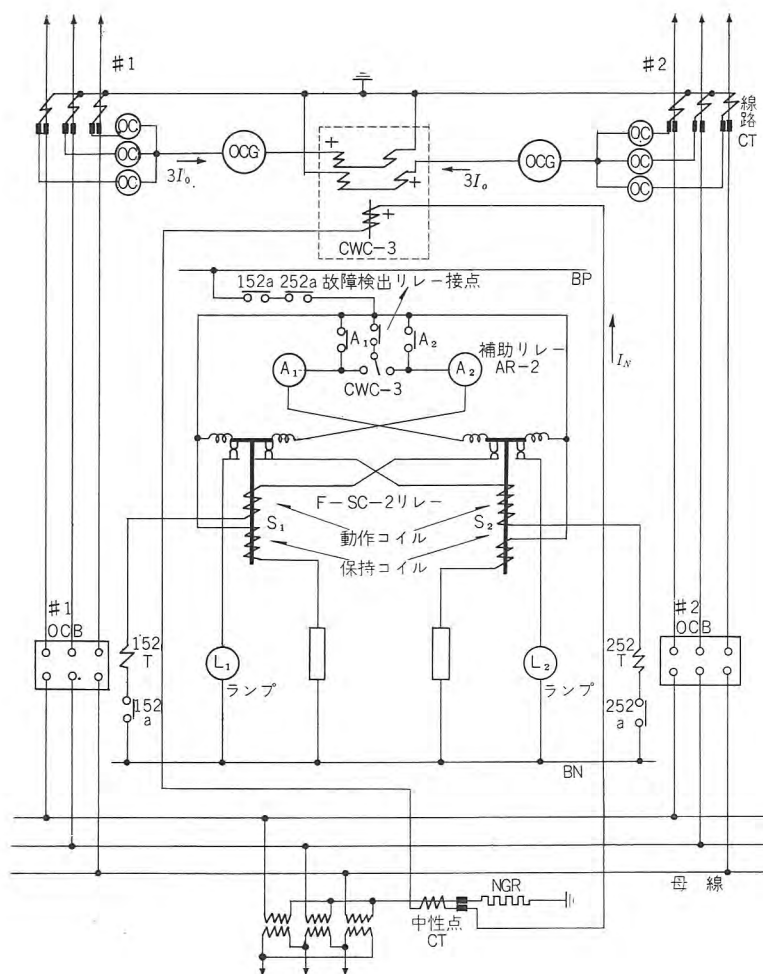


図 6.3 CWC-3 形継電器外部接続図
Fig. 6.3 External connections of the type CWC-3 relay with type SC-2 interlock relay for resistance grounded parallel transmission line.

健全回線を誤シャ断することは完全に防止される。

7. む す び

以上、送電線の地絡保護方式として、線路 CT 残留電流と中性点 CT 二次電流との積により動作する積形要素を使うものにつき紹介した次第である。

直接接地系統の保護方式として CWC 形継電器による方法は、簡単かつ確実な方法として将来とも利用価値の大なるものである。本文が、かかる系統保護方式決定の際の参考となれば幸いである。

変 圧 器 磁 化 突 流 現 象

研 究 所 馬 場 準 一*
神 戸 製 作 所 森 健**

Magnetizing Inrush Current of Transformers

Research Laboratory Jun-ichi BABA
Kobe Works Takeshi MORI

So conspicuous is the enormous increase in the capacity of transformers to be installed on electric power systems with the expansion of them that their protection has become by far important. The protection of transformers is mostly made by differential relaying. Of it, the higher harmonics restraining scheme is the one making use of the difference of higher harmonic components contained in respective currents in differentiating fault current from magnetizing inrush current. The writer, in this report, shows a calculation method of magnetizing inrush current and states how to work out theoretically higher harmonic component of inrush current and attenuation of direct current component.

1. ま え が き

電力系統の拡大に伴い、系統に設置される変圧器の容量はきわめて大きくなり、その保護も従来に比して一段と重要性を増してきた。変圧器の保護は差動継電方式によることが多いが、そのうちの高調波抑制方式は、故障電流と磁化突流とを区別するのに、それぞれの電流に含まれる高調波成分の相違を利用したものである。

この報告においては、磁化突流の計算法を示し、磁化曲線から理論的に突流の高調波成分・直流分の減衰を算出する方法について述べた。

2. 磁化突流現象の計算

無負荷の変圧器に突然、電圧を印加したときには、電圧の投入位相が0度に近いと、磁束は、減衰を考えなければ、常規の2倍となる。鉄心部分の磁化特性は、磁束の10%の増加に対して、磁化電流は倍加するといわれているから、漏洩磁束がないならば、電流は無負荷励磁電流の2¹⁰倍(1,024倍)となる。無負荷励磁電流を定格電流の1%とするならば、このような場合には、磁化突流によって定格電流の約10倍(0.01×1024≈10)の電流が流れることになる。実際には、系統の損失分によって磁束は減衰し、また、漏洩磁束の存在によって、突流は上に述べた値ほどにはならないが、ともかく、磁化突流によってきわめて大きい電流の流れることがわかる。

つぎに、系統の抵抗分および漏洩磁束を考慮したとき

の精密な計算法を示そう。

変圧器の等価回路は図

2.1のように、漏洩インピーダンス l_1 と励磁インピーダンスとより成るものとし、漏洩インピーダンス l_1 は、変圧器の % インピー

ダンスの半分で空心線形の特性をもつものと考え、励磁インピーダンスの部分の磁化特性は、磁束が10%増すごとに、励磁電流が倍加するものと仮定する。

系統インピーダンス $R_s + jX_s$ を通して、この変圧器が励磁されるとき方程式は下記のようになる。

$$E \sin t = Ri + X \frac{di}{dt} + \frac{d\phi_T}{dt} \dots\dots\dots (2.1)$$

E : 系統電圧

R : (系統抵抗分 R_s) + (変圧器抵抗分 R_T)

X : (系統リアクタンス X_s) + (変圧器漏洩リアクタンス l_1)

ϕ_T : 変圧器磁束

なお、式(2.1)は時間は単位法で記述してある。

磁化特性は、 ϕ_T が 1.0 p. u. に達するまでは線形とし、 ϕ_T の絶対値が 1.0 p. u. を超過すれば前記の仮定の磁化特性に従うものとするれば、つぎの式で表示しうる。

$$i = f_T(\phi_T) = \begin{cases} k_1 \phi_T & -1.0 \leq \phi_T \leq 1.0 \\ k_1 e^{0.9315(\phi_T - 1.0)} & \phi_T \geq 1.0 \dots\dots (2.2) \\ -k_1 e^{0.9315(-\phi_T - 1.0)} & \phi_T \leq -1.0 \end{cases}$$

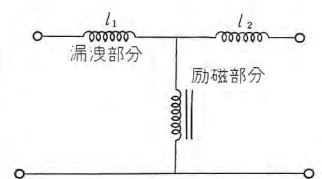


図 2.1 変圧器等価回路
Fig 2.1 Transformer equivalent circuit.

式 (2.1) および式 (2.2) が、変圧器の磁化突流を記述する方程式であるが、これは、電子管アナログ計算機または計数形計算機によってとくことができる。磁化突流の調波分析などの Data Processing を考えると、計数形計算機のほうがすぐれている。この報告では、計算形計算機を用い、上の微分方程式を Runge-Kutta 法で解いた結果を示す。計算において、時間間隔は $\Delta t = 2\pi/24$ とした。

計算の対象とした系統の常数は下記のとおりである。

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= 0.025 \text{ (励磁電流 25 \% に相当)} \\ X &= 0.1 \text{ (系統リアクタンス 0.05)} \\ &\quad \text{変圧器漏洩リアクタンス } l_1 \text{ 0.05)} \\ R &= 0.01 \\ E &= 1.05 \\ \phi_{r0} &= \text{残留磁束} = 0 \end{aligned} \right\} (2.3)$$

最初の 3 サイクルの電流の時間的変化は表 2.1 に示すとおりであり、これを図示したものを図 2.2 に掲げてあ

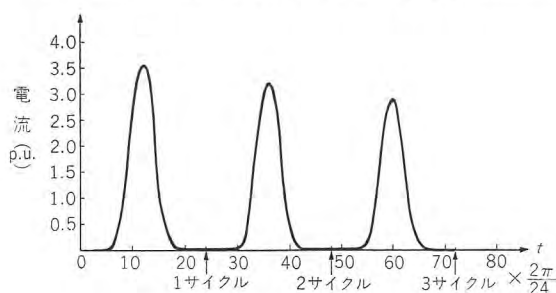


図 2.2 磁化突流波形の計算値
Fig. 2.2 Calculated value of magnetizing inrush current waveform.

表 2.1 磁化突流波形

t (時間)	i (突流)
0 $\times 2\pi/24$	0.00000 $\times 0.025$ p.u.
2	0.035688
4	0.52365
6	1.3784
8	31.039
10	108.76
12	142.52
14	100.01
16	24.437
18	0.99318
20	0.46940
22	0.086001
24	-0.054308
1st cycle	
26	0.086032
28	0.46938
30	0.99299
32	24.151
34	95.473
36	128.45
38	88.037
40	19.266
42	0.94706
44	0.42328
46	0.39875
48	-0.10045
2nd cycle	
50	0.039863
52	0.42319
54	0.94679
56	19.080
58	83.333
60	116.49
62	77.980
64	15.444
66	0.90631
68	0.38253
70	-0.00086784
72	-0.14118
3rd cycle	

表 2.2 基本波に対する各調波の比率

	第1サイクル (0~2 π) (%)	第2サイクル (2 π ~4 π) (%)	第3サイクル (4 π ~6 π) (%)	DC 分
a_0	58.4	58.0	57.6	基本波
a_1	100.0	100.0	100.0	第 2 高調波
a_2	61.6	63.4	65.0	第 3 "
a_3	25.1	27.8	30.3	第 4 "
a_4	3.4	5.3	7.1	第 5 "
a_5	3.1	3.0	2.6	第 6 "
a_6	1.7	2.1	2.3	基本波
b_1	3.0	2.6	2.3	第 2 高調波
b_2	3.8	3.4	3.0	第 3 "
b_3	2.4	2.4	2.3	第 4 "
b_4	0.5	0.7	0.9	第 5 "
b_5	0.3	0.2	0.02	

ただし $i = a_0 + \sum a_n \cos nt + \sum b_n \sin nt$

る。また、表 2.1 に基づいて、調波分析を行なった結果は表 2.2 に示すとおりである。

これらの図表によって、代表的な系統における磁化突流現象の大略が把握できるであろう。

3. 理論的検討

磁化突流の精密な計算法に関しては前節に述べたとおりであるが、ここでは、磁化曲線から突流の高調波成分および直流分の減衰を算出する方法について述べてみよう。

図 3.1 の系統に対しては下記の式が成り立つ。

$$E \sin t = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (3.1)$$

$\phi = (\text{変圧器磁束}) + (\text{系統リアクタンスに鎖交する磁束})$

いま、磁化特性 (変圧器と系統を一括して考える) として双曲線関数形のものを仮定すれば、

$$i = I \sinh(a\phi) \quad (3.2)$$

I, a はそれぞれ常数

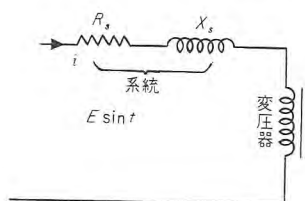


図 3.1 等価回路
Fig. 3.1 Equivalent circuit.

式(3.1), (3.2)を解くにあたっては Specht の考え方⁽¹⁾に従う。

すなわち、

(1) まず、抵抗分 R

を無視して式 (3.1)

を解き、

(2) つぎのサイクルに対しては磁束の残留分として

$$\phi_r = \phi_{r0} - R \int_0^{2\pi} i dt \quad (3.3)$$

(ϕ_{r0} : 初期残留磁束)

を採る。

(3) 上の過程を各サイクルに対して繰り返し適用してゆく。

抵抗分を無視すれば式 (3.1) は

$$E \sin t = \frac{d\phi}{dt} \quad (3.4)$$

したがって、 ϕ の初期値を ϕ_{r0} とすれば、ただちに、

$$\phi = \phi_{r0} + E(1 - \cos t) = (E + \phi_{r0}) - E \cos t \dots (3.5)$$

ここで、Bessel 関数に関する公式

$$\left. \begin{aligned} \cosh(z \cos t) &= I_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n}(z) \cos 2nt \\ \sin(z \cos t) &= 2 \sum_{n=0}^{\infty} I_{2n+1}(z) \sin (2n+1)t \end{aligned} \right\} \dots (3.6)$$

I_n は第 1 種の modified Bessel 関数。

を利用して、式 (3.5) を式 (3.2) に代入すると

$$a(E + \phi_{r0}) = b_0 E \dots (3.7)$$

として、

$$\begin{aligned} i &= I \sinh(b_0 E - a E \cos t) \\ &= I \left[\sinh(b_0 E) \left\{ I_0(aE) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n}(aE) \cos 2nt \right\} \right. \\ &\quad \left. - \cosh(b_0 E) \left\{ 2 \sum_{n=0}^{\infty} I_{2n+1}(aE) \cos (2n+1)t \right\} \right] \end{aligned} \dots (3.8)$$

磁化特性から考えて、 $b_0 E$ は一般に 3 より大きいとしてさしつかえないので、

$$\sinh(b_0 E) \simeq \cosh(b_0 E) \simeq \frac{1}{2} e^{b_0 E} \dots (3.9)$$

であるから、

$$\begin{aligned} i &= \frac{I}{2} e^{b_0 E} \left\{ I_0(aE) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n}(aE) \cos 2nt \right. \\ &\quad \left. - 2 \sum_{n=0}^{\infty} I_{2n+1}(aE) \cos (2n+1)t \right\} \dots (3.10) \end{aligned}$$

式 (3.10) より、最初のサイクルに対しては、

$$\left. \begin{aligned} \text{DC 分} & \quad \frac{I}{2} e^{b_0 E} I_0(aE) \\ \text{第 } n \text{ 調波分} & \quad I e^{b_0 E} I_n(aE) \end{aligned} \right\} \dots (3.11)$$

であることがわかる。

つぎのサイクルに対しては、前述の考え方 (2) に従って、

$$\phi_{r1} = \phi_{r0} - R \int_0^{2\pi} i dt = \phi_{r0} - 2\pi R i_{dc} \dots (3.12)$$

i_{dc} : 直流分を示す。

式 (3.10) より、磁化突流 i の波高値 i_{peak} は

$$i_{\text{peak}} = \frac{I}{2} e^{b_0 E} \left\{ I_0(aE) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(aE) \right\} \dots (3.13)$$

したがって、

$$i_{dc} = \frac{I_0(aE) \cdot i_{\text{peak}}}{I_0(aE) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(aE)} = \gamma i_{\text{peak}} \dots (3.14)$$

$$\gamma = \frac{I_0(aE)}{I_0(aE) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(aE)} \dots (3.15)$$

かくて、 $\phi_{r1} = \phi_{r0} - 2\pi R i_{dc}$

$$= \phi_{r0} - 2\pi R \gamma i_{\text{peak}} \dots (3.16)$$

$$a(E + \phi_{r1}) = b_1 E \text{ とおけば、} \dots (3.17)$$

つぎのサイクルに対する突流 i は、

$$\begin{aligned} i &= I \sinh(b_1 E - a E \cos t) \\ &= \frac{I}{2} e^{b_1 E} \left\{ I_0(aE) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n}(aE) \cos 2nt \right. \\ &\quad \left. - 2 \sum_{n=0}^{\infty} I_{2n+1}(aE) \cos (2n+1)t \right\} \dots (3.18) \end{aligned}$$

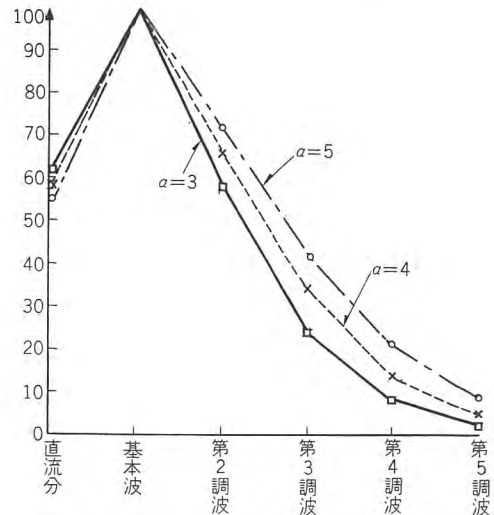


図 3.2 各調波の基本波に対する比率
Fig. 3.2 Ratio of various higher harmonics to fundamental harmonic.

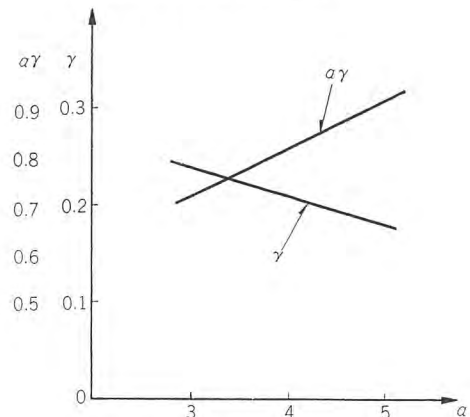


図 3.3 磁化特性と γ , $a\gamma$ の関係
Fig. 3.3 Relation between magnetizing characteristic and γ , $a\gamma$.

式 (3.10) と式 (3.15) とを比較することによって、磁化突流の減衰率は $e^{-(b_0 - b_1)E}$ であることがわかる。この減衰率は各調波に対して共通であることも同時に示されている。

式 (3.7), (3.17), (3.12) の諸式より

$$(b_0 - b_1)E = 2\pi R a \gamma i_{\text{peak}} \dots (3.19)$$

表 3.1 磁化特性

i	ϕ
0.025	1.0025
0.05	1.105
0.1	1.21
0.2	1.32
0.4	1.44
0.8	1.58
1.6	1.76
3.2	2.02
6.4	2.44

であるから、

$$\text{減衰率} = e^{-2\pi R a \gamma i_{\text{peak}}} \dots (3.20)$$

系統特性と変圧器特性とを総合した磁化特性を示す式 (3.2) の常数 a はほぼ 3~5 であるが、 $a=3, 4, 5$ の場合の基本波に対

する各高調波分の比率を図3.2に示してある。高調波の含有率は式(3.11)から計算したものである。

この結果を、前節のモデル系統に対する計算結果と比較する(表2.2参照)と相当よい一致をみせている。また図3.2より見るように、調波の含有率は a の値によってあまり左右されないこともわかる。

また、磁化突流の減衰を定める $a\gamma$ 、 γ と a との関係を図3.3に示してある。

モデル系統について、減衰の理論式(3.20)の妥当性を調べてみよう。

系統特性と変圧器特性との総合特性は

$$\phi = \phi_T + iX = f_T^{-1}(i_T) + iX \quad \dots\dots\dots (3.21)$$

で与えられるから、実際の数値を入れると表3.1のようになる。表3.1の磁化特性を式(3.2)で近似するにあたっては、この近似が i の大きいところで、実際の系に合うようにするために、常数 I および a を $i=3.2$ 、 $\phi=2.02$ ； $i=0.8$ 、 $\phi=1.58$ より定めれば

$$\left. \begin{aligned} 3.2 &= I \sinh(a \times 2.02) \\ 0.8 &= I \sinh(a \times 1.58) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.22)$$

より $a=3.15$ となる。

したがって、減衰率は式(3.20)により

$$\varepsilon^{-2\pi Ra\gamma_{\text{peak}}} = \varepsilon^{-2\pi \times 0.01 \times 0.72 i_{\text{peak}}} = \varepsilon^{-0.045 i_{\text{peak}}} \quad \dots\dots\dots (3.23)$$

この場合は、最初のサイクルでは、 $i_{\text{peak}}=3.56$ p. u. であるから、

$$\text{減衰率} = \varepsilon^{-0.045 \times 3.56} = \varepsilon^{-0.16} = 0.852 \quad \dots\dots\dots (3.24)$$

となる。

精密計算の結果は、

$$\text{減衰率} = \frac{3.21}{3.56} = 0.896 \quad \dots\dots\dots (3.25)$$

となって、比較的よく一致していることがわかる。

4. 系統常数よりの波形の推定

第2節および第3節の結果から、理論式によって相当よい精度で調波分析や減衰率を算定しうることがわかった。

この節においては、変圧器常数・系統常数が与えられた場合に、磁化突流の調波の構成・波高値・減衰を算定する方法について述べる。

(1) まず、設計資料から変圧器の磁化特性 $i=f_T(\phi_T)$ が求まる。

(2) 系統構成から、変圧器の設置点からながめたインピーダンス X_s がわかるから、系統特性と変圧器特性との総合特性が求まる。すなわち、式(3.21)によって

$$\phi = \phi_T + iX_s = f_T^{-1}(i) + iX_s$$

(3) 上式によって磁化特性が与えられるから、磁化特性常数 a が求まる。

(4) 図3.2によって調波分析ができる。

(5) 突流の波高値は次のような反復近似法によって求めることができる。

すなわち、まず、系統の抵抗分 $R=0$ と仮定すれば、磁束は最高 $2 \times E$ (E は系統電圧値)まで上昇する。

$$\phi_{\text{max}} = 2E \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

$$\text{したがって、} i_{\text{max}} = I \sinh(2aE) \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

しかし、実際は抵抗分 R のために ϕ は $2E$ までにはならない。 R の存在によって、

$$\begin{aligned} \phi_{\text{max}} &\simeq 2E - R \int_0^\pi i dt \simeq 2E - \frac{1}{2} R \int_0^{2\pi} i dt \\ &= 2E - \pi R i_{\text{de}} = 2E - \pi R \gamma i_{\text{peak}} \quad \dots\dots\dots (4.3) \end{aligned}$$

となる。そこで、第1近似として

$$i_{\text{peak-0}} = I \sinh(2aE) \quad \dots\dots\dots (4.4)$$

をとり、式(4.3)によって ϕ_{max} を計算し、つぎに

$$i_{\text{peak}} = I \sinh[a(2E - \pi R \gamma i_{\text{peak-0}})] \quad \dots\dots\dots (4.5)$$

より $i_{\text{peak-1}}$ を求め、これが $i_{\text{peak-0}}$ と異なれば、 $\frac{i_{\text{peak-0}} + i_{\text{peak-1}}}{2}$ をとって式(4.3)よりふたたび ϕ_{max} を計算し $i_{\text{peak-n}} \simeq i_{\text{peak-n+1}}$ になるまで計算を繰り返す。

モデル系統にこの方法を適用すると $i_{\text{peak}} \simeq 3.70$ p. u. を得るが、精密計算値は 3.56 p. u. であり、この方法の計算誤差は5%以下であることがわかる。

(6) 減衰率は i_{peak} がわかったのであるから式(3.20)より計算できる。

5. む す び

(1) 磁化突流の精密な計算法を示した。

(2) 変圧器の磁化特性を双曲線関数で近似し、これを用いて磁化突流波形の理論的解析を行なうことができることを示した。

(3) 磁化突流の各高調波の比率は、磁化特性を表わす常数 a によってあまり左右されない。

(4) 突流の減衰率は前のサイクルの電流波高値による。また、減衰率は各調波に共通である。

(5) 変圧器の設計値と系統特性とから、磁化突流の波高値および調波成分・減衰率を算定する方法を述べた。

(34-10-1 受付)

参 考 文 献

- (1) T.R. Specht: Transformer Magnetizing Inrush Current AIEE. Tech Paper 51-53.

坑内用接地継電器

研 究 所 浜 岡 文 夫*・大 野 栄 一*

福岡工場 平 野 琢 磨**

Ground Relays for Use in Pits

Research Laboratory Fumio HAMAOKA・Eiichi OHNO
Fukuoka Factory Takuma HIRANO

As the mechanization of pits progresses, the supervision and protection of electrical apparatus from poor insulation have come to be regarded important. In consideration of safety ungrounded system is used for the wiring in the pits, but unfavorable condition there is apt to cause ground fault and leads to electric shock, firehazard and numerous troubles. This makes it necessary to make much of ground protection. Especially when the working voltage is raised, maintenance of insulation poses problems more and more. Mitsubishi used to apply type EP-A protective relays and also type EP-2B relays with alarm and trip. Lately the company has developed new ground relays which is free from misoperation against mechanical shock and possessed of high sensitivity.

1. ま え が き

坑内における機械化が進歩するにつれてその絶縁監視と保護が重要なことになってきた。坑内配電線路は保安上非接地方式を採用しているが、周囲条件の悪い坑内では接地漏洩事故が起りがちで、接地漏洩によって接地電流が流れたばあい、人体を通して接地すると感電事故を起し、火花を発生し接地すると坑内に点火し爆発を起すおそれがあり、機器の接地が不完全なばあいに接地事故を起すと、充電電流によって機器のフレームより電撃を受けることがある。

このように感電、爆発、電撃を防止するため接地保護を行なうことが必要であり、ことに坑内電圧の昇圧によってますます系統の絶縁を保守する必要性が強まっている。

これら絶縁保守の問題は一般に坑内用接地継電器を使用することによって解決できる。当社は従来より接地保護を行なうとともに、漏洩抵抗を測定できる EP-A 形、および警報引はずしの 2 段動作を行なう EP-2B 形を多数製作し好評を得ているが、今回さらに感度を向上させ機械的なショックに対しても誤動作を起さない、磁気増幅器を使用した新形接地継電器を開発した。

2. 接地継電器に要求される条件

(1) 感電の防止

人体の感電については限界電流には定まった値はなく

感電の強さは人体に流れる電流と時間に関係する。商用周波数のばあい感電電流が 20 mA 以下であれば被害者はみずから回路より離れることができると一般に考えられているから、この場合は電源をシャ断しなくとも済むことになる。しかし感電電流が 100 mA 以上では致命的な事故となるのでただちに電源をシャ断する必要がある⁽¹⁾。

(2) 防 爆

火花によるメタンガスの点火電流については正確なデータはないが、8~10% のメタンガス中における誘導負荷の単純な交流開閉火花のばあい 200 V で 10 mA 以下、400 V で 8 mA 以下であればメタンガスは点火しないといわれている⁽²⁾。ただしこの値はガス濃度、回路条件などで異なり絶対的な値ではないが、一応の限界電流と考えられる。

(3) 充電電流によるショック

坑内で通電中の電気機械のフレームにふれショックを受けることがある。これは絶縁物の劣化によるばあいよりも、機器の接地不十分の際起ることが多い。原因は巻線の対地静電容量により 1 線接地を起すと充電電流が流れるためである。当社製 15 kW 誘導電動機での実測で

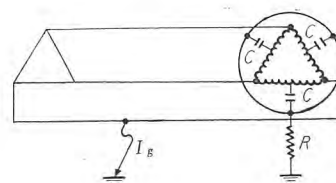


図 2.1 機器の接地不完全による充電電流

Fig. 2.1 Charging current due to imperfect grounding of machines.

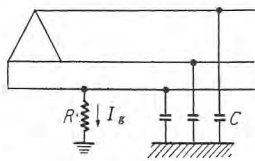


図 2.2 1線漏洩 2線健全の場合
Fig. 2.2 One line grounded, two others perfect.

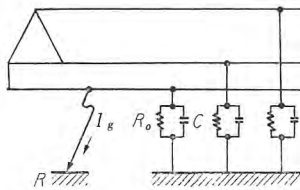


図 2.3 3線劣化し 1線接地の場合
Fig. 2.3 One line grounded, while all lines imperfect.

は各相あたり $0.01 \mu\text{F}$ であったが、この値は電動機の運転台数によって変わるものであるから、ショック防止の方法としては中性点を引き出し接地すればよい。

(4) 接地漏洩の限界

a. 1線漏洩 2線健全のばあい

1線の漏洩抵抗 $R \text{ k}\Omega$ 、系統の大地間容量 C 、相電圧 $E/\sqrt{3} = V$ とすれば漏洩電流 I_g は次式で与えられる。

$$I_g = \frac{3 \cdot V}{3R + j\frac{1}{\omega C}} \quad (2.1)$$

b. 3線劣化し 1線漏洩接地したばあい

R_0 : 3線の減衰抵抗

R : 1線の漏洩抵抗 ただし $R \ll R_0$ とする。

$$I_g = \frac{3 \cdot V}{3R + \left(\frac{1}{\frac{1}{R_0} + j\omega C} \right)} \quad (2.2)$$

上記の I_g が感電防止、防爆の範囲に押えられる漏洩抵抗値が限界となる。式 (2.1), (2.2) にそれぞれの条件を入れて求めた値は表 2.1 であり、この値が保守すべき漏洩抵抗の目安になる。この場合少なくとも 1線漏洩電流を 100 mA 以内に押えることはぜひ実現すべきである。

表 2.1 接地漏洩抵抗の限界

	条 件	限界電流 (mA)	500 V	400 V	200 V
1線漏洩	防 爆	※	71.5 k Ω	50 k Ω	20 k Ω
	感電防止	20 以下 100 以下	25 k Ω 5 k Ω	20 k Ω 4 k Ω	10 k Ω 2 k Ω
3線劣化	防 爆		124 k Ω	86.5 k Ω	34.6 k Ω
	感電防止	20 以下 100 以下	43.3 k Ω 8.65 k Ω	34.6 k Ω 6.9 k Ω	17.8 k Ω 3.46 k Ω

防爆のばあいの限界電流は 500 V 7 mA 以下、400 V 8 mA 以下、200 V 10 mA とする。

3. 新形接地継電器の動作原理

一般に坑内の電気機械は高温多湿の悪条件下に設置されることが多く、配電線路の保守もきわめて困難である。また坑内における絶縁抵抗の変化範囲が非常に幅が広く、たとえば乾燥した条件のよい所では数百 $\text{k}\Omega$ 程度であるが、一方流水の多い切羽などでは数 $\text{k}\Omega$ 程度の値

である。

しかし最近坑内電化が進み、配電電圧が 400 V に昇圧されてからは、接地保護の必要性が認識されてきたため、老朽ケーブルは質の向上した最新のケーブルに取換えられ、機器の絶縁も強化されて、絶縁管理も合理的に行なわれるようになりつつある。この結果坑内の漏洩抵抗値も相当高くなり、次第に高度の接地保護が要求されるようになってきた。したがって防爆および感電防止を目的とした理想的な保守も可能となってきたので、磁気増幅器を使用した新形接地継電器を開発した。

3.1 直流重畳方式

坑内用接地継電器はその初期には交流漏洩電流自体で交流過電流継電器を動作させる方式を用いていたが、これは感度の高い交流継電器が得にくいこと、線路電圧によって漏洩抵抗と漏洩電流の関係が異なるなどの欠点のため、現在ではほとんど用いられず、もっぱら直流重畳方式が使用されている。これは図 3.1 に示すように、線

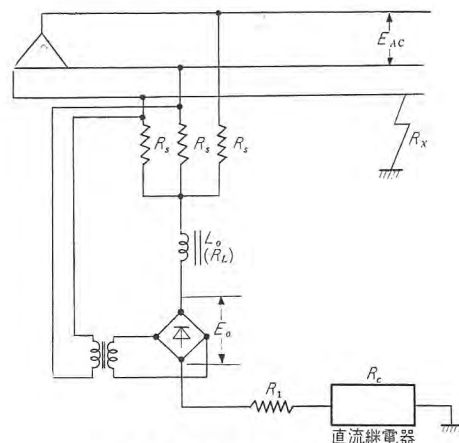


図 3.1 直流重畳方式原理図

Fig. 3.1 Principle of DC superposing method.

路と大地間に一定の直流電圧 E_0 を印加しておいて、線路の漏洩抵抗によって流れる直流電流を検知して、これに応動するような方式である。たとえば 1線接地が生じた場合、この接地抵抗を R_x とすると

$$I_x = \frac{E_0}{R_x + R_0} \quad (3.1)$$

$$\text{ただし } R_0 = R_1 + R_c + R_L + \frac{1}{3}R_s$$

R_1 : 直列抵抗

R_c : 直流継電器巻線抵抗

R_L : リアクトル L_0 の直流抵抗

R_s : 各相結合抵抗

なる直流接地電流が流れ、これが直流継電器をも流れることになる。

接地抵抗に対する感度を高めるには E_0 を大きくすればよいが、これも感電防止の点から数十 V に制限される。したがって数十 k Ω の接地抵抗で動作するためには直流継電器の動作電流はせいぜい 1~2 mA という事になり、従来高感度テレフォンリレーなどが用いられていた。

このような高感度継電器は一般に振動に弱くて誤動作を生じやすく、また保守点検もめんどろである。それで今回の EP-2M 形では磁気増幅器を用いてこの点を大幅に改善している。

3.2 跳躍形磁気増幅器

ここに用いられる磁気増幅器は正の過帰還をほどこした跳躍形増幅器である。すなわちバイアス零の状態における自己飽和形磁気増幅器の特性は図 3.2 に示すとおりであるが、これに外部より正帰還をかけると、特性は次第に立ってきて、ついには最小出力点 AT_1 の近くで跳躍して最大出力に達してしまうようになる。正帰還を増してもこの上昇跳躍点はほとんど変化しないが、下降跳躍点 AT_2 は次第に左に移り、ヒステリシスの幅は大きくなる。

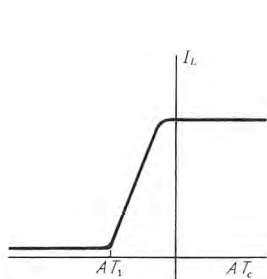


図 3.2 磁気増幅器基本特性
Fig. 3.2 Characteristic of a magnetic amplifier without feedback.

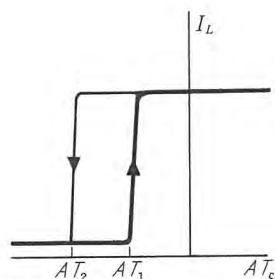


図 3.3 正帰還を付加した磁気増幅器特性
Fig. 3.3 Characteristic of a magnetic amplifier with external positive feedback.

この特性は普通の継電器とまったく同様に考えられる訳で AT_1 が継電器の動作点に、 AT_2 が開放点に相当する。そしてこの AT_1 や AT_2 はすぐれた磁性材料を用いた磁気増幅器においては、普通の電磁継電器に比べてかなり小さくすることは容易で、この点から接地継電器として用いた場合の感度を十分向上させることができる。また、この磁気増幅器の出力で継電器を動作させれば、その継電器にはつねに一定した十分な電力が与えられるから特別高感度のものは不必要となり、十分信頼度の高い堅牢なものを使用でき誤動作の恐れはほとんどなくすることができる。

ここでさらに具体的に磁気増幅器の動作を調べてみよう
坑内用接地継電器・浜岡・大野・平野

う。前に跳躍形増幅器の特性は図 3.3 で示されることを述べたが、これで、図 3.4 のようにバイアスアンペアターン AT_B を負の方向に与え、逆に正の方向には漏洩電流による制御入力アンペアターン AT_X を与えると、上昇跳躍点において

$$AT_X = AT_B - AT_1 \quad (3.2)$$

が成立する。

すなわち AT_X が、式 (3.2) の右辺以下の範囲では増幅器の出力は最低レベルであるが、 AT_X が増加し式 (3.2) が成立する点に達すると出力は跳躍して飽和レベルになる。したがって式 (3.2) は磁気増幅器を用いた接地継電器の動作点を与える基本式といえることができる。

AT_X は漏洩電流 I_X によるアンペアターンであるから、磁気増幅器の入力巻線の巻数を N_X とすると

$$AT_X = N_X \cdot I_X \quad (3.3)$$

となり、式 (3.1) の I_X を代入すると

$$AT_X = \frac{N_X E_0}{R_X + R_0} \quad (3.4)$$

を得る。

また、 AT_B はバイアス巻線巻数 N_B と、バイアス電流 I_B の積で

$$AT_B = N_B \cdot I_B \quad (3.5)$$

と表わされる。 I_B を直流重畳電源 E_0 から得られるときには、バイアス回路の抵抗を R_B とすると

$$AT_B = \frac{N_B E_0}{R_B} \quad (3.6)$$

となる。

一方式 (3.2) の最後の項である AT_1 は用いられた磁気鉄心によって決まる一定のアンペアターンで、鉄心材料の交流ヒステリシスループの保磁力 H_{AC} と鉄心の平均磁路長 l_m とから大略

$$AT_1 = \frac{H_{AC} \cdot l_m}{0.4\pi} \quad (3.7)$$

ただし H_{AC} : エルステッド l_m : cm
で算出される。

3.3 動作点の設定

前節の式 (3.2) および式 (3.4) から R_X を求めると

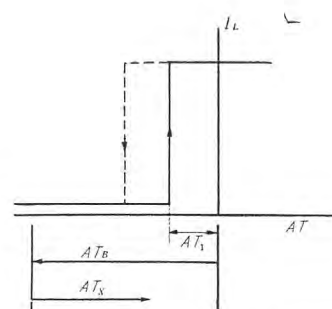


図 3.4 バイアスと入力アンペアターンの関係
Fig. 3.4 Relation between AT_B and AT_X .

$$R_X = \frac{N_X E_0}{AT_B - AT_1} - R_0 \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

となるから、 R_X の設定を行なうには AT_B 、 E_0 、 R_0 を用いることができる。これらの常数を種々検討の結果 AT_B によって設定するのがもっとも妥当であることがわかった。すなわち高抵抗に設定するときには AT_B を小さくして感度を上げ、低抵抗に設定するときには AT_B を大きくして精度を上げるようにするのである。

たとえば式 (3.2) の動作点が、 AT_1 の変動 $\pm \Delta AT_1$ によって変動を受けた場合の動作抵抗値の相対誤差を求めてみると、式 (3.2) から

$$\Delta AT_X = \mp \Delta AT_1 \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

であり、式 (3.4) からは

$$\Delta AT_X = - \frac{E_0 N_X}{(R_0 + R_X)^2} \Delta R_X \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

を得るから

$$\frac{\Delta R_X}{R_X} = \pm \frac{(1+\alpha)^2}{\alpha} \frac{\Delta AT_1}{AT_{X \max}} \quad \dots\dots\dots (3.11)$$

ただし $\alpha = R_X / R_0$

$$AT_{X \max} = N_X E_0 / R_0$$

となる。

動作抵抗値 R_X の設定を変えることは式 (3.11) の α を変えることになる。いま α と式 (3.11) 右辺の $(1+\alpha)^2/\alpha$ の関係を表にすると表 3.1 のようになる。これに

表 3.1 $\frac{(1+\alpha)^2}{\alpha}$ の値

α	0.05	0.1	0.2	0.5	1	2	5	10	20
$\frac{(1+\alpha)^2}{\alpha}$	22.0	12.1	7.2	4.5	4	4.5	7.2	12.1	22.0

よると $\alpha = 0.1 \sim 10$ (100 倍の抵抗設定) の範囲で、 $(1+\alpha)^2/\alpha$ の値は 4~12.1 と約 3 倍以内にはいつている。これはこの範囲での精度の変化は大体 3 倍程度というを示す。

この表からも知れるように直列抵抗 R_0 は

$$R_0 = \sqrt{R_{X \max} \cdot R_{X \min}} \quad \dots\dots\dots (3.12)$$

ただし $R_{X \max}$: 動作設定抵抗の最大値

$R_{X \min}$: 動作設定抵抗の最小値

とすればよい。

同様のことを AT_B は固定して R_0 または E_0 を変化した場合について調べると、精度の変化が非常に大きくなってほとんど実用的でない結果となることがわかる。

したがって動作抵抗の設定は AT_B で行ない、 R_0 によって調整する程度にするのがよい方法で

ある。

4. 新形接地継電器の回路および特性

4.1 回路

前節までに説明した原理によって仕様を満たすような 2 段動作の磁気増幅器式接地継電器を設計したが、それを図 4.1 に示す。

図中 $MA1$ と RY_1 は警報用の増幅器と継電器、 $MA2$ と RY_2 はリセット用の増幅器と継電器である。直流重畳電圧 E_0 は電源トランス PT の二次側から、コンデンサ C_1 と可飽和トランス STR によって定電圧化され、全波整流されリアクタ L_1 を通じて得られる。 E_0 の一端は R_8 、 $MA1$ および $MA2$ の入力巻線 N_X を通ってアースされる。他端は L_0 、 R_8 を通じて配電線に結合されている。 R_{15} 、 R_{25} は感度調整用の抵抗である。磁気増幅器のバイアスも E_0 から R_{11} 、 R_{12} 、 R_{21} 、 R_{22} を通じて得られる。 R_{11} と R_{12} は連動して合成並列抵抗値が一定であるようにしている。これによって警報とトリップの設定が相互干渉しないようになっている。

図 4.1 にはさらに抵抗測定用の直流電流計 DA があってこれで漏洩抵抗が直読できる。また点検ボタンによって R_0 が接続され動作を確認できる。

4.2 磁気増幅器の特性

図 4.2 および図 4.3 は $MA1$ 、 $MA2$ の特性である。

図 4.2 は正帰還を加えていない原特性、図 4.3 は正帰還をかけた状態である。いずれも負荷はマイクロスイッチリレーを用いている。

またこのような増幅器の動作時間遅れを調べたのが図 4.4 および図 4.5 である。図 4.4 は AT_B を一定として

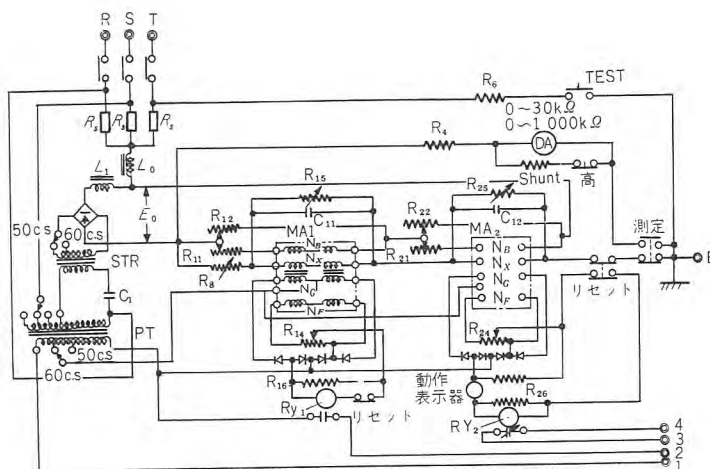


図 4.1 磁気増幅器式接地継電器接続図

Fig. 4.1 Wiring diagram of magamp type ground relay EP-2M.

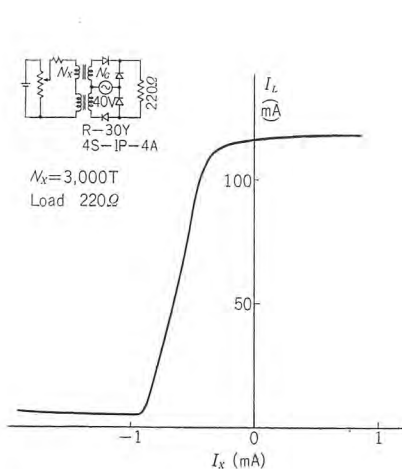


図 4.2 帰還のない場合の磁気増幅器特性

Fig. 4.2 Control characteristics of magnetic amplifier without external feedback.

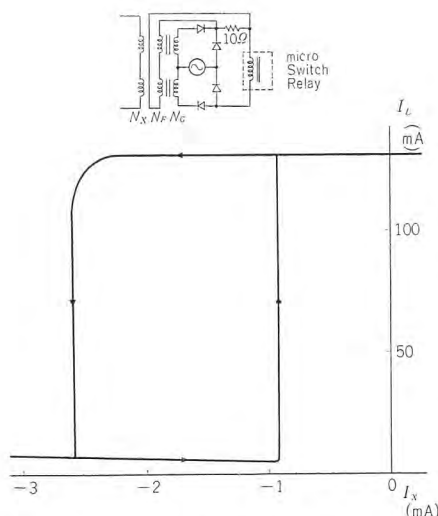


図 4.3 正帰還を加えた場合の磁気増幅器特性

Fig. 4.3 Control characteristics of magnetic amplifier with external positive feedback.

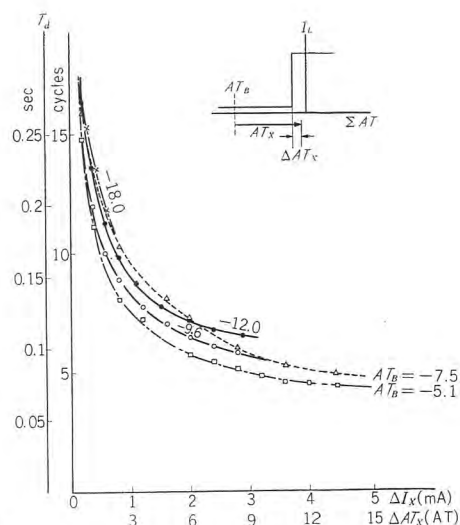


図 4.4 動作時限特性 (1)

Fig. 4.4 Operating dead time versus ΔAT_X .

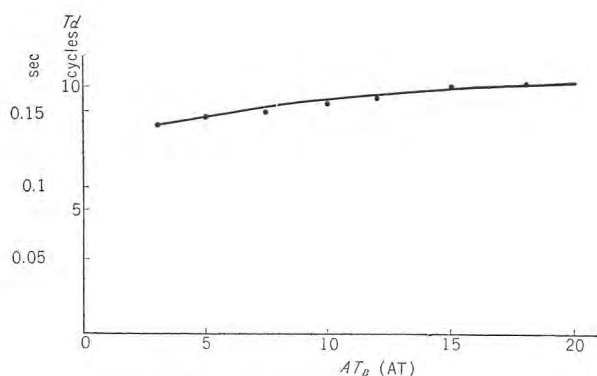


図 4.5 動作時限特性 (2)

Fig. 4.5 Operating dead time versus AT_B at $\Delta AT_X = 2.4AT$.

ΔAT_X を横軸にとったときの時間遅れ, 図 4.5 は ΔAT_X を一定とし AT_B を変えたときの特性である. ここに ΔAT_X は式 (3.2) の左辺から右辺を差し引いたもので

$$\Delta AT_X = AT_X - AT_B + AT_1 \dots\dots\dots (4.1)$$

であり, 動作点からの超過分を示す.

これによると動作時間遅れは AT_B にはほとんど無関係で, ΔAT_X とはほぼ反比例の関係にある⁽³⁾. この特性は反限時特性に類するものでむしろ好都合であろう. また ΔAT_X が非常に大きくなっても 3~4 サイクル程度の遅れが残るから, 回路投入の際の充電電流による誤動作なども避けることができる.

4.3 直流定電圧電源の特性

図 4.6 は直流定電圧電源部だけの回路であり, 図 4.7 は電源電圧変動に対する直流電圧の特性を示す. Z_L が R のときは E_{AC} の $+15\% -20\%$ 変動に対してほとんど E_0 の変動は認められない. C のときは同一変動に対して $\pm 2\%$ 程度である. 変動はやや大きい Z_L による電

坑内用接地継電器・浜岡・大野・平野

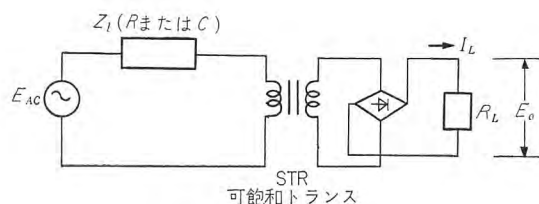


図 4.6 直流定電圧回路

Fig. 4.6 DC constant voltage circuit.

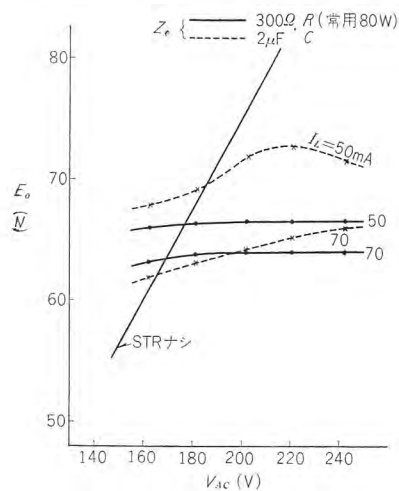


図 4.7 定電圧トランス特性

Fig. 4.7 Voltage characteristics of DC constant voltage source.

力損失をも考慮して, C による回路を用いている.

4.4 総合特性

(1) 動作点の設定特性

図 4.8 は AT_B を変化して動作抵抗値を設定した場合の動作特性を示すものである. このように最大 100 kΩ から最小 2 kΩ にわたってバイアス抵抗を変化するだけでスムーズに設定が行なわれる.

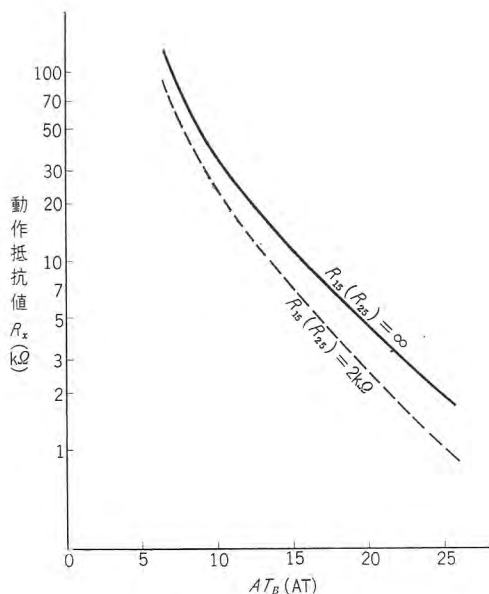


図 4.8 AT_B と動作抵抗値
Fig. 4.8 Relation between AT_B and operating resistance.

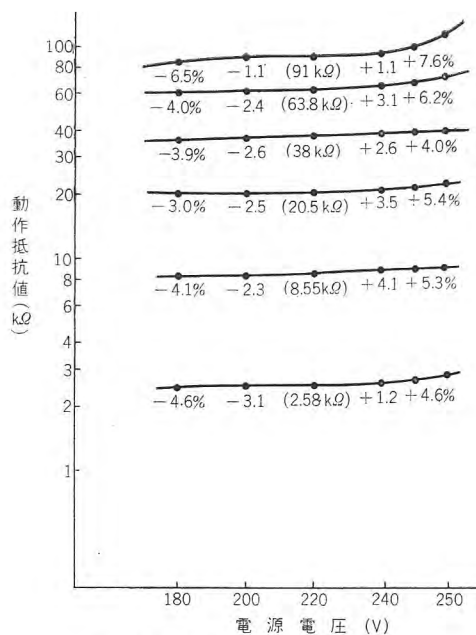


図 4.9 動作抵抗値の電圧特性
Fig. 4.9 Operating characteristics of EP-2M for source voltage change.

トリップ動作抵抗
50, 20, 10, 5, 2 kΩ
5 段切換え
警報用電源
50 V AC, 25 VA
抵抗測定範囲
0~30 kΩ (低)
0~1,000 kΩ (高)
すなわち最高感度の
ときには接地抵抗 100
kΩ で警報を発し, 50
kΩ でトリップ動作を
行なう. 一方条件の悪い
線路を監視するとき
には感度を下げて, 警
報 5kΩ, トリップ 2kΩ

(2) 電源電圧変動による動作特性

図 4.9 は電源電圧が変動したときの動作特性を示すもので, いずれの設定点においても電源の +15%, -20% 変動に対して動作値の変動は ±5% 以内におさまっていることがわかる.

4.5 仕様

使用電圧 500, 440, 400, 220, 200 V
周波数 50, 60 c/s
警報動作抵抗 100, 50, 20, 10, 5 kΩ 5 段切換え

5. 新形接地継電器の構造, 設置その他

(1) 構造

耐圧防爆形ケースに収容され, リード引出口はベルマウス式にもケーブルヘッド式にもなり, 必要に応じて動作用の回路は 2 ロケーブルヘッドにもなる. 図 5.1 に正

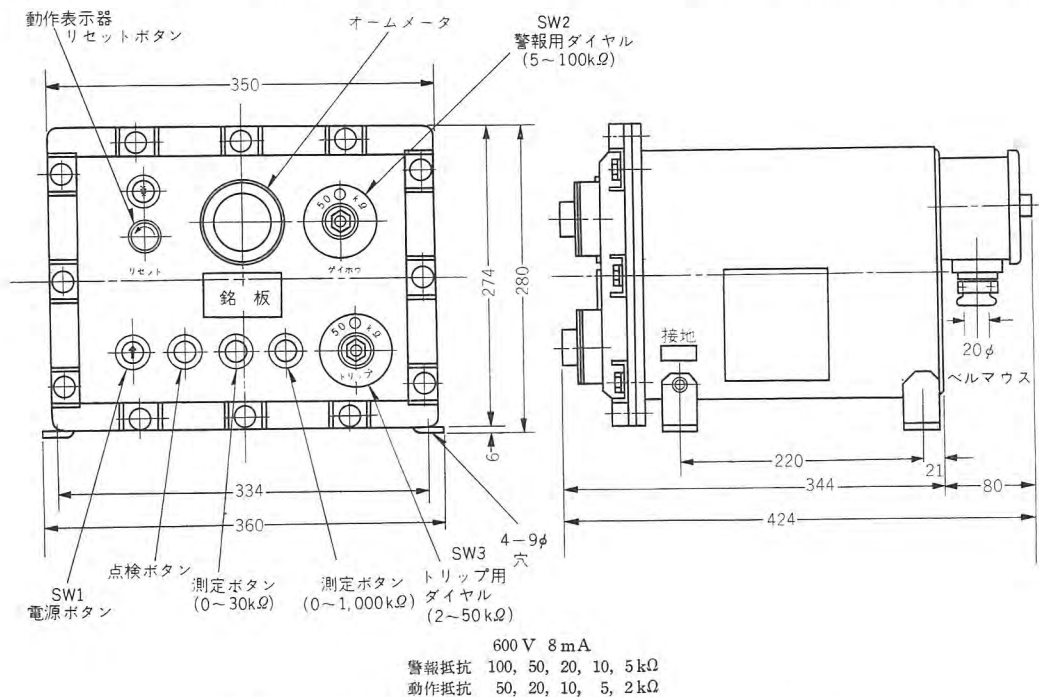


図 5.1 EP-2M 防爆形接地継電器 (2 段動作, 磁気増幅器式)

Fig. 5.1 EP-2M explosionproof ground relay.

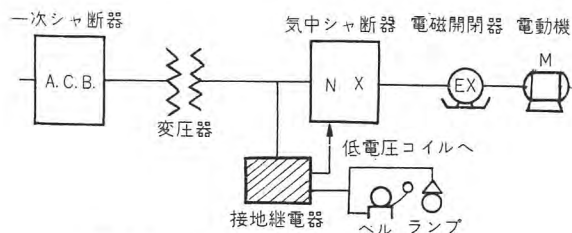


図 5.2 シヤ断器と組合わせた接地継電器
Fig. 5.2 Ground relay combined with circuit breaker.

面図および側面図を示す。

(2) 設置その他

- 設置場所は坑内変圧器座が適当である。
- 箱体の接地は完全にすること。
- シヤ断器と組合わせる場合は図 5.2 のようにすればよい。
- 接地漏洩抵抗を毎日測定しておけば保守の目安になり未然に事故を防止できる。

6. 新形接地継電器の特長

- 磁気増幅器とマイクロスイッチリレーを組合せて使用することにより、高抵抗も十分の信頼度をもって検出できる。

- 警報とトリップの 2 段動作によって十分な保守を行ないうる。
- 可飽和トランスによる定電圧装置によって重畳直流電圧を得ており、電源電圧変動に対しても安定な特性を示す。
- 点検は従来のように完全接地せず、高抵抗を通じて行なうようになっている。
- 耐圧防爆形である。

7. む す び

以上磁気増幅器を応用した新形の接地継電器（商品名 EP-2M 形継電器）について述べたが、坑内配電線の保守はいろいろ困難な問題が付随し、これで解決されたとはいいいくいと思われる。今後もさらに実状に即したものに改良して行くため、需要家各位のご指導をお願いして拙稿を閉じたいと思う。

(34-10-1 受付)

参 考 文 献

- 電気学会編：「電気工学ハンドブック」1457.
- 近藤・三好：「安川電機」, 13, No. 44, (昭 24-1).
- L. A. Finzi, G. C. Feth: TAIEE, 74, Pt I. 592.

≡≡≡≡≡≡≡≡≡ 最近登録された当社の実用新案 ≡≡≡≡≡≡≡≡≡

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	ケイ光灯灯器	34-6-23	496030	堀田鉦太郎・山下源一郎	大 船
"	超音波探傷器	"	496031	船 田 淳 三	無 線 機
"	扇風機用電動機	"	496032	藤 沢 亘	中 津 川
"	接続端子箱	"	496033	白 石 和 雄	菱 電 機 器
"	ミシンのかま部給油装置	34-6-30	496294	千 賀 辰 二	和 歌 山
"	電車電動機用ヨークカバーの掛金安全装置	"	496295	三津沢武夫・森 田 稔	伊 丹
"	扇風機の塑造羽根車	"	496296	平 野 昭 二	中 津 川
"	扇風機羽根車	"	496297	柘 植 恵	"
"	塑造羽根のボス部	"	496298	"	"
"	天井扇取付装置	"	496299	新 倉 宗 寿	"
"	扇風機用電動機	"	496300	柘 植 恵	"
"	扇風機の壁掛装置	"	496301	今 井 進・長瀬卯三郎	"
"	変圧器油槽の油面低下装置	"	496302	今 井 進	"
"	車両用変圧器のガイ体	"	496303	伊 藤 俊 幸	伊 丹
"	車両用変圧器	"	496304	沖 本 邦 夫	"
"	電気車制御装置	"	496305	"	"
"	耐圧防爆容器	"	424429	北 川 和 人・待 鳥 正	本 社・伊丹
				高 松 茂 利	福 岡

MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (1)

無線機製作所 馬場文夫*・大鳥羽幸太郎**・柴谷浩二**・松本孝郎**

MELCOM Precision Low Speed Type Analog Computers (Part 1)

Electronics Works Fumio BABA・Kōtarō ŌTOBA
Kōji SHIBATANI・Takao MATSUMOTO

Attention has been increasingly paid to electronic computers by the world for these years, resulting in marvellous progress in the technique and marked diffusion to various fields. Under the circumstances Mitsubishi has been producing type EA1 analog computers of low speed type and for general purpose since 1955. With their features of simplified operational elements and inexpensive cost, they have been used in laboratories and elsewhere. Recently, however, new computers named MELCOM have been developed by the company to meet the requirements of far greater preciseness with improvements over many handicaps experienced in the old models.

1. ま え が き

ここ数年間の電子計算機に対する一般の関心の増大と技術の進歩は真にめざましく、それとともに、一般の需要もいちじるしく増加したが、同時に、アナログ計算機(以下アナコンという)で取扱う問題も、一段と複雑難解なものに及ぼうとする傾向が生じ、したがって、アナコン自体としても、それに見合う大きな規模と高い精度をもち、しかも取扱いが簡単なものが、ますます要求されるようになった。

当社は昭和30年以来、低速度汎用のEA1形アナコンを製作してきたが、このアナコンは、各演算要素を非常に簡略化してあるので価格は低廉で、演算増幅器はすべて汎用であり、また、演算回路の組立がプラグイン式であるので、使用上融通性に富み、いわゆる実験室向きとしては、簡便な面も多いという利点をもっているが、反面、演算回路の組立がやかかいで、計算準備に長時間を要するなど、稼働率が悪く、精度もあまり高くを期待することができないという欠点をもっていた。

上述のような時代の要求に答えて、高精度のアナコンを製作するには、

(1) 演算増幅器を加算積分器、加算係数器などに単能化し、プレパッチ方式とする。

(2) 演算蓄電器、演算抵抗器には、偏差および温度係数の小さい安定度の高いものを使用し、これらを一括集中して、なるべく温湿度の影響の少ない取付方法および配置を行なう。

(3) 最大信号電圧を大きくし、ドリフトおよび雑音に対するS/N比をよくする。

(4) 演算基準電圧電源を一括共通とし、その精度と安定度を高める。

(5) 演算増幅器には、すべてドリフト補償を行なう。

(6) 信号線、接地線の配線の品質を高め、絶縁低下、相互干渉、有害雑音などの低減を図る。

(7) 演算途中で解をホールドし、ペン書オシロ以外の高精度の計器でも、その瞬時値を読取れるようにする。などの対策が必要である。当社は、これらの事項を考慮して、昭和32年以来、各種演算要素に十分な吟味を施した高性能アナコンの開発研究に着手し、着々その成果を収めつつあったが、たまたま新三菱重工株式会社名古屋航空機製作所において、主として航空機および誘導飛しょう体の設計、解析、航行模擬に使用する、精密級アナコンの設置が計画され、当社がこれを受注したのを機に、実用化の運びとなり、鋭意設計、製作に専心した結果、試作機による実用試験を経て、本年7月末に至り、これを完成、納入の運びとなった。これは、MELCOM-

EA22 形と称し、規模の点でも、精度の点でも、国産機としては、最高級品に属するものである。また、そのプロトタイプとして試作したアナコンは、MELCOM-EA 21 形と称し、線形要素の数は EA 22 形より少ないが、各種演算要素の一通りを実装しており、当社研究所の電気計算機室に設置され、多くの難問題の解析に役だっている。これら 2 種のアナコンの設計製作により、線形要素、非線形要素の標準化と、信号線配線やパネル実装など総組立に関する幾多の技術が修得された結果、今後は、これらを組合わせ、各種の使用目的に適応した高性能アナコンの製作を、容易に行なうことができるようになった。

アナコンは、微分方程式の解析機として使用される以外に、自動制御系のシミュレータ、飛しょう体の航行シミュレータ、化学工業におけるプロセスのシミュレータ、原子炉シミュレータ、そのほか、任意の伝達関数をもつ系のシミュレータなど、各種のシミュレータとして、今後ますます応用分野を拡大すると思われ、さらに、リニアプログラミングなど、理工学方面以外の分野にも応用されようとする傾向にあるから、その前途は真に洋々たるものがあるといわなければならない。

さらに、アナコンの将来として当然予想される問題には、演算定数の自動設定、演算器の自動保守など、計算機自体の自動化と、比較器、操作準備用遅延回路、リレー群、セレクトスイッチ、カウンタ、記憶回路など、ディジタル計算機に用いる論理回路を、演算制御機構に盛込むことによる演算の自動化とがあり、また、アナログ・ディジタル変換器 (A-D 変換器)、ディジタル・アナログ変換器 (D-A 変換器) の技術の発達とともに、これらを仲介として、アナコンとディジタル計算機との関係も、ますます緊密になると考えられる。

以下、これら EA 21 および 22 形 2 種のアナコンについて、装置の特長、性能、構成、構造、演算要素および使用部品の概要について紹介するが、今回は、その 1 として、演算要素の説明は線形要素だけについて述べている。

2. 装置の特長

EA 21, 22 形アナコンの特長を列挙すると、つぎのようである。

(1) 広い演算周波数範囲にわたって演算誤差が非常に少ない。

回路設計、使用部分に十分の検討を行ない、誤差の低減に最善の努力を払っているが、とくに演算増幅器の周波数特性と、演算用インピーダンスの選択、取付方法、信号線配線などに十分の吟味を行なった結果、従来、この種アナコンでは、実用上誤差なく使用しうる演算周波数が、 $\omega=10$ rad/sec 程度であったのを、一挙に 60 rad/sec まで拡大し得た。

(2) 演算インピーダンスには、最高級の部品を使用しているので、安定度、信頼性が高い。

(3) 非線形演算要素も全電子管式であって、演算速度が速いので、GM などの時間模擬が可能である。

従来のアナコンでは、関数乗算器、任意関数発生器、三角関数発生器などの非線形演算要素には、いわゆるサーボモータを用いたサーボ式のものをを用いているが、追尾速度が遅いので、その周波数特性が悪く、せいぜい 10% 正弦波入力に対し、2~3 c/s で 3 db 低下程度であって、アナコン全体の演算速度を極度に阻害している。これに対し、このアナコンでは $\omega=60$ rad/sec にも及ぶ、GM などの航行模擬にも使用する目的から、このようなサーボ式はいっさい使用せず、新しく創意工夫を凝らした結果、当社独特の方法により、全電子管式とすることに成功したので、これら非線形演算要素の周波数特性は、100% 正弦波入力に対しても、100 c/s で 3 db 低下程度まで、飛躍的に改善し得た。

したがって、上記 (1) に述べた線形要素の優秀性とあわせ、このアナコンは、GM など高い ω をもつ系の実時間模擬が可能である。

(4) 汎用専用の組合わせ式プレパッチボードをもち、計算機の利用率が非常に高くなる上に、取扱い簡単で、操作員の手間が大いに省かれる。

アナコンを使用して問題を解く課程を考察してみると、演算回路の組立に要する時間は、実際計算を行なっている時間に比べ、非常に長いことがわかる。この意味から、プラグイン方式をプレパッチ方式にすることにより、計算機の利用率を大いに高めうることは言をまたない。しかし、複雑な演算回路の一部を変更して類似の演算を数多くやりたい場合や、組立てた演算回路の一部に誤りがあることを実際やってみて初めて気づき、これを修正したい場合も多いわけで、従来の方式では、このような場合には、やはり長時間を必要とした。

このアナコンでは、問題を処理するにあたってひんぱんに現われる共通演算回路をあらかじめ配線した専用盤

と、変化部分だけを操作員が接続する汎用盤とを重ね合わせる複合プレパッチ方式とした。この方式によると、接続コードの数が非常に少なく済み、操作員の負担が軽くなるので、誤接続のチャンスも減る上、万一誤りを犯しても、その発見や修正が容易となるから、計算機の利用率が非常に高くなり、取扱いも簡単となり、従来の不都合が一挙に解決される。

(5) 汎用演算増幅器用の演算回路接続用ジャック盤を有するので、汎用演算増幅器を用いる場合にも、高精度を保つことができ、かつ使用上融通性に富んでいる。

従来のプレパッチ方式のアナコンでは、演算増幅器は積分器および係数器として使用するだけに限られ、使用上不便のそりを免がれなかった。また、汎用演算増幅器（以下汎用演算器と略す）として用いよう考慮したものでも、その入力格子および出力端子と、これに接続する演算抵抗器、演算蓄電器などの端子を、すべてプレパッチボード上に配列し、ここで演算回路の組立を行っていた。しかし、この方式では、接続コードの数が非常に多くなって取扱いが煩雑である上、直接同一絶縁物上に高利得直流増幅器の入出力端子を配置するため、誤差の増大を招くことも否めなかった。このアナコンでは、演算インピーダンスとリミッタの端子を汎用演算器の端子とともに、プレパッチボードとは別のジャック盤上にまとめ、完全に金属板でガードする構造としているので、相互の干渉はなく、高精度の計算ができ、また使用上の融通性にも富んでいる。

リミッタも、不感帯、飽和、バックラッシュのほか、絶対値回路や、比較回路をも構成しうる汎用のものであるから、演算機能が非常に広い。

(6) 画期的な演算制御機構をもち、取扱いがきわめて容易である。

電源の投入—シャ断、出力電圧計の範囲切換え、過負荷保護、設定電圧に対するホールド操作などが、すべて自動的に行なわれる。演算制御はすべて押しボタンスイッチによって行なわれ、遠隔制御も可能である。演算制御盤上にポテンシオメータの負荷効果補正用の精密抵抗ブリッジを内蔵している、などの多くの特長のため、このアナコンは非常に使いやすく、計算能率を大いにあげることができる。

(7) 演算要素そのものが多くの特色をもっていて、演算機能が広い。

詳細は各パネル説明のところで述べるので、ここでは

おもなものをだけ列挙する。

ポテンシオメータは、設定値を $\times 1$, $\times \frac{1}{10}$, $\times \frac{1}{100}$ の3レンジに切換え可能で、微小係数の設定を高精度で行なうことができる。

電圧比較器は、任意の出力電圧または演算時間が、設定値に達したとき、外力印加や演算回路の自動切換えを行なうことができる。

任意関数発生器は、時分割方式によって動作する直線補間形のまったく独創的なもので、発生すべき関数上の点の X, Y 座標を独立に設定するだけで、それらを直線で結ぶ関数形が得られ、取扱い簡便である。

簡易関数発生器は、任意関数発生器より少し近似度は劣るが、一変数に対して同時に多数の関数形を設定できて、具合がよい。

正弦波発生器は、時間に対する正弦波を、連続または 1 サイクル発生するので、自動制御系やその他の系の、周波数特性の測定や過渡応答の解析に便利である。

(8) 保守点検が容易である。

各パネルは、収容している内容物に応じて、簡単に前方へ引出せるロック式引出し構造か、前面板が簡単に前へ倒れる前倒式構造かのいずれかである。また、演算増幅器を始め、各部に共通に使用する補助演算増幅器その他の要素は、すべて完全プラグイン式のサブシャーシに組込まれていて互換性がある。さらに、必要個所にはテストジャックを設けてある。これらの構造上の利点から、内部点検や調整が、きわめて容易である。

(9) 意匠設計にも十分の配慮をしてある。

高度な演算を行なうこの種アナコンは、専用の計算室に設置されるのがたてまえである。したがって、このアナコンは、容姿、塗装、配色などにも細心の注意を払っており、外観はスマートかつデラックスである。

3. 装置の概要

3.1 性能

このアナコンのおもな性能を表 3.1 にまとめた。表中、総合精度は $\omega=1 \text{ rad/sec}$ におけるサークルテスト 30 秒間の振幅誤差を表わすが、詳細については 5 章を参照願いたい。

3.2 構成

EA 21, 22 形アナコンの構成を比較してまとめると表 3.2 のようになる。

記録器には、4 または 6 要素で専用増幅器付のインク

表 3.1 EA 21, EA 22 形アナコンの主要性能

形 名	EA 21	EA 22
計 算 方 式	低 速 度 形	
機 能	24 階線形, 非線形微分方程式解析用	34 階線形, 非線形微分方程式解析用
演 算 器	40 台 (4 パネル) 加算積分器 14 台 加算係数器 16 台 汎用演算器 10 台	50 台 (5 パネル) 加算積分器 18 台まで 加算係数器 20 台まで 汎用演算器 16 台まで
係数用ポテンショメータ	56 個 初期値設定兼用 14 個 3 レンジ用 42 個	112 個 初期値設定兼用 14 個 3 レンジ用 98 個
演算インピーダンス	自 蔵	
接 続 方 式	専用盤と汎用盤との組合わせ可能なブレパッチ方式	
ブレパッチボード	1,320 点	
出 力	±100 V	
精度 (総合精度)	±0.1% (±0.2%)	
積分器保持特性	0.025%/分以内	
演 算 制 御	バランスチェッカーリセットコンビュートーホールド, 押しボタン式自動ホールド, 遠隔制御可能	
寸 法	幅 283cm×高さ 242cm×奥行 66cm	幅 503cm×高さ 242cm×奥行 66cm
重 量	約 2,200 kg	約 4,100 kg
電 源	AC 220 V 7 kVA	AC 220 V 13 kVA

表 3.2 EA 21, 22 形アナコンの構成

パネル名称	演算要素名	備 考	要素数		パネル数		要素数	
			パネル	EA21	EA22	EA21	EA22	
演 算 増 幅 器 盤	加 算 積 分 器	倍率×入力数 1×6, 4×2, 10×2	各 10	計 4	計 5	14	最大 18	
	加 算 係 数 器	符号変換器または 初期値零の積分器 としても使用可能				16	最大 20	
	汎 用 演 算 器					10	最大 16 計 50	
ポテンショメータ盤	係数ポテンショメータ	3 レン ジ	14	3	7	42	98	
〃	〃	初期値設定兼用	14	1	1	14	56	
リミッタ盤	リミッタ	正バイアスのもの 負バイアスのもの 電圧および時間 に対する ON-OFF 切換可能	7 7	1	2	14	28	
電圧比較器盤	電 圧 比 較 器		6	1		6		
関数乗算器盤	時分割形関数乗算器	4 出力 UW, UX UY, UZ	1	3	12	3	12	
関数乗除算器盤	時分割形関数乗除算器	3 出力 乗算および 除算チャネル別切換	1	1	2	1	2	
任意関数発生器盤	任意関数発生器	1出力13折線時分 割形	1	1	3	1	3	
簡易関数発生器盤	多出力簡易関数発生器	3出力5折線時分 割形	1	1	6	1	6	
自乗平方根発生器盤	自乗平方根発生器	自乗平方根切換式	3	1		3		
三角関数発生器盤	三角関数発生器	正弦および余弦	1	1	3	1	3	
むだ時間発生器盤	むだ時間発生器	4次、関数近似形	2	1	2	2	4	
正弦波発生器盤	正 弦 波 発 生 器	正弦および余弦 1 c/s および連続動作	1	1		1		
演 算 抗 抵 器 盤	演 算 抵 抗 器	0~1MΩ, 10kΩ 間隔	7	1		14		
		0~10MΩ, 100kΩ 間隔	7					
ジャック盤	演 算 蓄 電 器	0~1μF, 0.01μF 間隔	7	1		7		
	固定演算抵抗器	50kΩ~10MΩ, 8 種	各 5			40		
	固定演算蓄電器	0.05μF~1μF, 5 種	各 5			25		
	汎用演算器用接続端子		1 式			1 式		
ブレパッチ盤	演算回路接続機構	汎用ブレパッチボ ードと専用ブレパ ッチボードとの組 合わせ方式	1 式	1		1 式		
	計 算 リ レ ー		1 式			1 式		
演 算 制 御 盤	演 算 制 御 機 構	自動ホールド装置 を含む	1 式	1		1 式		
	出力監視機構	過負荷警報、メー タ保護装置を含む	1 式					
	電源制御機構	電源監視機構を含 む	1 式					
	精密抵抗ブリッジ		1 式					
連 結 盤	記録器他の計算機遠 隔制御装置などの 相互接続機構		1	1		1		
電 源			1 式					
箱 体		制 御 机 付	1 式					
記 録 器			1 式					
付 属 品			1 式					
予 備 品			1 式					

書または熱ペン書オシロ装置を用いるが, もちろん X-Y 記録器その他も用いる。

また, 入力電源には所要容量の自動電圧調整器を挿入して, 電圧変動を ±1% 以内に押えている。

3.3 構 造

この装置の外観を図 3.1 および図 3.2 に示した。

箱体は (幅) 480×(高) 200mm の標準パネルを, 10 パネル収容できる完全自立形鉄箱で, 頂部と背面下部に, 換気扇を搭載している。演算制御部の前面には, 取はずし可能の小机が付属しており, 背面は配線用ダクトによって上下に仕切られ, それぞれ片開きの扉となっている。その模様を図 3.3 に示した。

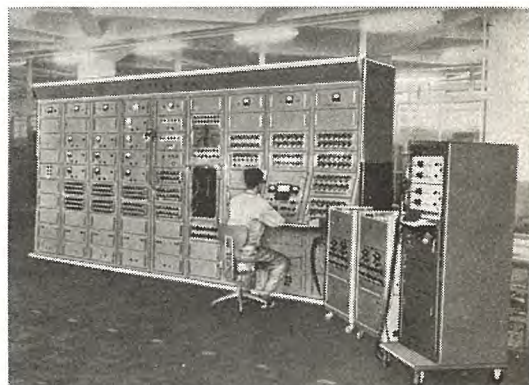


図 3.1 工場で検査中の EA 22 形アナログコンピュータ
(左から) コンピュータ本体, インク書オシロ (2 台)
熱ペン書オシロ

Fig. 3.1 Type EA 22 analog computer under test in the works.

(From the left) Main body of the computer. Ink-writing oscillograph. Heated-stylus oscillograph.

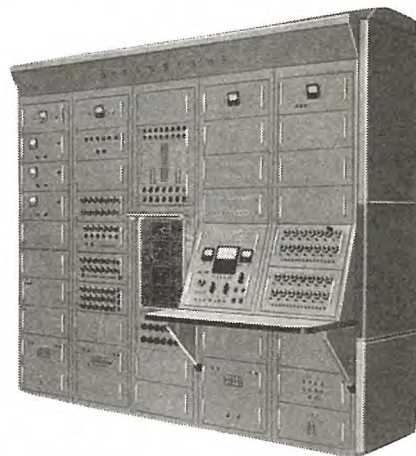


図 3.2 EA 21 形アナログコンピュータ
Fig. 3.2 Appearance of type EA 21 analog computer.

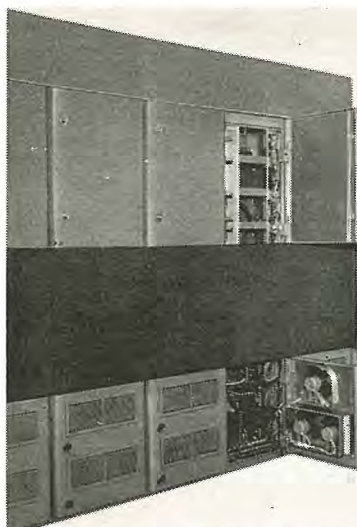


図 3.3 EA 21, 22 形アナログコンピュータ背面

Fig. 3.3 The rear-view of type EA 21/22 analog computer.

各パネルはロック式引出し構造か、前倒式構造かのものであり、共通演算要素はユニット化されていることは前述した。その実例は図 4.6, 4.20 を参照願いたい。

3.4 パネル実装

このアナコンのパネル実装を図 3.4, 3.5 に示した。

演算増幅器は零調整の便宜上、またポテンショメータは設定および負荷効果の補正操作の便宜上、いずれも演算制御盤の近くに実装されている。

電源は、温度上昇を極力押える必要から、箱体の上下に二分して実装され、上部には発熱の多い真空管式定電圧回路を、下部に重量の大きい変圧器および整流回路を収容している。

排気扇	排気扇	排気扇	排気扇	排気扇
電源 A	電源 A	ブランク	電源 A	電源 E
関数乗算器	むだ時間発生器	ジャック盤	演算増幅器	演算増幅器
関数乗算器	正弦波発生器		演算増幅器	ポテンショメータ 3 レンジ
関数乗算器	リミッタ		演算増幅器	ポテンショメータ 3 レンジ
関数乗算器	電圧比較器	ブレパッチ盤 ブレパッチボード	演算制御盤	ポテンショメータ 3 レンジ
三角関数発生器	任意関数発生器			ポテンショメータ IC 兼用
自乗平方根発生器	簡易関数発生器			制御テーブル
電源 C	電源 C	演算抵抗器盤	電源 C	連結盤
電源 B	電源 B	引出し	電源 B	電源 D
		引出し		電源 F

図 3.4 EA 21 形アナログ計算機パネル実装図

Fig. 3.4 Panel-arrangement of type EA 21 analog computer.

排気扇	排気扇	排気扇	排気扇	排気扇	排気扇	排気扇	排気扇	排気扇
電源 A	電源 A	電源 A	電源 A	電源 A	ブランク	電源 A	電源 G	電源 E
三角関数発生器	関数乗算器	関数乗算器	関数乗算器	むだ時間発生器	ジャック盤	リミッタ	ポテンショメータ 3 レンジ	ポテンショメータ 3 レンジ
三角関数発生器	関数乗算器	関数乗算器	関数乗算器	むだ時間発生器		リミッタ	ポテンショメータ 3 レンジ	ポテンショメータ 3 レンジ
三角関数発生器	関数乗算器	関数乗算器	関数乗算器	正弦波発生器	ブレパッチ盤	電圧比較器	ポテンショメータ 3 レンジ	ポテンショメータ 3 レンジ
二乗平方根発生器	関数乗算器	関数乗算器	関数乗算器	任意関数発生器		演算増幅器	演算増幅器	ポテンショメータ 3 レンジ
関数乗算器	簡易関数発生器	簡易関数発生器	簡易関数発生器	任意関数発生器	ブレパッチボード	演算増幅器	演算増幅器	ポテンショメータ IC 兼用
関数乗算器	簡易関数発生器	簡易関数発生器	簡易関数発生器	任意関数発生器		演算増幅器	演算増幅器	制御テーブル
電源 C	電源 C	電源 C	電源 C	電源 C	演算抵抗器盤	電源 C	演算増幅器	連結盤
電源 B	電源 B	電源 B	電源 B	電源 B	引出し	電源 B	演算増幅器	電源 D
					引出し		演算増幅器	電源 F

図 3.5 EA 22 形アナログ計算機パネル実装図

Fig. 3.5 Panel-arrangement of type EA 22 analog computer.

ブレパッチ盤およびジャック盤を実装したラックには、電源や真空管などの発熱源を含んでいない。これは、これらの盤に収容された演算精度に直接関係する演算用インピーダンスの、温度変化による影響をできるだけ避けるためである。

4. 装置各部の概要

4.1 演算増幅器盤

演算増幅器は高利得の直流増幅器で、加算、積分その他種々の伝達関数の模擬など、アナログ演算の主要部を受け持つものであって、アナコン構成要素のうち、もっとも重要なものといえる。

図 4.1 は演算増幅器盤の外観構造を示すもので、引出し構造の標準パネル内に 10 台の増幅器を収容している。各増幅器は、前に述べたように、ユニット化したプラグイン方式であり、また、加算積分器、加算係数器および汎用演算器には、同一の増幅器を使用して互換性をもたせ、保守上の便宜を図った。前面板には、零調整用のつまみと、各増幅器を単独に休止の状態に切り換えるためのスイッチを取付けてある。

増幅器はすべてチョップ増幅器によってドリフト補償を行なっており、そのブロック図は図 4.2 のとおりである。

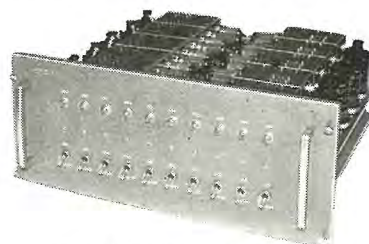


図 4.1 演算増幅器盤の外観

Fig. 4.1 Appearance of the operational amplifier panel.

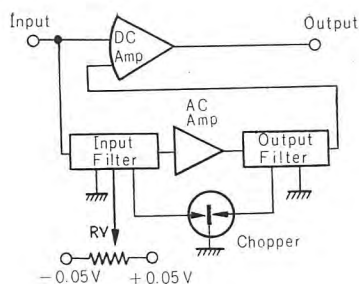


図 4.2 演算増幅器ブロック図

Fig. 4.2 Block diagram of the operational amplifier.

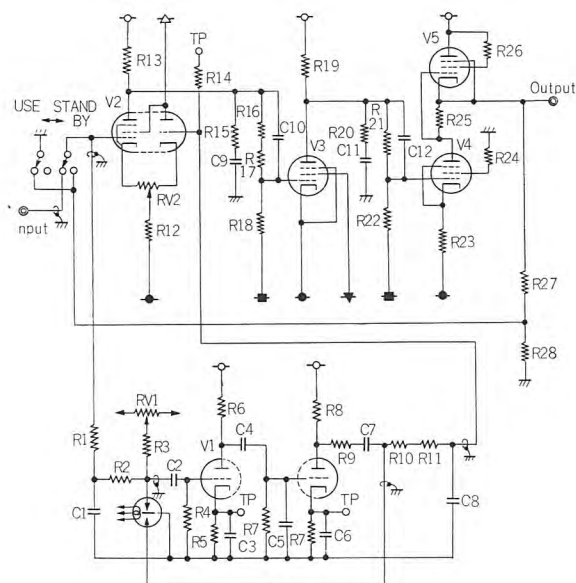


図 4.3 演算増幅器回路図

Fig. 4.3 Circuit diagram of the operational amplifier.

る。回路の詳細を図 4.3 に示す。直流増幅部の利得は、約 90 db, 出力電圧は ± 100 V が得られる。出力段は電力増幅用五極管の直列増幅回路を使用し、大きい出力電圧の振幅に対し、非直線ヒズミを小さくするとともに、低い出力インピーダンスを得ている。負荷抵抗は最小 5 k Ω まで許されるので、このアナコンで使用している 30 k Ω のポテンショメータを最大 6 個まで接続できる。初段グリッド電流は、 2×10^{-10} A 以下で、この値は、初段管のヒータ電圧と回路定数を若干変更することによりさらに小さくなるが、現在のままで実用上全然問題にならない値である。初段換算のドリフトは 100 μ V/h 以内、500 μ V/week 以内であるから、零調整は、せいぜい 1 日に 1 回行なえば十分で、問題と要求する解の精度によっては、数日間無調整のまま使用できる。

演算増幅器には、帰還インピーダンスとして、種々の形のものが接続されるので、つねに安定な動作を行なうようにするには、周波数特性を適当に選ばなければならないが、同時に、この周波数特性は、後に述べるように、演算周波数対演算誤差を決める重要な一要素でもある。このアナコンの演算増幅器の周波数特性は、図 4.4 に示

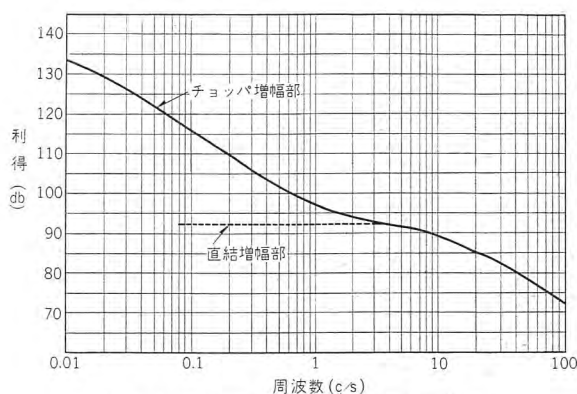


図 4.4 演算増幅器開利一周波数特性

Fig. 4.4 Forward gain vs. frequency characteristics of the operational amplifier.

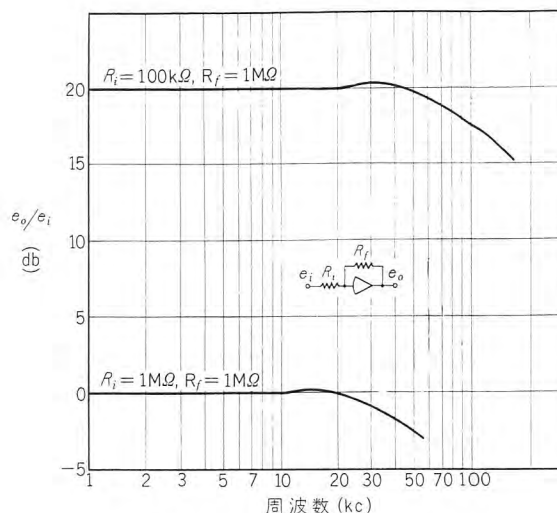


図 4.5 係数器周波数特性

Fig. 4.5 Frequency characteristics of the coefficient multiplier.

すとおりで、安定度はもちろん、5.2 項で述べるように、非常に優秀な誤差特性を得ることができた。このことが、このアナコンの最大の特長にあげられていることは、すでに 2 章に述べたところである。図 4.5 は係数器とした場合の周波数特性である。

なおこのアナコンでは、加算積分器、加算係数器とも、入力端子として、 $\times 1$ が 6 個、 $\times 4$ が 2 個、 $\times 10$ が 2 個、計 10 個の端子をもっている。倍率 $\times 1$ の端子を、6 個も有するので、加算器を別個には設けていない。

4.2 ポテンショメータ盤

ポテンショメータ盤は、初期条件設定兼用のものと、3 レンジ用の 2 種があるが、外観は、ほとんど同じである。パネルは箱体より引出すと、前方に水平位置まで倒れる構造で、点検保修が容易である。図 4.6 にこの状態を示す。

ポテンショメータは、いずれも、全抵抗値 30k Ω , 10 回転、直線性 0.1% のもので、抵抗体の片側はつねに

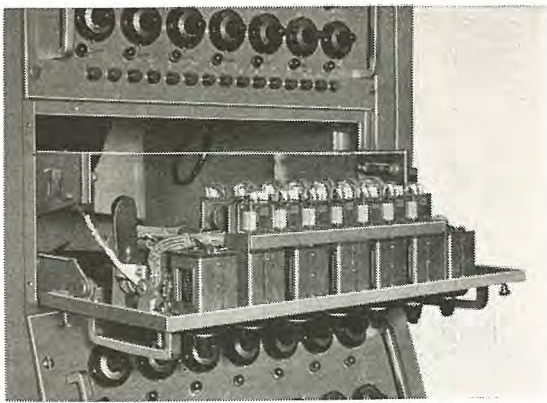


図 4.6 ポテンシオメータ盤—前面板を水平位置まで倒した状態を示す

Fig. 4.6 The potentiometer panel showing the condition, that its front panel is brought down to the horizontal plane.

接地されており、1 パネルに 14 個を取付けている。ダイヤルは二重目盛で、最小目盛は全抵抗値の 1/1,000 であり、設定後はロックできる構造になっている。

初期条件設定兼用のものは、普通のポテンシオメータとして使用できるほか、パネル上の切換スイッチにより、正または負の基準電源に接続し、図 4.7 のように初期条件を与えるためにも用いるもので、切換スイッチは 3 接点で、中央が汎用の位置になっているため、計算中手動で単位関数を発生させる場合などにも、簡単に利用できる。

3 レンジ用は、とくにこのアナコン用として開発されたもので、係数値を有効数字 3 ケタで、 $\times 1$ 、 $\times 0.1$ 、 $\times 0.01$ の 3 段に切換えできるものである。航空機などの運動解析に現われる微小係数の設定を高精度で行なうことができ、このアナコンの特長の一つにも数えられる。レンジの切換えは、図 4.8 のような回路によって行ない、入力インピーダンスはレンジに関係なく一定値 R となる。

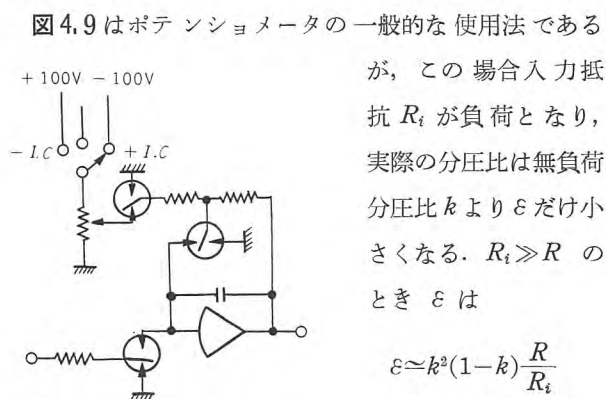


図 4.7 初期条件設定回路
Fig. 4.7 Circuit for setting up the initial condition.

が、この場合入力抵抗 R_i が負荷となり、実際の分圧比は無負荷分圧比 k より ε だけ小さくなる。 $R_i \gg R$ のとき ε は

$$\varepsilon \approx k^2(1-k) \frac{R}{R_i} \quad \dots\dots(4.1)$$

で表わされ、設定値を

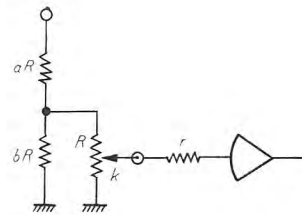


図 4.8 ポテンシオメータ倍率設定回路
Fig. 4.8 Circuit of multiplying the dividing ratio.

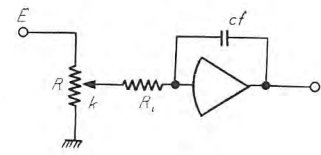


図 4.9 係数設定回路
Fig. 4.9 Circuit of setting coefficient.

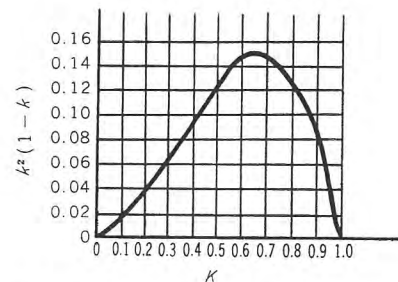


図 4.10 ポテンシオメータ負荷効果校正曲線
Fig. 4.10 Potentiometer-loading correction chart.

補正しないと、正しい分圧比が得られない。 k と $k^2(1-k)$ の関係は図 4.10 のようになる。3 レンジ用の場合は、図 4.8 で、倍率を $1/M$ とすれば、負荷効果による誤差 ε は

$$\varepsilon = \frac{1}{M} \left[\frac{\left\{ 1 - k \left(1 - \frac{a}{M} \right) \right\} k^2 \frac{R}{r}}{1 + \left\{ 1 - k \left(1 - \frac{a}{M} \right) \right\} k \frac{R}{r}} \right] \quad \dots\dots(4.2)$$

で算出される。 $M=1$ の場合は当然 $a=0$ となり、上式は近似的に式 (4.1) となる。

このアナコンでは、このようなポテンシオメータの負荷効果を手軽に校正できるように、演算制御盤に精密抵抗ブリッジを設けるとともに、各ポテンシオメータに切換スイッチを設けて、簡単に校正回路が構成されるように設計してあるので、各ポテンシオメータは実動状態で校正ができ、校正曲線を読取る手数が省け、設定の精度は向上する。

4.3 演算制御盤

このパネルは、単に演算の開始停止などの制御を行なうだけでなく、つぎに述べるような種々の機能をもち、その動作の多くを自動化して、取扱いを非常に容易ならしめるとともに、不注意による誤演算や事故の発生を防止している (2 章 (6) 参照)。

外観を図 4.11 に示す。前面パネルには傾斜をもたせているので、計器の読取りや、スイッチの操作などが、

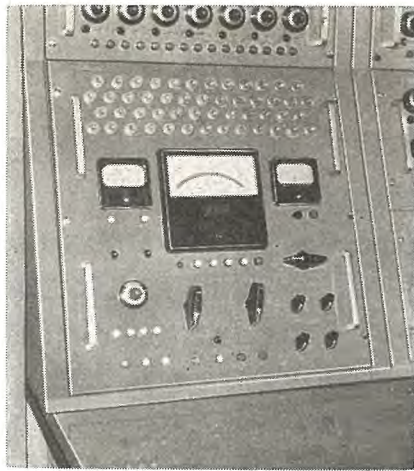


図 4.11 演算制御盤の外観

Fig. 4.11 Outside view of the control panel.

いすに腰かけた姿勢のまま楽に行なえる。また、箱体より少し引出したとき、前面パネルは水平位置まで倒れ、点検、リレー接点の手入れなどが容易である（2 章（8）および 3・3 項参照）。

このパネルのおもな機能を列記すると、つぎのようである。

- a. 演算制御、レコーダモータの制御
- b. 出力監視——電圧測定および過負荷警報
- c. 出力電圧計の保護
- d. 印加関数制御
- e. 自動ホールド
- f. 精密抵抗ブリッジによる電圧校正と高圧電源の正負のバランスチェック
- g. 電源投入シャ断の制御および電圧監視

a. c. 項は、遠隔制御装置を使用することにより、本体より離れた場所でも同時に制御することができる。これは記録器の振れを観察しながら演算制御を行なうときに便利である。

（1）演算制御

（a）バランスチェック （b）リセット （c）コンピュート （d）ホールドの切換えとレコーダモータの始動、停止を行なうもので、操作はすべて押しボタンスイッチにより行なう。演算制御状態を直接切換えるためのリレーは、プレパッチ盤後部とジャック盤内にあり、それらを一括制御するリレーが、演算制御盤に取付けてある。演算状態とリレー接点の位置関係は、図 4.12 のとおりである。ここで R_B はバランスチェックリレー、 R_R はリセットリレー、 R_H はホールドリレーと称し、とくにホールドリレーには動作時間 1~2 ミリ秒の高速リレー

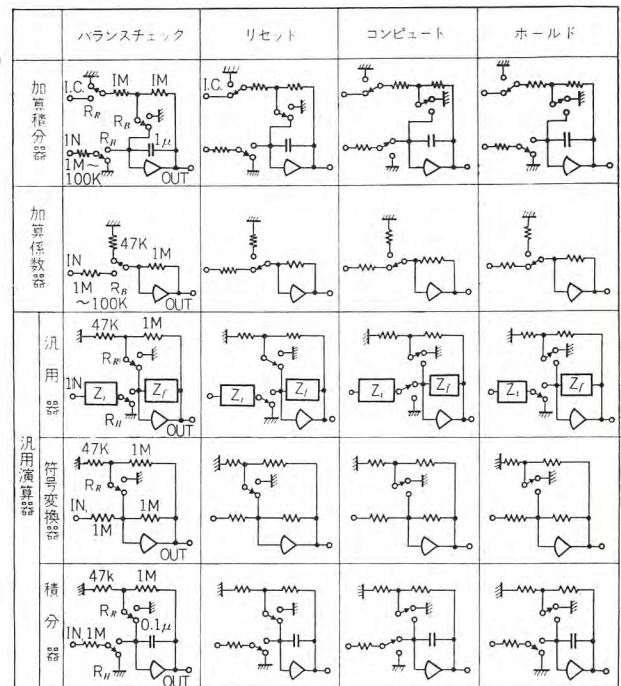


図 4.12 演算切換動作

Fig. 4.12 Actions of the operating relays.

ーを使用し、積分器の演算開始時刻のバラツキによる誤差を無視しうる程度に小さくしている。リセットからコンピュートに移るときは 2 種のリレーが動作するが、この場合、これら演算リレーを一括制御するリレーの接点を巧みに組合わせ、リセットリレーが動作していったんホールドの状態になり、約 30 ミリ秒の後、ホールドリレーがいっせいに動作する仕組としている。また押しボタンを押す順序を誤ったための誤演算をなくするために

- a. バランスチェック→コンピュート
- b. バランスチェック→ホールド
- c. リセット→ホールド

の順には動作せず、コンピュートを行なうには必ず初期条件を与えるリセットの状態を通過しなければならない、コンピュートを行なう前にホールドにはならないようにしている。計算が終了して、リセットまたはバランスチェックにしたときは、同時にレコーダモータも停止するので、不注意で記録紙をムダにすることがない。

（2）出力監視

多レンジの 0.5 級電圧計によって増幅器出力電圧の測定および零調整を行ない、また、増幅器が過負荷になった場合、ネオンランプとブザーによって可視可聴の警報を発する。電圧計は ± 100 V, ± 50 V, ± 10 V, ± 1 V および ± 0.1 V の五つのレンジをもち、切換えは押しボタンスイッチによって行なう。0.1 V のレンジは増幅器の

零調整を行なうときだけ用いるもので、演算状態がバランスチェック以外にあるときは接続されない。

このアナコンでは、増幅器の出力電圧が規定値をこえると、前述の警報を発すると同時に、演算状態をホールドにする。このため増幅器はいかなる場合でも飽和してしまふことがなく、またその瞬間の演算回路各部電圧を測定することができるので、誤接続や、スケール変換の誤りの発見が容易である。

(3) 出力電圧計の保護装置

メータ保護装置と自動切換装置とからなる。前者は不注意にフルスケール以上の電圧を加えた場合、自動的に電圧計を 100 V レンジに切換え、それでもなおスケールオーバーするような場合は、回路から切離し赤ランプを点灯させるもので、後者は電圧計の測定箇所選択スイッチを回転したら、必ず 100 V レンジに切換えてしまう装置である。このアナコンでは、これら 2 種の装置により、電圧計の故障の皆無を期している。

(4) 印加関数制御

印加関数とは、演算中に回路に与える関数電圧のこと、この制御は、ブレパッチ盤上に端子をもつ切換接点 2 組を搭載したリレー 4 個とそのリレーを励磁する押しボタン 4 個から成る。演算状態が、コンピュートまたはホールドのとき、押しボタンを押すとリレーは自己保持するが、バランスチェックまたはリセットにすると、この保持が解ける。すなわち、演算が終了したとき、バランスチェックまたはリセットの押しボタンを 1 個押すだけで、レコーダも含めて演算回路はすべて、最初の状態にもどるわけである。

(5) 自動ホールド

このアナコンでは、信号電圧があらかじめ設定した値になると演算状態を自動的にホールドするように設計してある。このため、直流増幅器とリミッタを組合わせた電圧比較器を設けた。この装置は設定値に対し、 ± 0.1 V の精度で動作する。

(6) 精密抵抗ブリッジ

4 ダイアル切換式、全抵抗値 20 k Ω 、直線性 0.01% のもので、電圧計には 2.5 級 50 μ A の両振れの電流計を用い、100 V、10 V、1 V の 3 レンジ切換えのほか、ガルバ用押しボタンスイッチを設けた。パネル上の選択スイッチにより、ポテンシオメータ盤、上記自動ホールド装置、電圧比較器盤などを呼出し、設定値を動作状態で較正できるほか、ブレパッチ盤上で接続することにより

任意の点の電圧を精密に較正することができる。また、このメータは、高圧電源の正負バランスの点検ならびにブレパッチ盤上で接続される任意の 2 点間の電圧測定にも用いる。

(7) 電源制御

配電盤の手動スイッチが投入されている状態では、前面パネル上の押しボタンスイッチにより、全装置を起動、停止させることができる。電源電圧は、パネルに取付けた電圧計で常時監視する。

4.4 リミッタ盤

独立の二極管とこれにバイアスを与えるためのブリーダとからなる図 4.13 のような基本回路から構成される。これは、一般に用いられる形式のものではあるが、このアナコンでは、多回転ポテンシオメータの目盛で直接動

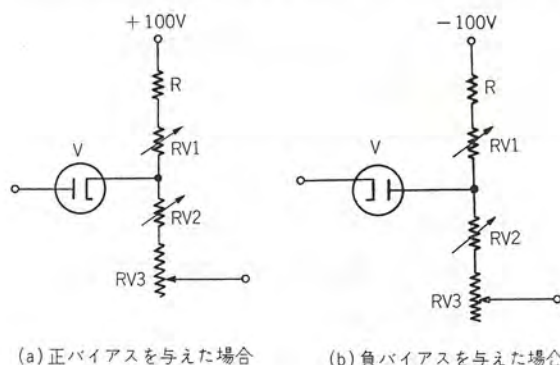


図 4.13 リミッタの基本回路

Fig. 4.13 Fundamental circuits of the limiter.

作点を定められるよう、特殊の工夫がなされている。調整用半固定抵抗 RV1、RV2 を適当に調節すれば、バイアス値設定誤差は、上記設定用ポテンシオメータ RV3 のダイヤルの 2 目盛以内とすることができる。

1 パネル内に、このような基本回路で正バイアスを与えたもの (図 4.13(a)) 7 組、負バイアスを与えたもの (同図(b)) 7 組、計 14 組を収容してあり、その端子は 4.7 項に述べるジャック盤の上に引出してある。ここで、汎用演算増幅器と組合わせて使用するので用途が広いことは、2 章 (5) にも述べた。



図 4.14 リミッタ盤の外観

Fig. 4.14 Appearance of the limiter panel.

図 4.14 はこの装置の外観である。

4.5 電圧比較器盤

近時アナコンで取扱う問題は急速に複雑で大規模なものにまで及ぼうとする傾向にあり、とくに最近では、主として取扱いの簡略化と計算能率の向上のため、アナコンにおいても、あらかじめプログラミングを行なって、1 シリーズの計算を自動的に継続して一挙に行なおうとする気運も盛んであることは、冒頭で少し触れた。このためには、アナコン自体もそれ相当に取扱いが簡便で機能がよいことが必要となる。電圧比較器盤は、このような要求に答えるために設計したもので、これを用いると、演算中の任意の外力印加、演算回路自動切換えなどの操作が可能となる。

二極管リミッタと汎用演算器とを図 4.15(a) のように組み合わせると、いわゆる電圧比較回路が構成され、その出力電圧は同図 (b) にあわせ示したように、入力電圧が比較基準電圧より大きい小さいかによって、跳躍的に変化することは、周知の事実である。電圧比較器盤は、

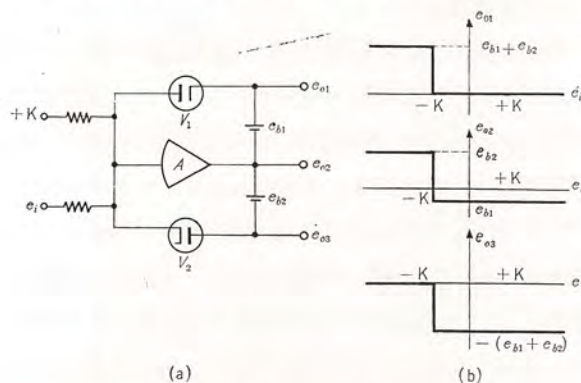


図 4.15 比較回路

Fig. 4.15 Comparator circuit.

このような基本回路において、比較基準電圧の設定を、多回転ポテンシオメータのダイヤル目盛で行なえるようにし、かつ、出力電圧を増幅して継電器を動作させ、その接点によって直流 30 V をオン・オフし、出力端子に取出すようにしたものである。これにより、入力電圧が設定値に達したとき、直流 30 V を取出すことができる。

このパネルはこのような回路を 6 要素収容している。

電圧比較器盤の使用法について、さらに考察を進めると、このような電圧比較動作のほか、演算開始後ある設定時間を経過すれば動作するという風な時間比較動作も、できればなお便利であろうことが、容易に想像される。そこで、この装置では、上記 6 要素への入力電圧として、時間とともに直線的に変化する積分器の出力電圧

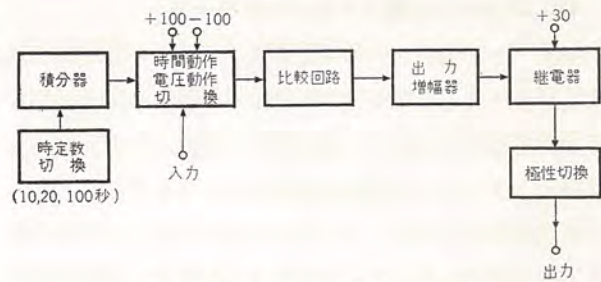


図 4.16 電圧比較器盤ブロック図

Fig. 4.16 Block diagram of the voltage comparator panel. を与えることもできるように設計し、その積分器を内蔵した。この積分器の積分時定数と被積分電圧とを適当に決めると、比較基準電圧設定用ポテンシオメータのフルスケールを適当な時間に対応させることができる。この装置では、これを、10, 20, 100 秒として、スイッチで切換えられるようにした。ポテンシオメータのダイヤル読取りは 1/1,000 まで可能で、総合動作精度は 0.3% 程度である。図 4.16 にブロック図を示した。

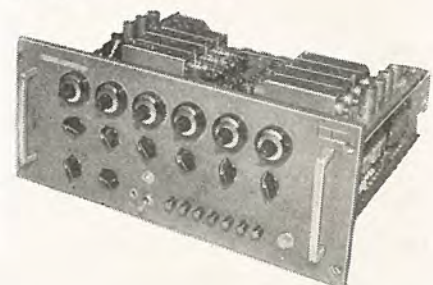
電圧比較動作の場合には、動作点の正、負および入力電圧の増減により、4 種の組合わせが生じるから、時間比較動作とあわせ、このパネルは、つぎの 5 種類の場合に、出力電圧 30 V を発生することとなる。この動作の切換えは、前面パネルに設けられた切換スイッチによって行なわれる。

- (1) 演算開始後、設定したある時間を経過したとき。
- (2) 入力が増加してゆき、正のある設定値に達したとき。
- (3) 入力が負の大きい値から零に近づいてゆき、負のある設定値に達したとき。
- (4) 入力が正の大きい値から減少してゆき、正のある設定値に達したとき。
- (5) 入力が減少してゆき、負のある設定値に達したとき。

このようにして得た出力電圧を、プレパッチボード上で計算リレーのコイルに加え、その接点回路を適当に構成すれば、最初に述べたような種々の操作が可能となる。

図 4.17 はこのパネルの外観である。

図 4.17 電圧比較器の外観
Fig. 4.17 Appearance of the voltage comparator panel.



4.6 プレパッチ盤とプレパッチボード

プレパッチ盤は、いわば精密級アナコンの神経の中核ともいべきもっとも重要な部分である。本体を構成する各演算要素の入出力、基準電圧、接地、その他の補助端子は、すべてこの部分に集中され、それぞれの端子バネに接続されている。プレパッチボードは、これらの端子バネに対応したジャック穴をもつ取はずし可能の絶縁端子板で、この穴に接続コードを挿入して各演算要素を連絡する結線を行なった後、これをプレパッチ盤に装填すると、両者の端子は1対1の対応を保っていっせいに接続され、所望の演算回路が構成される。この場合、各端子の接触の安定性と、端子相互間の干渉を防ぐための端子間の絶縁の良さが、重要問題となる。したがって、このアナコンにおいては、接点バネ材料とプレパッチボードの材質については、とくに十分の吟味を施した。また、接触の完全を期するためには、プレパッチボードの装填機構が問題となるが、ここでは偏心カムを用い、接点が互にわずかに接触した状態から、さらに接触面に直角方向に十分のストロークが得られるよう設計し、しかも、この装填操作は取手を押すだけで簡単にこなされる構造とした。端子は総計1,320点あって、上下に2等分され、ほぼ同じように配列されている。これは、系統別に演算回路を組上げるのに便利なためである。端子の内訳を表4.1に示す。

プレパッチボードが、汎用、専用の組合わせ式である

表 4.1 プレパッチボード端子内訳

要素名	台数	1台あたり端子数				端子 総計	備 考
		入力	出力	その他	小計		
加 算 積 分 器	18	10	4	1*	15	270	*1 I.C.
加 算 係 数 器	20	10	4		14	280	
汎 用 演 算 増 幅 器	16	1	4		5	80	
ポテンショメータ	112	1	1		2	224	
関 数 乗 算 器	12	5	4		9	108	
関 数 乗 除 算 器	2	5	4		9	18	
任意関数発生器	4	1	3		4	16	
簡易関数発生器	6	1	3		4	24	
三角関数発生器	4	1	4*		5	20	*2 sin, cos各2個
自乗平方根発生器	2	3	9		12	24	
むだ時間発生器	2	2	4		6	12	
正 弦 波 発 生 器	1		4*	2*	6	6	*4 sin, cos各2個
電 圧 比 較 器	1	6	12		18	18	*3 30 V 2個
計 算 リ レー A	1	1		18	19	19	
" B	2	1		12	13	26	
" C	3	1		6	7	21	
自 動 ホールド	1	1			1	1	
手 動 関 数 印 加	4			6	6	24	
演算制御盤メータ	1			5	5	5	
ジャック盤共通端子	1	10			10	10	
+100 V	2		4		4	8	
-100 V	2		4		4	8	
30 V	1		2		2	2	
接 地	1			8	8	8	
接 録 装	1	16			16	16	
連 結 盤	1			24	24	24	
補 助	1			48	48	48	
						1,320	

ことが、このアナコンのおもな特長の一つであることは、すでに2章(4)に述べた。この方式は、米国でもごく最近議論に上がったばかりであり、わが国においてはまだ実用されていなかったところである。

プレパッチ方式を用いると、演算回路をアナコン本体とは無関係に組立てることができ、演算前の準備、演算後のチェック、再使用、類似計算用としての保存など、汎用のアナコンとしての利用効率を倍加できるのはもちろんであるが、演算インピーダンスを直接プラグインする方式に比べ、計算精度が向上する点が最大の利点である。しかし、これとても、演算インピーダンスの選択や取付方法などを誤ると、あまり成果があがらない。このアナコンにおいては、演算インピーダンスは、すべて、プレパッチ盤に取付け、とくに入力抵抗は完全シャヘイしてプレパッチ盤端子に直接接続し、迷容量による演算誤差の増大を避けるとともに、3.4項に述べたように、発熱源からできるだけ遠ざけ、温度変化による演算インピーダンスの抵抗値、静電容量値の変動を、最小に押えるように注意した。

演算抵抗器には、精度0.1%、温度係数 $-5 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 以内の精密巻線抵抗器を用いている。また、帰還蓄電器には、精度0.1%、絶縁抵抗 $10^{12}\Omega$ 以上で、現在、誘電体吸収がもっとも少ないと考えられるポリエチレンコンデンサを使用しているが、温度係数が $-400 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 程度で(6.1項参照)やや劣るため、一括して断熱箱に收容して、温度変化による影響をなくした。その結果、サークルテストにおける総合誤差は、 ω の非常に広い範囲にわたって、画期的に少なくなったことは、このアナ

コンの最大の特長にあげられている。(2章(1)参照)。

この装置の実装状態を図4.18に示す。

4.7 ジャック盤

汎用演算器の入・出力端子、格子端子、演算制御継電器および、これと組合わせるための演算用インピーダンスとその端子を一括收容したパネルである。

このパネルを有するこ

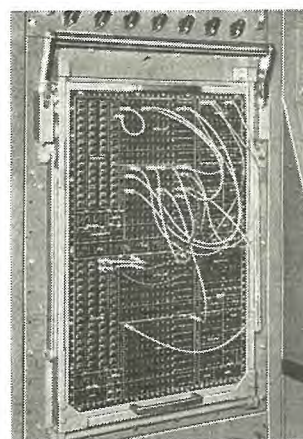


図 4.18 プレパッチ盤と
プレパッチボード
Fig. 4.18 Outside view of
the patch-bay and
prepitch board.

とが、この装置の特長の一つにあげられることは前述したとおりで、汎用演算器の精度の向上と、取扱いの簡便化に役立つ。一例として、このパネルがある場合とない場合とについて、プレパッチボード上で必要な接続コードの数について考えてみると、入力が n 個の加算積分器、または加算係数器を構成するのに、従来の方式では $(2n+3)$ 本を必要とするが、この方式では $(n+1)$ 本で済む。

なお、この装置では汎用演算器はいわゆる「汎用」のほか、比較的使用ひん度の高い「符号変換器」および「利得が 10 で初期値が零の積分器」として、切換スイッチにより、ただちに動作させられるように設計しており、取扱いの便宜を図っている。

このパネル上に端子がでている演算用インピーダンスは次のようである。

リミッタ	28 台
可変演算抵抗器	14 台 (演算抵抗器盤内に収容)
可変演算蓄電器	7 台 ($0.01 \sim 1 \mu\text{F}$; $0.01 \mu\text{F}$ 間隔で可変)
固定演算抵抗器	40 台 (50 k , 100 k , 250 k , 500 k , 1 M , 2 M , 5 M , 10 M 各 5 台)
固定演算蓄電器	25 台 ($0.05 \mu\text{F}$, $0.1 \mu\text{F}$, $0.25 \mu\text{F}$, $0.5 \mu\text{F}$, $1 \mu\text{F}$ 各 5 台)

プレパッチ盤と同様、演算抵抗器にはいずれも精密巻線抵抗器を使用し、演算蓄電器にはポリスチレンまたはポリエチレンのコンデンサを、温度変化の影響のない断熱箱に入れて使用している。図 4.19 は、この装置の実装状態を示す。

4.8 演算抵抗器盤

上記ジャック盤上で、汎用演算増幅器と組合わせて使

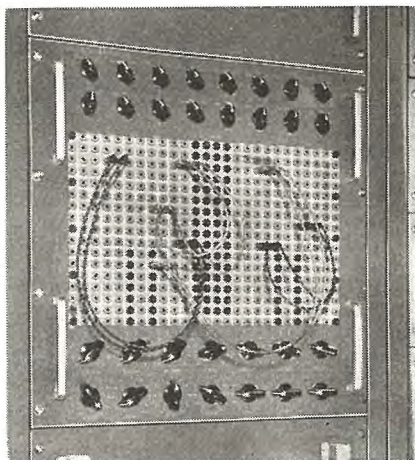


図 4.19 ジャック盤の外観
Fig. 4.19 Outside view of the Jack panel.

用するための可変の抵抗器群を収容したパネルで、つぎのものがある。

$10 \text{ k}\Omega \sim 1 \text{ M}\Omega$; $10 \text{ k}\Omega$ 間隔 7 台

$100 \text{ k}\Omega \sim 10 \text{ M}\Omega$; $100 \text{ k}\Omega$ 間隔 7 台

抵抗はいずれも精度 $\pm 0.1\%$ 、温度係数 $\pm 5 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 以下の精密巻線抵抗器で、切換えには 2 軸のロータリスイッチを使用している。

4.9 連結盤

他の計算機やシミュレータとの連結に必要な接続用端子、解記録装置用出力と電源端子およびアナコン内の各種安定電源の端子を一括取りまとめたパネルで、制御テーブルの下に実装してある。

4.10 電源盤

このアナコンの入力は AC 220 V で定電圧装置により電圧変動率は $\pm 1\%$ 以内に保たれる。

各パネルの動作に必要な電源は下記のとおりである。

- (1) ヒータ電源; 片側接地の DC 6.3 V, 中性点接地および中性点 -250 V の AC 6.3 V.
- (2) 直流高圧電源; $\pm 250 \text{ V}$, $\pm 100 \text{ V}$, -500 V .
- (3) リレー用電源; DC 30 V.

直流高圧電源はいずれも電子管式定電圧回路を用いた安定なもので、とくに $\pm 100 \text{ V}$ は演算の基準電圧として使用するものであるため、電池を標準とし、電圧変動率は $\pm 0.01\%$ 以内という安定度の高いものである。

起動は完全フル・プルーフ式で、ヒータ電源と高圧電源の投入の時間おくれは自動的に行なわれるので、装置全体の起動はただ 1 個のスイッチの操作により行なわれる。(4.3 (7) 項参照) このためタイマによってあらかじめ設定された時刻に起動し、操作員の到着以前に十分な Warming Up を完了し、装置の稼働率を高めることができる。

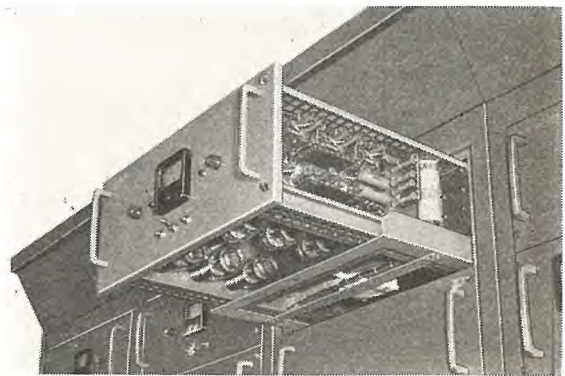


図 4.20 電源盤——箱体より引出したところ
Fig. 4.20 A power supply, pulled out of the rack.

電源は6種のパネルに配分され、3.4項に述べたように箱体での収容位置を考慮して、機器内の温度上昇を極力小さくしている。図4.20はその一例で、定電圧回路を収容したパネルを箱体より引き出した様子を示す。

5. サークルテスト

5.1 アナコンの誤差とサークルテスト

アナコンによる演算では、すべて物理量で数式を模擬するのであるから、アナコンの解が正しい解に対して誤差をもつのは当然である。誤差については現在までに多くの解析が行なわれているが、誤差の大きさそのものは、対象とする方程式により、また変数と時間係数の変換のやり方によって異なるものである。したがってアナコン自体の精度がいくらと一口でいってしまうことはできない。しかし、一般に現在では測定の簡便さとある程度の目安が得られるというところから、図5.1のように積分器2台、加算器1台で求めた非減衰振動の解の誤差に

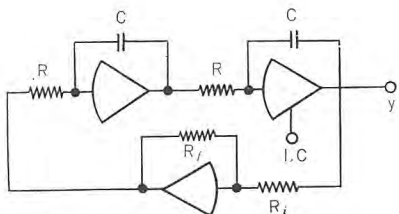


図 5.1 サークルテストのブロック図
Fig. 5.1 Block diagram of circle test.

より装置の精度をいい表わすことが行なわれており、このための試験をサークルテストと称している。

図 5.1 の回路の方程式は

$$\frac{R \cdot C}{\sqrt{k}} \cdot \frac{d^2 y}{dt^2} + y = 0; k = \frac{R_f}{R_i} \quad (5.1)$$

$t=0$ において $y=A$, $dy/dt=0$ であると理想的解は

$$y = A \cdot \cos \omega t; \omega = \frac{\sqrt{k}}{RC} \quad (5.2)$$

であるが実際のアナコンの解は

$$y = A \cdot e^{-\alpha t} \cos \omega(1+\Delta\omega)t \quad (5.3)$$

となり、周波数誤差をもつと同時に、時間に対して振幅の変化が生じる。振幅誤差については、 t_0 秒あたりの振幅変化率 $(1-e^{-\alpha t_0})$ が何%であるというようにいい表わすのが習慣になっている。

アナコンにおける誤差の原因を考えると次のようなものがあげられる。

- (1) 演算インピーダンスの誤差
- (2) 係数の設定誤差

- (3) 係数器の時定数
- (4) 演算増幅器の周波数特性
- (5) 積分コンデンサのリーカージ
- (6) 積分コンデンサの吸収特性
- (7) 演算抵抗器の時定数
- (8) ドリフト
- (9) グリッドカレント
- (10) 雑音

これらについての詳しい解析は文献に譲り、ごく概念的にいうと次のようになる。(8)、(9)はサークルテストの結果にはその影響が現われないと考えられる。しかしこれらはおのおの単独に測定できるものであり、実際には必要な程度に小さい値となっており、その具体的な数値は前に述べたとおりである。(10)については演算制御を行なうリレーの接点火花によるものが大部分と考えられるが、これは適当な火花消去回路を付加することにより取り除くことができる。(1)はサークルテストでは周波数誤差としてだけ現われる。その値は製作技術と使用条件から決まってしまう、一般には現在のところ誤差の原因のもっとも大きいものの一つである。(2)も(1)と同様に部品の特性として決まってしまうものであり、その影響も(1)とまったく同じであるが、このアナコンのように実動条件で較正するなど、使用法によってはさらに小さくなるものである。(3)は配線方法に注意をすればほとんど問題はない。図5.1のようなサークルテストでは(2)、(3)は関係ないので、結局アナコンの誤差のうち、このようなサークルテストによって評価できるのは(4)~(7)である。

これらのサークルテストの結果に対する影響はおおよそ次のように表現することができる。 $\omega \leq 10$ ではほとんど(5)、(6)だけによって決められる。このうち(5)はコンデンサ材料と製造技術によってほぼ満足すべき値が得られるから、(6)が支配的であるといえる。現在ではポリエチレンが吸収特性においてもっともすぐれた材料と考えられているが、将来さらに優秀なものが生れることが望まれる。

$10 \leq \omega \leq 30$ の範囲では(4)、(6)の影響が大きい。ところが前者はサークルテストの解を発散させ後者は収れんさせる。したがって演算増幅器の周波数特性を適当に選ぶことにより誤差を小さくすることができる。

$\omega \geq 30$ になると、(7)の影響が現われる。これは抵抗器の巻線法その他構造がもちろん問題であるが、取付法

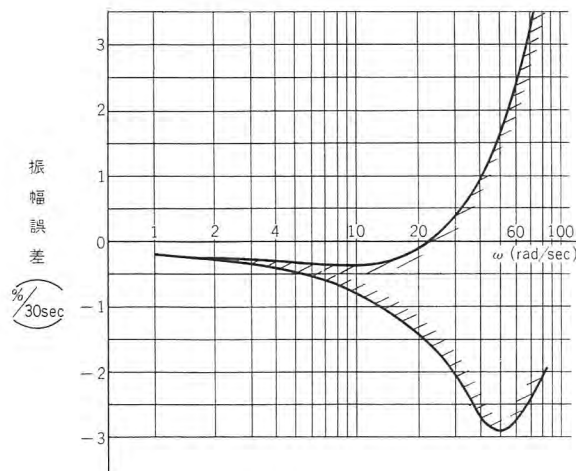


図 5.2 EA21, EA22 アナコンのサークルテスト特性

Fig. 5.2 Circle test characteristics of EA 21 & EA 22 analog computers.

を誤ると導体間や抵抗器相互間の迷容量が大きな部分を占めることがある。30 $\leq\omega\leq$ 60 の範囲では、演算抵抗器に微小容量を付加することにより、誤差のバラツキの範囲の中心を零に近づけ、誤差の平均的な値を小さくすることが可能である。さらに ω が大きくなると、各種の誤差が急に大きくなり、ほぼ ω^3 に比例して発散の傾向に移る。

5.2 このアナコンの性能

通常サークルテストにおける周波数誤差は実用上問題にならない程度のもので、このアナコンでは $\omega=1\sim 100$ の範囲内で 0.3% 以下である。振幅誤差は図 5.2 のとおりで、斜線の部分は使用する増幅器とそれらの組合わせによるバラツキの範囲を示す。上述のように急激に発散の傾向が大きくなる点がアナコン演算の最大周波数を限定することになり、従来は使用範囲は $\omega=10$ 程度が精々であったが、このアナコンでは $\omega=60$ 程度まで高精度の演算ができ、他に例を見ないものであることは、このアナコンの最大特長として 2 章に特筆したところである。このためこのアナコンは航空機の振動解析のように 2 ケタ程度オーダの異なる振動を含んだ系の演算にも使用でき、また種々の装置の実時間シミュレートなど広範囲の応用が可能である。

6. 使用部品

2 章および 4.6, 4.7 項に少し述べたが、このアナコンを製作するにあたっては、使用部品について絶えず吟味を行ない、その開発研究、改良研究をあわせ行ってきたのであって、このアナコンの完成は、実にこれら部

品類の改良進歩の上に立っているといっても過言ではなからう。

とくに問題になった部品には次のようなものがあり、非常に広範囲にわたっている。

- (1) ポリエチレンコンデンサ
- (2) 超精密巻線抵抗器
- (3) ポテンショメータ (多回転, 多連, 特殊形)
- (4) 小形高速度継電器
- (5) チョップパ
- (6) 電子管
- (7) ゲルマニウムダイオードおよびシリコンダイオード
- (8) プレパッチボード用絶縁材料
- (9) プレパッチ盤用端子パネ材料
- (10) ハーメチックシール端子
- (11) 接セン
- (12) 配線材料

ここでは、このうちとくに問題の多かったものについて、概略を述べる。

6.1 ポリエチレンコンデンサ

4.6, 4.7 項に述べたように、積分コンデンサとして使用するもっとも重要なものである。ポリエチレンコンデンサ (以下エチコンと略す) は誘電体吸収の少ない点では、現在のところ最高とされているが、温度特性は、ポリスチレンコンデンサ (以下スチコンと略す) に比しかなり劣っている。

エチコンには、密度と灰分の点で種々のものがあるが、高密度低灰分のものが吸収定数も温度特性もよいとされている。しかるに、当社が開発に着手したところの初期のエチコンは図 6.1 に温度特性を示すように、 $-10\sim +60^{\circ}\text{C}$ の温度サイクルによって、静電容量は +1% もずれることが明らかとなり、しかもこのずれは温度サイクルを繰り返すと累積することが判明した。そこでコンデンサの製造法について綿密な検討を行ない、フィルムの偏肉、素体の形状、製造の際の圧縮圧力、熟成温度とその時間、静電容量調整法、素体の保持方法などについて、大規模な実験を行ない、その要因の分析を行なった結果、条件によっては図 6.2 のように、図 6.1 とはまったく違った特性をもつものもできることを確認し、ついに図 6.3 に示すような、優良な特性を得ることに成功した。すなわち $-10\sim +60^{\circ}\text{C}$ の温度サイクルによる静電容量のずれは 0.2% 以内であり、その間での温度係数は $-(3\sim 4)$

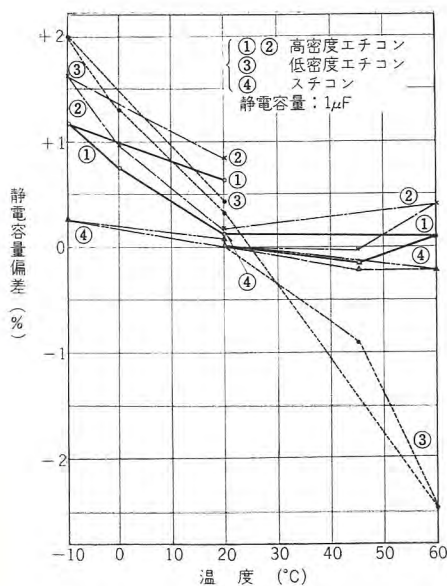


図 6.1 初期のエチコンの温度特性 (1)

Fig. 6.1 The temperature characteristics of the old polyethylene-capacitor (1).

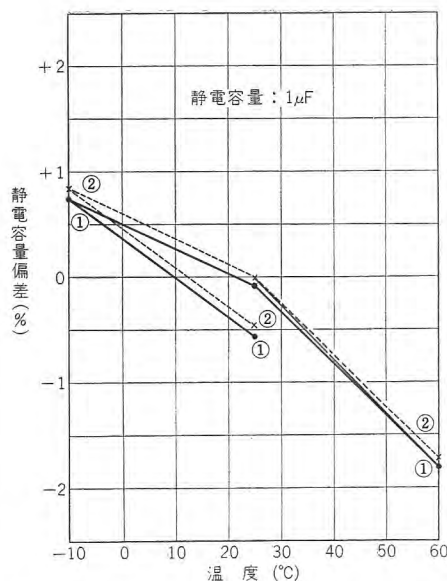


図 6.2 初期のエチコンの温度特性 (2)

Fig. 6.2 The temperature characteristics of the old polyethylene-capacitor (2).

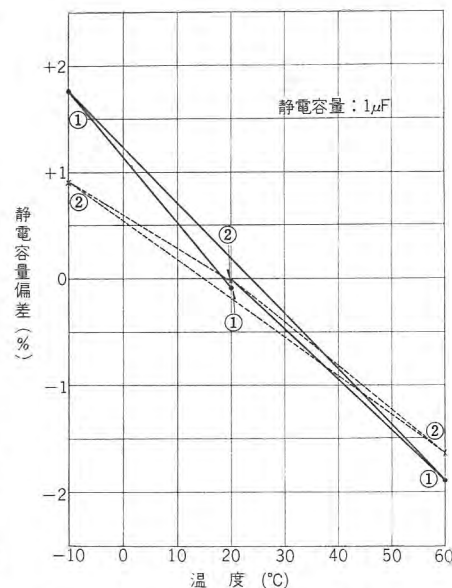


図 6.3 改良後のエチコンの温度特性

Fig. 6.3 The temperature characteristics of the developed polyethylene-capacitor.

$\times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ 程度である。

6.2 超精密巻線抵抗器

超精密巻線抵抗器は、演算抵抗器としてきわめて重要なものであるが、初期のものは層間短絡事故を起しやすく、使用上不安があったので、過電圧試験に重点をおき、生産管理上の改良も行ない、適用規格を全面的に検討して、アナコン用独自のものを開発した。

6.3 ポテンショメータ

直線性をもっとも問題となるが、当初の製品には、シェウ動子の機械的強度、電気的接触の安定性などにも問題があったので、これらの点を改良した。また正弦波発生器用としての3連10回転のものや、任意関数発生器用の51タップ14シェウ動片形などの特殊品を開発した。

6.4 小形高速度継電器

4.3 項に述べたホールドリレーとして使用するためのもので、このアナコン用として、特別に開発を行なった。おもな仕様は次のようである。

- (1) 形状；直径 34ϕ × 高さ 50 mm のオクタルベース密閉円筒形
- (2) 回路；1 回路 2 接点
- (3) 接点定格；DC 100 V, 10 mA
- (4) 接触抵抗；DC 10 mA で 60 mΩ 以下
- (5) 最低感動電流；10 mA $\pm 15\%$
- (6) 巻線抵抗；1,500 Ω $\pm 10\%$

70 (1774)

(7) 絶縁抵抗

- a. コイル——鉄心間；DC 500 V で $10^9 \Omega$ 以上
- b. 接点相互間；DC 250 V で $5 \times 10^{10} \Omega$ 以上
- c. 接点接地間；DC 250 V で $10^{10} \Omega$ 以上

(8) 耐電圧

- a. コイル——鉄心，接点——接地間；

AC 500 V 1 分

- b. 接点相互間

DC 250 V 1 分

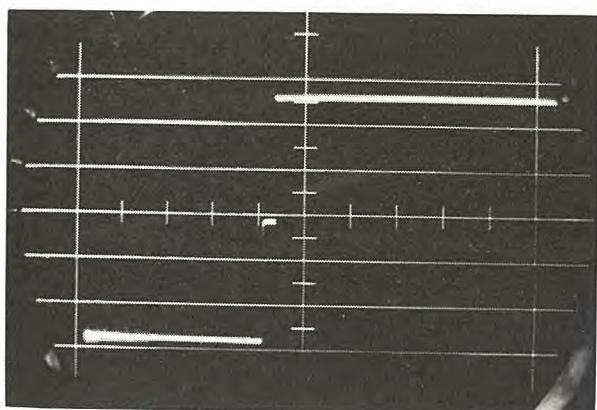
(9) 動作時間

ク形波状励磁電流 20 mA を印加したとき、メーク時間、ブレーク時間ともに2ミリ秒以内、かつ個々のリレーによるバラツキはいずれも200マイクロ秒以内。

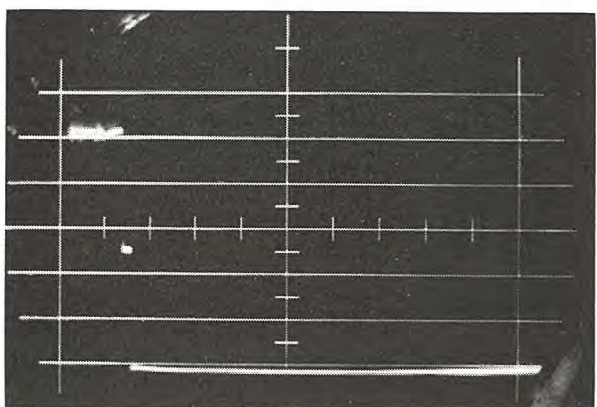
このリレーの製作についてもっとも問題となるのは、可動接片の材質、厚さ、およびその焼鈍条件などであった。図 6.4 に実際のものの動作状況を示すオシログラムを掲げた。このオシロは励磁電流の印加と同期して起動しており、時間軸はいずれもオシロ中央が1ミリ秒である。中間に輝線が見える部分がトランスファ時間である。オシロより明らかに実際のものは、ほとんど1ミリ秒以内で動作している。

6.5 チョッパ

50~60 c/s 駆動で1回路2接点、Make Before Break 動作の中入力抵抗形の国産品を使用しているが、可動片、



(a)



(b)

図 6.4 小形高速度継電器の動作オシロ
(a) 動作時 (b) 解放時

Fig. 6.4 Operation oscillogram of the miniature high speed relay.

(a) pull-in (b) drop-out.

接点の材質、その保持方法などがむずかしく、接触率、対称率、チャッタなど動特性の安定性に問題があり、これらの点について検討を行なった。

6.6 その他

電子管やクリスタルダイオードについては、特性のバツキ、動作の安定性について考慮し、とくに後者については、温度変化による特性変化の模様を吟味した。

ブレパッチボード用絶縁材料とブレパッチ盤用端子バネ材料については、4.6 項に述べたが、いずれも試料について各種の性能の比較試験を行なった。前者について

はとくに、加熱、浸水などによる伸縮について検討するとともに、常温で相対湿度 90% の容器中に 2 週間放置しても、ブレパッチボードとしての実用状態と同じ端子の間で、絶縁抵抗がなお $1.3 \times 10^{13} \Omega$ 以上あることを確認した。

配線材料に関しては絶縁抵抗、静電容量、ハンダ付け作業などの面から吟味を行なった。

7. む す び

以上、今回完成した EA 21 形および EA 22 形アナコンの製品紹介を通じて、精密級のアナコンのうちその 1 としておもに線形要素について概略の説明を行なった。計算機の発達は今後ますます盛んになると思われるとき、その 2 として予定している非線形要素に関する報告とともに、拙文がその発展の一助にでもなればきん快の上もないところである。

なおこのアナコンの製作にあたっては、基礎的研究分野において、研究所電気第一、電気第二研究室、ブレパッチ機構に関して当所機械課、部品の改良研究に関して研究所化学第一研究室、材料研究室、当所整備課部品係および品質管理課部品係の関係担当各位に絶大なるご援助を賜るとともに、並々ならぬご苦勞をおかけした。これをもってしても、このアナコンは、当社の総合力の結晶との感を深くする。

ここに報告して満腔の謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 馬場・大鳥羽・柴谷：電子管式アナログコンピュータ、「三菱電機」, 31, No. 12 (昭 32).
- (2) 中塚・倉橋：低速度アナログ計算機の演算精度、「三菱電機」, 33, No. 8 (昭 34).
- (3) 中塚・倉橋：アナログ計算機の演算器の安定性、「三菱電機」, 33, No. 8 (昭 34).
- (4) 三浦・阿部・永田：低速度アナログ計算機の総合演算誤差について、電学誌, 78, 838 (昭 33).
- (5) Korn & Korn: Electronic Analog Computers, McGraw Hill Book Co. (1956).

水銀整流器より発生する電鉄通信線誘導障害

西武鉄道株式会社 宮崎 猛*・宮下 仁**・西本清一***

三菱電機株式会社研究所 安藤安二****・阿部久康*****・平塚 篤*****

Inductive Coordination on Communication Lines of Electrified Railway Fed by Mercury Arc Rectifiers

Seibu Railway Co., Ltd. Takeshi MIYAZAKI・Hitoshi MIYASHITA・Seiichi NISHIMOTO
Research Laboratory Yasuji ANDO・Hisayasu ABE・Atsushi HIRATSUKA

Increase in the installation of mercury arc rectifiers, especially promotion of the electrification of railway, has brought about a serious problem of the inductive disturbance on communication lines. On the occasion of installing a 2,000 kW mercury arc rectifier mobile substation at the Seibu Electric Railway Company, exhaustive studies were made on this problem with actual communication line in the field as well as on a model circuit of electric railway system in a laboratory by the use of an alternating current network calculator in addition to calculation in estimation.

1. ま え が き

電力線と通信線との協調問題は

- (1) 漏洩電流による電食の問題
- (2) 低周波誘導高電圧に対する保護の問題
- (3) 雑音周波数による干渉の問題

に分けられるが、このうち(3)は電力線に常時運転中に発生している高調波電圧および高調波電流が電話線に誘起する雑音であって電話雑音となるものである。現下わが国では一般工業方面はもちろん、とくに鉄道電化のため水銀整流器を設置する場所が多くなり、誘導雑音問題が重要視されるようになった。著者の1人はさきに Edison Electric Institute と Bell Telephone System の共同研究報告、および Westinghouse 社発行の Electrical Transmission and distribution Reference Book の関係項目を整理紹介して誘導雑音計算法の一基準を提案した⁽¹⁾。

これによって西武鉄道池袋線に 2,000 kW 移動変電所が設置されるにあたり、誘導雑音の予測計算を行なうことができた。それと並行して西武鉄道所沢変電所を中心として三菱電機、西武鉄道協同の大規模な誘導障害の現地実測が行なわれ、同時に研究所においては交流計算盤を使用した電鉄系統の模擬回路による誘導雑音の測定が行なわれたので、これらの経過の概要を報告し、水銀整流器、とくに電鉄用整流器による通信線誘導雑音問題の参考に資したい。

2. 通信線雑音の予測計算⁽¹⁾

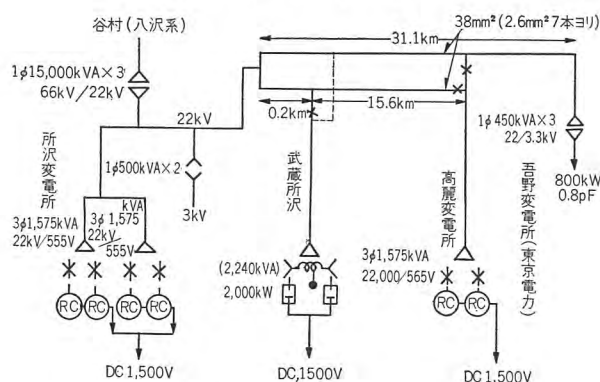
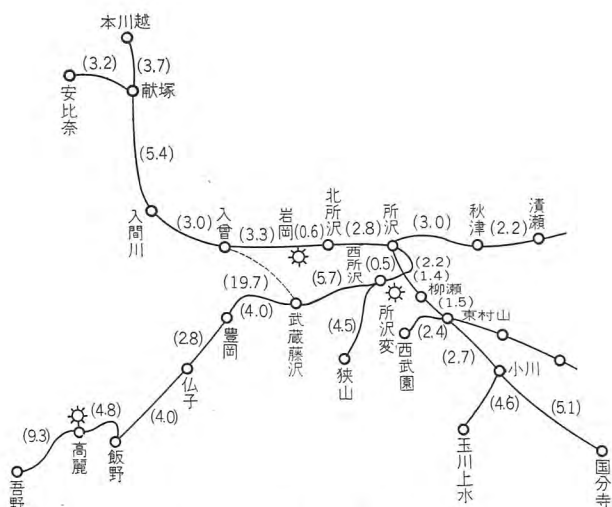
2.1 誘導雑音の計算

著者の1人がさきに発表したように誘導雑音の算定には次の段階が考えられる⁽¹⁾。

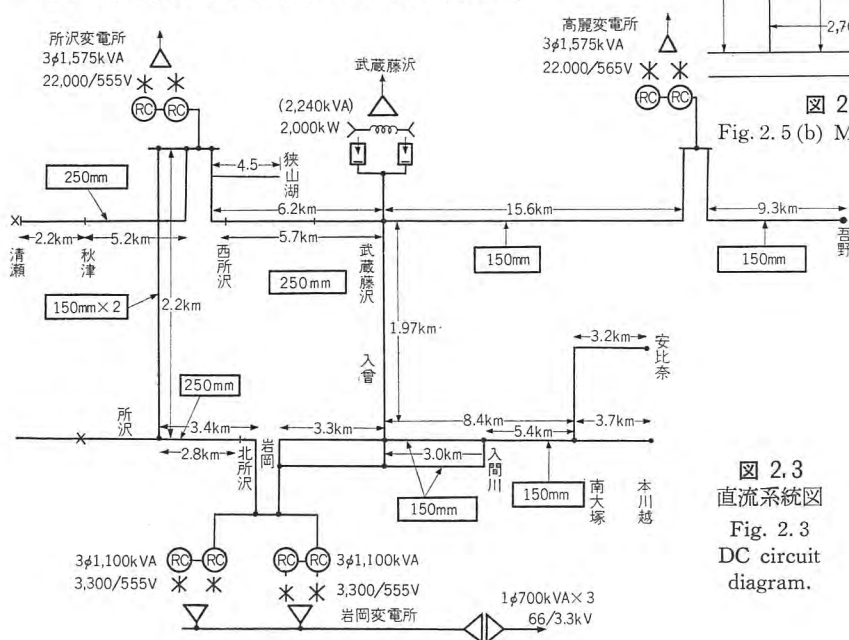
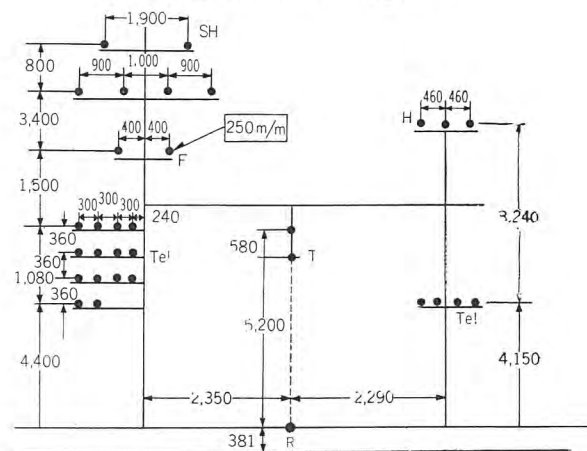
- (1) まず電力線に発生する高調波電圧、電流を求め、さらにこの高調波電圧および高調波電流をそれぞれ平衡成分と残留成分に分けて算出する。
- (2) 電力線、電話線の配置および両者の関係位置によって定まる誘導係数を算出する。
- (3) 電力線、電話線のねん架の効果を算定し、さらに他導線によるシャヘイ係数を考慮に入れる。
- (4) さらに電話線に発生する誘導を対地回路に発生する成分と、線間回路に発生する成分とに分けて考え前者に流れる対地成分が電話線回路の不平衡のために線間成分を発生する比率をも考えに入れなければならない。
- (5) 最後にそれぞれの成分を合成した結果を求める。

計算はすべての関係因子を網羅することが不可能に近く、できるだけ実測結果にたよるのが実状で⁽¹⁾、回路常数が良くわかっている場合でも、実測と計算の精度は 2 対 1 程度といわれる。

ところで誘導雑音問題の対象となった西武鉄道路線関係図を図 2.1 に、交流系統図を図 2.2 に、直流系統図を図 2.3 に、所沢付近のキ電線交差状況を図 2.4 にそれぞれ例示した。



また特高線 (SH)，交流線路 (H)，キ電線 (F)，架線 (T)，レール (R)，電話線 (TEL) などの関係配置を示すため、図 2.5 (a) に西所沢一所沢変電所間を、図 2.5 (b) に武蔵藤沢一西所沢間をそれぞれ例示した。



なお以下の計算方法については
参考文献(1)を参照されたい。

2.2 電力線に添架状態にある 通信線への誘導係数

図 2.5 (b) 武蔵藤沢～西所沢 (5.7 km)
Fig. 2.5 (b) Musashi Fujisawa~Nishitokorozawa substation.

なお以下の計算方法については
参考文献(1)を参照されたい。

2.2 電力線に添架状態にある 通信線への誘導係数

添架電話線にも多数あるので個々について異なるわけであるが代表的なものとして下記の値を採用した。(いずれも 1,000 c/s に対する値である)

なお添架と称しても同柱添架と異柱添架との二つの状態があるは

ずで、前者の場合は最大と思われる値を採用した。

(1) 静電誘導 (平衡分) に対する値

		電力線と通信線腕木の 間隔6~8ft	電力線導体間隔 d (ft)
対地成分	同柱	45 V/kV	間隔考慮せず
	異柱	16 V/kV	4
線間成分	同柱	6 V/kV	間隔考慮せず
	異柱	1.6 V/kV	2.5

(2) 電磁誘導 (平衡分) に対する値

		電力線と通信線腕木の間隔		電力線導体間隔 d (ft)
		4'	6~8'	
対地成分	同柱		15 μ H/kf	2.5
	異柱		15 μ H/kf	2.5
線間成分	同柱	7.75 μ H/kf	4.65 μ H/kf	2.5
	異柱	1.25 μ H/kf	0.75 μ H/kf	2.5

(3) 静電誘導 (残留分) に対する値

単線として算出して、三相回路に対しては係数をかけて逆に算出した。

		電力線と通信線腕木の 間隔 6~8 ft	備 考
対地成分	同柱	250 V/kV	単線としての値
	異柱	200 V/kV	
線間成分	同柱	12 V/kV	
	異柱	6 V/kV	

(4) 電磁誘導 (残留分) に対する値

		電力線と通信線腕木の間隔		備 考
		4 (ft)	6~8 ft	
対地成分	同柱		270 μ H/kf	電力線の導体間隔 関係なし
	異柱		270 μ H/kf	
線間成分	同柱	9.4 μ H/kf	4.2 μ H/kf	
	異柱	2.5 μ H/kf	2.2 μ H/kf	

表 2.1 通信線と電力線との関係位置

場 所	通信柱 番 号	電 話 線										<i>t</i> inch	<i>h</i> m (ft)	<i>H</i> m (ft)			<i>d</i> m (ft)	<i>X</i> m (ft)			コウ長 km (kf)
														交流線	キ電線	電車線		交 流 線	キ 電 線	電 車 線	
		6	1	8	10	2	○	木 1	木 2	×	×			12	6.1 (20.0)	6.5 (21.3)		5.6 (18.4)	2.7~0.6 (8.8~2.0)	4.5~2.4 (14.8~7.9)	
所 沢 変 西 所 沢	39~48										"	4.6 (15.1)	10.8 (35.5)	7.4 (24.3)	5.6 (18.4)	0.9 (2.96)	添 架	添 架	2.3 (7.5)	0.56 (0.184)	
	48~12					×					"	5.3 (17.4)	9.8 (32.2)	6.5 (21.4)	"	"	添架~0.6 (添架~2.0)	5.0~6.5 (16.4~21.4)	2.3~3.8 (7.5~12.5)	0.15 (0.49)	
	12~ 4					タブ					"	5.1 (16.7)	"	"	"	"	0.6~6.2 (2.0~20.4)	6.5~12.1 (21.4~39.8)	3.8~9.4 (12.5~30.8)	0.16 (0.52)	
	4~ 6										"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	6.2~1.0 (20.4~3.3)	12.1~6.9 (39.8~22.6)	9.4~4.2 (30.8~13.8)	0.14 (0.46)	
	6~ 9										"	7.6 (25.0)	"	"	"	"	1.0~4.0 (3.3~13.1)	6.9~9.9 (22.6~32.5)	4.2~7.2 (13.8~23.6)	0.1 (0.33)	
	9~11										"	8.1 (26.6)	"	"	"	"	4.0~2.8 (13.1~9.2)	9.9~8.7 (32.5~28.6)	7.2~6.0 (23.6~19.7)	0.14 (0.46)	
	11~13										"	7.5 (24.0)	"	"	"	"	2.8~1.0 (9.2~3.3)	8.7~6.9 (28.6~22.6)	6.0~4.2 (19.7~13.8)	0.17 (0.56)	
	13~18										"	6.6 (21.6)	"	"	"	"	1.0 (3.3)	6.9 (22.6)	4.2~4.2 (13.8)	1.1 (3.61)	
	18~41										"	7.1 (23.3)	"	"	"	"	1.0 (3.3)	6.9 (22.6)	4.2 (13.8)	0.2 (0.66)	
	41~44										"	6.6 (21.6)	"	"	"	"	1.1~0.6 (3.6~2.0)	7.0~6.5 (23.0~21.4)	4.3~3.8 (14.1~12.5)	0.4 (1.31)	
	44~53										"	5.3 (17.4)	"	"	"	"	0.6~1.4 (2.0~4.6)	6.5~7.3 (21.4~24.0)	3.8~4.6 (12.5~15.1)	0.18 (0.59)	
	53~57										"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	1.4~0.8 (4.6~2.6)	7.3~6.7 (24.0~22.0)	4.6~4.0 (15.1~13.1)	0.19 (0.62)	
	57~61										"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	0.9 (2.9)	6.8 (22.3)	4.1 (13.5)	0.68 (2.23)	
	61~74										"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	0.9~0.2 (2.9~0.7)	6.8~6.1 (22.3~20.0)	4.1~3.4 (13.5~11.2)	0.07 (0.23)	
	74~76										"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	0.2~1.2 (0.7~3.9)	6.1~7.1 (20.0~23.3)	3.4~4.4 (11.2~14.4)	0.4 (1.31)	
	76~84										"	7.1 (23.3)	"	"	"	"	1.2~3.0 (3.9~9.8)	7.1~8.9 (23.3~29.2)	4.4~6.2 (14.4~20.4)	0.15 (0.49)	
	84~87										"	7.6 (25.0)	"	"	"	"	3.0~17.8 (9.8~58.5)	8.9~23.7 (29.2~77.8)	6.2~21.0 (20.4~69.0)	0.14 (0.46)	
	狭山ヶ丘	87~106					×					"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	17.8~8.8 (58.5~28.9)	23.7~14.7 (77.8~48.3)	21.0~12.0 (69.0~39.4)	0.15 (0.49)
106~ 5						タブ					"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	8.8~1.8 (28.9~5.9)	14.7~7.7 (48.3~25.2)	12.0~5.0 (39.4~16.4)	0.08 (0.26)	
5~ 7											"	5.1 (16.7)	"	"	"	"	1.8~2.8 (5.9~9.2)	7.7~8.7 (25.2~28.6)	5.0~6.0 (16.4~19.7)	0.05 (0.16)	
7~ 8											"	5.6 (18.4)	"	"	"	"	1.8~1.2 (5.9~3.9)	7.7~7.1 (25.2~23.3)	5.0~4.4 (16.4~14.5)	0.5 (1.64)	
8~18											"	4.9 (16.1)	"	"	"	"	2.0~1.0 (6.6~3.3)	7.9~6.9 (25.9~22.6)	5.2~4.2 (17.1~13.8)	0.14 (0.46)	
18~20											"		"	"	"	"			交 叉	0.005 (0.016)	
48 交 差											"	5.1 (16.7)	"	"	"	"	3.7 (12.1)	添 架	2.3 (7.6)	5.8 (19.0)	
49~20											"		"	"	"	"			交 差	0.005 (0.016)	
20 交 差								木 2	木 1		"	5.6 (18.4)	"	"	"	"	1.0~1.4 (3.3~4.6)	6.9~7.3 (22.6~24.0)	4.2~4.6 (13.8~15.1)	0.1 (0.33)	
20~23											"	5.6 (18.4)	"	"	"	"	1.4~9.8 (4.6~32.2)	7.3~15.7 (24.0~51.5)	4.6~13.0 (15.1~42.6)	0.04 (0.13)	
武蔵藤沢	23~24										"	6.1 (20.0)	"	"	"	"	9.8 (32.2)	17.7 (51.5)	13.0~13.0 (42.6)	0.28 (0.92)	
	24~ 3								タブ		"	"	"	"	"	"	"	"	"	"	

2.3 電力線路と通信線との関係数値

(1) 通信線柱番号に従って電力線路との関係距離を表にした。(表 2.1) (以下所沢～藤沢間だけを例示する)

(2) 電車線よりの誘導因子を表にした。(表 2.2)

(3) キ電線よりの誘導因子を表にした。(表 2.3)

(4) 特高線路よりの誘導因子を表にした。(表 2.4)

2.4 各電力線より通信線に発生する各誘導係数

表 2.2, 2.3, 2.4 において各通信線区間ごとに求めた「 $V_L/kV \times kf$ 」「 $m \cdot kf$ 」「 $V_M/kV \times kf$ 」などの値を各電

車区間ごとに合成して示した。(所沢～藤沢間を例示)

表 2.5 は電車線よりの誘導係数

表 2.6 はキ電線よりの

表 2.7 は特高線よりの (対地成分)

表 2.8 は (線間成分)

なお各表において

静電残留分 (対地成分)

$$V_L/kV \times kf \quad (0.4 \times K_n \times V_L/kV \times kf \times 10^{-3})$$

電磁残留分 (対地成分)

表 2.2 電車線よりの誘導因子

	通信 柱 番 号	大 地 雑 音								線 間 雑 音							
		静 電 残 留 分					電 磁 残 留 分			静 電 残 留 分					電 磁 残 留 分		
		常 数 VL/kV	較 正			較 正 常 数 V _L ・kf (μH/kf)	常 数 m kV・kf (μH/kf)	m・kf	常 数 VL/kV	較 正			較 正 常 数 V _M ・kf kV	常 数 m (μH/kf)	m・kf		
			h	H	シャヘイ					h	H	シャヘイ					
所 沢 変 西 所 沢	48〜12	200	0.6	1.01	1.0	121	223.0	250	460	6.0	0.6	1.60	1.0	5.8	10.7	3.0	5.52
	12〜4	195	0.7	1.01	〃	138	67.6	230	113	6.0	0.7	1.60	〃	6.7	3.29	3.0	1.47
	4〜6	120	0.67	1.0	〃	80	41.6	180	93.4	4.0	0.67	1.40	〃	3.8	1.98	2.3	1.2
	6〜9	120	0.80	1.0	〃	96	44.1	180	83.5	3.8	0.8	1.40	〃	4.3	1.98	2.2	1.01
	9〜11	135	1.0	1.01	〃	136	45.0	185	61.0	4.3	1.0	1.45	〃	6.2	2.04	2.5	0.83
	11〜13	122	1.06	1.01	〃	131	60.3	180	83	4.0	1.06	1.4	〃	5.9	2.72	2.4	1.1
	13〜18	150	0.985	1.01	〃	149	83.5	195	109	4.8	0.985	1.5	〃	7.1	3.98	2.6	1.46
	18〜41	160	0.865	1.01	〃	140	505	210	758	5.3	0.865	1.5	〃	6.9	25.0	2.8	10.1
	41〜44	160	0.943	1.01	〃	151	99.6	210	139	5.3	0.934	1.5	〃	7.4	4.89	2.8	1.85
	44〜53	165	0.865	1.01	〃	144	189	210	275	5.4	0.865	1.5	〃	7.0	9.17	2.9	3.8
狭山ヶ丘	53〜57	160	0.696	1.01	〃	113	66.8	210	124	5.3	0.696	1.5	〃	5.5	3.25	2.8	1.65
	57〜61	160	0.8	1.01	〃	129	80	200	124	5.2	0.8	1.5	〃	6.2	3.85	2.8	1.74
	61〜74	161	0.8	1.01	〃	130	290	210	470	5.4	0.8	1.5	〃	6.5	14.5	2.8	6.25
	74〜76	170	0.8	1.01	〃	137	31.5	220	50.6	5.5	0.8	1.6	〃	7.0	1.61	2.9	0.67
	76〜84	170	0.8	1.01	〃	137	180	220	288	5.5	0.8	1.5	〃	6.6	8.65	2.8	3.67
	84〜87	145	0.933	1.01	〃	137	67.	190	93.	4.6	0.933	1.4	〃	6.0	2.94	2.5	1.23
	87〜106	60	1.0	0.9	〃	54	24.8	130	60.	1.6	1.0	1.1	〃	1.8	0.83	1.3	0.6
	106〜5	45	0.8	0.8	〃	288	141.0	120	59.	1.1	0.8	1.05	〃	0.92	0.45	1.1	0.54
	5〜7	95	0.8	0.95	〃	80	20.8	160	41.6	2.8	0.8	1.3	〃	2.9	0.75	1.9	0.49
	7〜8	140	0.67	1.01	〃	95	15.2	190	30.4	4.5	0.67	1.45	〃	4.4	0.71	2.5	0.4
木 1	8〜18	150	0.736	1.01	〃	112	184.	200	328.	5.0	0.736	1.5	〃	5.5	9.0	2.7	4.43
	18〜20	150	0.645	1.01	〃	98	45.0	200	92.	5.0	0.645	1.5	〃	4.8	2.2	2.7	1.24
	48 交差	250	—	—	〃	250	4.0	—	—	12.0	—	—	〃	12.0	0.19	—	—
	49〜20	200	0.67	1.01	〃	135	2560.0	250	4750.0	6.0	0.67	1.6	〃	6.4	121.0	3.0	57.0
木 2	20 交差	250	—	—	〃	250	4.0	—	—	12.0	—	—	〃	12.0	0.19	—	—
	20〜23	160	0.736	1.01	〃	119	39.2	210	69.2	5.2	0.736	1.5	〃	5.7	1.88	2.8	0.92
	23〜24	95	0.736	0.95	〃	60	7.8	160	20.8	2.8	0.736	1.2	〃	2.5	0.32	1.9	0.25
	24〜3	62	0.8	0.9	〃	45	41.5	130	120.	1.6	0.8	1.1	〃	1.4	1.29	1.35	1.24
武蔵藤沢																	

表 2.3 キ電線よりの誘導因子

	通信柱番号	大地雑音								線間雑音							
		静電残留分					電磁残留分			静電残留分					電磁残留分		
		常数 VL/kV	較正			較正 常数 VL·kf (μH/kf)	常数 m (μH/kf)	m·kf	常数 VL/kV	較正			較正 常数 VL·kf (μH/kf)	常数 m (μH/kf)	m·kf		
			h	H	シャヘイ					h	H	シャヘイ					
所沢変 西所沢	48~12	250	—	—	0.75	188	346.	270	497.	12.0	—	—	0.75	9.0	16.6	4.2	7.75
	12~4	135	0.7	1.01	1.0	95	46.5	185	90.6	4.5	0.7	1.45	1.0	4.6	2.26	2.5	1.22
	4~6	90	0.67	0.95	〃	57	29.6	160	83.4	2.7	0.67	1.2	〃	2.2	1.15	1.8	0.94
	6~9	125	0.8	0.95	〃	95	43.7	160	73.6	2.7	0.8	1.16	〃	2.5	1.15	1.8	0.83
	9~11	100	1.0	0.95	〃	95	31.4	160	53.	3.0	1.0	1.2	〃	3.6	1.19	1.9	0.63
	11~13	86	1.06	0.9	〃	82	37.8	160	73.6	2.6	1.06	1.2	〃	3.3	1.52	1.8	0.83
	13~18	105	0.985	1.0	〃	103	57.7	170	95.2	3.3	0.985	1.3	〃	4.2	2.35	2.0	1.12
	18~41	115	0.865	1.0	〃	100	361.0	180	650.	3.9	0.865	1.4	〃	4.7	17.0	2.2	7.95
	41~44	115	0.934	1.0	〃	108	71.3	180	119.	3.9	0.934	1.4	〃	5.1	3.37	2.3	1.52
	44~53	120	0.865	1.0	〃	104	136.	180	236.	4.0	0.865	1.4	〃	4.8	6.3	2.2	2.88
	53~57	120	0.696	1.0	〃	84	49.5	180	106.	3.9	0.696	1.4	〃	3.8	2.24	2.2	1.3
	57~61	115	0.8	1.0	〃	92	57.	175	109.	3.6	0.8	1.4	〃	4.0	2.48	2.2	1.37
	61~74	120	0.8	1.0	〃	96	214.	180	401.	4.0	0.8	1.4	〃	4.5	10.0	2.3	5.13
	74~76	120	0.8	1.01	〃	97	22.3	180	41.5	4.0	0.8	1.4	〃	4.5	1.03	2.4	0.55
	76~84	120	0.8	1.0	〃	96	126.0	180	236.0	4.0	0.8	1.4	〃	4.5	5.9	2.3	3.02
	84~87	105	0.933	0.95	〃	93	45.6	170	88.2	3.2	0.933	1.3	〃	3.9	1.91	2.0	0.98
狭山ヶ丘	87~106	45	1.0	0.8	〃	36	16.6	120	55.2	1.1	1.0	1.05	〃	1.15	0.53	1.1	0.51
	106~5	38	0.8	0.8	〃	24	11.8	110	54.0	0.8	0.8	1.0	〃	0.64	0.31	0.9	0.44
	5~7	75	0.8	0.9	〃	54	14.0	140	36.4	2.0	0.8	1.1	〃	1.76	0.45	1.5	0.39
	7~8	100	0.67	0.95	〃	64	10.2	165	26.4	3.2	0.67	1.2	〃	2.6	0.42	2.0	0.32
	8~18	110	0.736	1.0	〃	81	133.	170	280.	3.5	0.736	1.3	〃	3.4	5.58	2.1	3.45
木1	18~20	110	0.645	1.0	〃	71	32.7	170	78.2	3.5	0.645	1.3	〃	2.9	1.34	2.1	0.97
	48 交差	250	—	—	〃	250	4.0	—	—	12.0	—	—	〃	12.0	0.19	—	—
木2	49~20	250	—	—	〃	250	4750.	270	5130.	12.0	—	—	〃	12.0	228.	9.4	179.
	20 交差	250	—	—	〃	250	4.0	—	—	12.0	—	—	〃	12.0	0.19	—	—
武蔵藤沢	20~23	115	0.736	1.0	〃	85	28.	180	59.5	3.6	0.736	1.4	〃	3.7	1.22	2.2	0.73
	23~24	70	0.736	0.9	〃	46	6.0	140	18.2	2.0	0.736	1.1	〃	1.6	0.21	1.5	0.19
	24~3	48	0.8	0.8	〃	31	28.6	120	110.	1.2	0.8	1.05	〃	1.01	0.93	1.1	1.01

表 2.4 特高線路よりの誘導因子

	通信柱番号	大地雑												音磁												間雑												音磁																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
		静						電						電						磁						静						電						電						磁																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																														
		平衡分			残留分			平衡分			残留分			平衡分			残留分			平衡分			残留分			平衡分			残留分			平衡分			残留分																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																							
		常数	校正	校正	常数	較正	正	校正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較正	較正	常数	較

表 2.5 電車線よりの誘導値

区 間	静電殘留分 (大地成分) $KL/kV \times kf$ $\left(0.12 \frac{VL}{kV} \cdot kf\right)$ $\times 10^{-3}$		電磁殘留分 (大地成分) $m \cdot kf$ $(0.09K_n \cdot m \cdot kf)$ $\times 10^{-3}$		静電殘留分 (線間成分) $V_M/kV \times kf$ $(0.077 \frac{V_M}{kV} \cdot kf)$		電磁殘留分 (線間成分) $m \cdot kf(0.08m \cdot kf)$		通 信 線
清瀬 所沢	1774.0 (213×10^{-3})	1814.9 (218×10^{-3})	3184.3 (287×10^{-3})	3360.8 (302×10^{-3})	81.16 (6.2)	82.66 (6.4)	37.01 (3.0)	38.35 (3.1)	左方欄—㊦① ②⑦⑧⑨ 右方欄—木 1 木 2
所沢 所沢変	686.2 (82.5×10^{-3})	286.2 (34.4×10^{-3})	1299.7 (117×10^{-3})	1299.7 (117×10^{-3})	31.59 (2.4)	31.59 (2.4)	17.13 (1.4)	17.13 (1.4)	左方欄—㊦① ③④⑨ 右方欄—木 1 木 2
所沢変 西所沢	2551.8 (306×10^{-3})	2615.0 (314×10^{-3})	4025.1 (362×10^{-3})	4840.0 (435×10^{-3})	116.69 (9.0)	123.58 (9.5)	52.47 (4.2)	58.17 (4.6)	左方欄—㊦① ⑧⑩⑫ 右方欄—木 1 木 2
武蔵 蕨沢	6245.0 (750×10^{-3})	6167.1 (740×10^{-3})	10051.2 (905×10^{-3})	10940.2 (985×10^{-3})	294.15 (22.6)	291.89 (22.4)	121.08 (9.7)	123.96 (9.9)	左方欄—㊦① 右方欄—木 1 木 2
高麗 野	3337.0 (400×10^{-3})	3337.0 (400×10^{-3})	6038.9 (543×10^{-3})	6038.9 (543×10^{-3})	118.84 (9.2)	118.84 (9.2)	75.62 (6.0)	75.62 (6.0)	左方欄—㊦① 右方欄—木 2

$$\text{m} \cdot \text{kf} (0.3 \times K_n \times \text{m} \cdot \text{kf} \times 10^{-3})$$

静電平衡分 (対地成分)

$$V_L/kV \times kf(0.4 \times K_n \times V_L/kV \times kf \times 10^{-3})$$

電磁平衡分（対地成分）

$$m \cdot \text{kg} (0.3 \times K_n \times m \cdot \text{kg} \times 10^{-3})$$

表 2.6 キ電線よりの誘導値

区 間	静電殘留分 (大地成分) $V_L/kV \times kf$ $\left(0.12 \frac{V_L}{kV} \cdot kf \times 10^{-3}\right)$		電磁殘留分 (大地成分) $m \cdot kf$ $\left(0.09m \cdot kf \times 10^{-3}\right)$		静電殘留分 (線間成分) $V_M/kV \times kf$ $\left(0.077 \frac{V_M}{kV} \cdot kf\right)$		電磁殘留分 (線間成分) $m \cdot kf (0.08m \cdot kf)$		通 信 線
清瀬 所沢	1206.8 (145× 10 ⁻³)	2044.1 (246× 10 ⁻³)	2762.1 (249× 10 ⁻³)	3348.1 (302× 10 ⁻³)	49.11 (3.8)	91.01 (7.0)	31.74 (2.5)	68.84 (5.5)	左方側—①②③④⑤ 右方側—木
所沢 所沢変	559.3 (67× 10 ⁻³)	559.3 (67× 10 ⁻³)	1498.8 (135× 10 ⁻³)	1498.8 (135× 10 ⁻³)	27.82 (2.1)	27.82 (2.1)	19.74 (1.6)	19.74 (1.6)	左方側—①②③④⑤ 右方側—木
所沢変 西所沢 武蔵 森沢	1927.7 (232× 10 ⁻³)	4792.0 (575× 10 ⁻³)	3561.0 (320× 10 ⁻³)	5207.7 (470× 10 ⁻³)	86.51 (6.7)	229.81 (17.6)	45.02 (3.6)	179.92 (14.3)	左方側—①②③④⑤ 右方側—木
武蔵 森沢 高麗	5134.5 (615× 10 ⁻³)	7636.8 (915× 10 ⁻³)	8991.9 (809× 10 ⁻³)	10598.4 (952× 10 ⁻³)	218.84 (16.9)	350.19 (27.0)	128.37 (10.2)	207.94 (16.6)	左方側—①②③④⑤ 右方側—木
高麗 吾野	2998.5 (360× 10 ⁻³)	2998.5 (360× 10 ⁻³)	5583.0 (500× 10 ⁻³)	5583.0 (500× 10 ⁻³)	134.16 (10.3)	134.16 (10.3)	73.33 (5.9)	73.33 (5.9)	左方側—①②③④⑤ 右方側—木

静電残留分（線間成分）

$$V_M/kV \times kf(0.077 \times V_M/kV \times kf)$$

電磁残留分（線間成分）

$$m \cdot kf(0.08 \times m \cdot kf)$$

静電平衡分（線間成分）

表 2.7 特高線路よりの誘導値 (大地成分)

区 間	静電平衡分 (大地成分) $V_L/kV \times kf$ $\left(0.12 \frac{V_L}{kV} \cdot kf\right)$ $\times 10^{-3}$		静電殘留分 (大地成分) $V_L/kV \times kf$ $\left(0.12 \frac{V_L}{kV} \cdot kf\right)$ $\times 10^{-3}$		電磁平衡分 (大地成分) $m \cdot kf$ $(0.09m \cdot kf)$ $\times 10^{-3}$		電磁殘留分 (大地成分) $m \cdot kf$ $(0.09m \cdot kf)$ $\times 10^{-3}$		通 信 線
所沢変 西所沢 武蔵 藤沢 武蔵 藤沢 高麗 高麗 吾野	243.5 (29× 10 ⁻³)	120.9 (14.5× 10 ⁻³)	2041.1 (246× 10 ⁻³)	1428.7 (171× 10 ⁻³)	302 (27.2× 10 ⁻³)	186.2 (16.8× 10 ⁻³)	5024.6 (452× 10 ⁻³)	4293.8 (386× 10 ⁻³)	左方欄—⑧① ⑧⑩② 右方欄—木 1 木 2
武蔵 藤沢 高麗	184.9 (22.2× 10 ⁻³)	532.9 (64× 10 ⁻³)	2155.6 (258× 10 ⁻³)	2945.1 (354× 10 ⁻³)	280.7 (25.3× 10 ⁻³)	383.7 (34.5× 10 ⁻³)	5634.2 (34.5× 10 ⁻³)	7466.7 (672× 10 ⁻³)	左方欄—①⑧ 右方欄—木 1 木 2
高麗 吾野	144.8 (17.4× 10 ⁻³)	144.8 (17.4× 10 ⁻³)	1712.4 (206× 10 ⁻³)	1712.4 (206× 10 ⁻³)	196.9 (17.7× 10 ⁻³)	196.9 (17.7× 10 ⁻³)	5190.9 (465× 10 ⁻³)	5190.9 (465× 10 ⁻³)	左方欄—⑧① 右方欄—木 2

表 2.8 特高線路よりの誘導値 (線間成分)

		静電平衡分 (線間成分) $V_M/kV \times kf$ $\left(0.077 \frac{V_M}{kV} \times kf\right)$		静電殘留分 (線間成分) $V_M/kV \times kf$ $\left(0.077 \frac{V_M}{kV} \times kf\right)$		電磁平衡分 (線間成分) $m \cdot kf \times$ $(0.08m \cdot kf)$		電磁殘留分 (線間成分) $m \cdot kf \times$ $(0.08m \cdot kf)$		通 信 線
所沢変										
西所沢	33.52	13.21	66.05	45.13	20.56	6.16	45.91	42.79	左方欄—⑧① ⑧⑩②	
武蔵 藤沢	(2.6)	(1.0)	(5.1)	(3.5)	(1.6)	(0.5)	(3.7)	(3.4)	右方欄—木 1 木 2	
武蔵 藤沢	25.18	73.42	66.19	113.01	11.41	16.61	49.2	70.33	左方欄—①⑧ 右方欄—木 1 木 2	
高麗	(1.9)	(5.6)	(5.1)	(8.7)	(0.9)	(1.3)	(3.9)	(5.6)		
吾野	13.52	13.52	54.47	54.47	5.5	5.5	52.3	52.3	左方欄—⑧① 右方欄—木 2	
	(1.0)	(1.0)	(4.2)	(4.2)	(0.4)	(0.4)	(4.2)	(4.2)		

$$V_M/kf \times kf(0.077 \times V_M/kV \times kf)$$

電磁平衡分 (線間成分)

$$m \cdot kf(0.08 \times m \cdot kf)$$

のように () 外および () 内に 1 組の数値を記入した。また K_n としては, $K_n=0.3$ の値を採用した。

(通信線 2 本, surge Imp. 500 Ω)

2.5 各電力線に発生する IT 積および KVT 積の仮定

これらの数値は実測および電力回線自体に対する詳細な計算が必要であるが今回は大体の目安として下記の値を採用して計算した。

(1) 電車線よりの妨害係数

全体を 2,000 と仮定して, キ電線 2. 電車線 1 の割合で分けた。

IT 積 700

KVT 積 100

(2) キ電線よりの妨害係数

IT 積 1,400

KVT 積 100

(3) 特高送電線よりの妨害係数

a. 平衡分より

IT 積 10,000

KVT 積 2,000

b. 残留分より

IT 積 1,000

KVT 積 100

2.6 各電車区間における雑音数値

通信線①および通信線②についてそれぞれを noise unit であらわし, 所沢変—西所沢—武蔵藤沢間を一例として示すと以下のようになる。

(1) 通信線①に関して

a. 電車線よりの誘導

所沢変—西所沢—武蔵藤沢間を例示

静電残留分 (対地) $N_L(E-R)$

$$N_L=306 \times 10^{-3} \times 100=30.06$$

電磁残留分 (対地) $N_L(I-R)$

$$N_L=362 \times 10^{-3} \times 700=254$$

静電残留分 (線間) $N_M(E-R)$

$$N_M=9.0 \times 100=900$$

電磁残留分 (線間) $N_M(I-R)$

$$N_M=4.2 \times 700=2,940$$

b. キ電線よりの誘導

所沢変—西所沢—武蔵藤沢間を例示

静電残留分 (対地) $N_L(E-R)$

$$N_L=23.2 \times 10^{-3} \times 100=232$$

電磁残留分 (対地) $N_L(I-R)$

$$N_L=320 \times 10^{-3} \times 1,400=448$$

静電残留分 (線間) $N_M(E-R)$

$$N_M=6.7 \times 100=670$$

電磁残留分 (線間) $N_M(I-R)$

$$N_M=3.6 \times 1,400=5,050$$

c. 特高線路よりの誘導

所沢変—西所沢—武蔵藤沢間を例示

静電平衡分 (対地) $N_L(E-B)$

$$N_L=29 \times 10^{-3} \times 2,000=58$$

静電残留分 (対地) $N_L(E-R)$

$$N_L=246 \times 10^{-3} \times 100=24.6$$

電磁平衡分 (対地) $N_L(I-B)$

$$N_L=27.2 \times 10^{-3} \times 10,000=272$$

電磁残留分 (対地) $N_L(I-R)$

$$N_L=452 \times 10^{-3} \times 1,000=452$$

静電平衡分 (線間) $N_M(E-B)$

$$N_M=2.6 \times 2,000=5,200$$

静電残留分（線間） $N_M(E-R)$

$$N_M = 5.1 \times 100 = 510$$

電磁平衡分（線間） $N_M(I-B)$

$$N_M = 1.6 \times 10,000 = 16,000$$

電磁残留分（線間） $N_M(I-R)$

$$N_M = 3.7 \times 1,000 = 3,700$$

(2) 通信線②に関して

a. 電車線よりの誘導

所沢変—西所沢—武蔵藤沢間を例示

静電残留分（対地） $N_L(E-R)$

$$N_L = 314 \times 10^{-3} \times 100 = 31.4$$

電磁残留分（対地） $N_L(I-R)$

$$N_L = 435 \times 10^{-3} \times 700 = 305$$

静電残留分（線間） $N_M(E-R)$

$$N_M = 9.5 \times 100 = 950$$

電磁残留分（線間） $N_M(I-R)$

$$N_M = 4.6 \times 700 = 3,220$$

b. キ電線よりの誘導

所沢変—西所沢—武蔵藤沢間を例示

静電残留分（対地） $N_L(E-R)$

$$N_L = 575 \times 10^{-3} \times 100 = 57.5$$

電磁残留分（対地） $N_L(I-R)$

表 2.9 通信線①に関して

(a) 電車線よりの誘導

		ねん架なし		非 協 調		協 調		計 算 比 率	
		E-R	I-R	E-R (MLR =7.7)	I-R (MLR =3.3)	E-R (MLR =1.7)	I-R (MLR =0.83)	$N_M(E-R)$ $N_L(E-R)$	$N_M(I-R)$ $N_L(I-R)$
清 瀬 所 沢	NM	620	2,100	164	660	36.2	166	620	2,100
	合成 NM	2,190		680		170		21.3	200
	雑音 電圧	0.054		0.017		0.004		=29.2	=10.5
所 沢 所 沢変	NM	240	980	63.5	270	14.0	68	240	980
	合成 NM	1,000		278		69.5		8.25	82
	雑音 電圧	0.025		0.007		0.002		=29.1	=11.9
所 沢 西所沢	NM	900	2,940	236	840	52	210	900	2,940
	合成 NM	3,080		872		216		30.6	254
	雑音 電圧	0.076		0.021		0.005		=29.4	=11.6
武 蔵 藤 沢	NM	2,260	6,800	578	2,130	128	535	2,260	6,800
	合成 NM	7,160		2,200		550		75	645
	雑音 電圧	0.176		0.054		0.014		=30.2	=10.5
所 沢 武 蔵	NM	3,160	9,730	814	2,930	180	736	3,160	9,730
	合成 NM	10,200		3,040		760		105.6	886
	雑音 電圧	0.25		0.075		0.019		=30	=11
高 麗 野	NM	920	4,200	308	1,250	68	316	920	4,200
	合成 NM	4,300		1,290		324		40	380
	雑音 電圧	0.105		0.032		0.008		=23	=11

(b) キ電線よりの誘導

		ねん架なし		非 協 調		協 調		計 算 比 率	
		E-R	I-R	E-R (MLR =7.7)	I-R (MLR =3.3)	E-R (MLR =1.7)	I-R (MLR =0.63)	$N_M(E-R)$ $N_L(E-R)$	$N_M(I-R)$ $N_L(I-R)$
清 瀬 所 沢	NM	380	3,500	112	1,150	24.7	289	380	3,500
	合成 NM	3,520		1,152		290		14.5	348
	雑音 電圧	0.086		0.028		0.007		=26.2	=10.1
所 沢 所 沢変	NM	210	2,240	51.6	625	11.4	157	210	2,240
	合成 NM	2,250		627		157		6.7	189
	雑音 電圧	0.055		0.015		0.004		=31.4	=11.8
所 沢 西所沢	NM	670	5,050	189	1,480	39.4	372	670	5,050
	合成 NM	5,100		1,495		374		23.2	448
	雑音 電圧	0.125		0.037		0.009		=28.8	=11.3
武 蔵 藤 沢	NM	1,690	14,300	475	3,740	105	940	1,690	14,300
	合成 NM	14,400		3,770		950		61.5	1,130
	雑音 電圧	0.353		0.093		0.023		=27.5	=12.6
所 沢 武 蔵	NM	2,360	19,350	652	5,210	144	1,310	2,360	19,350
	合成 NM	19,500		5,250		1,315		84.7	1,580
	雑音 電圧	0.478		0.129		0.032		=28	=12.2
高 麗 野	NM	1,030	8,250	278	2,300	61.2	580	1,030	8,250
	合成 NM	8,320		2,320		584		36	700
	雑音 電圧	0.204		0.057		0.014		=28.6	=11.8

(c) 特高線路よりの誘導

		ね ん 架 な し				非 協 調				協 調				計 算 比 率			
		E-B	E-R	I-B	I-R	E-B (MLR =7.7)	E-R (MLR =7.7)	I-B (MLR =7.7)	I-R (MLR =3.3)	E-B (MLR =1.7)	E-R (MLR =1.7)	I-B (MLR =1.7)	I-R (MLR =0.83)	$N_M(E-B)$ $N_L(E-B)$	$N_M(E-R)$ $N_L(E-R)$	$N_M(I-B)$ $N_L(I-B)$	$N_M(I-R)$ $N_L(I-R)$
所 沢 西所沢	NM	5,200	510	16,000	3,700	446	190	2,100	1,490	98.5	41.8	462	476	5,200	510	16,000	3,700
	合成 NM	17,200				2,620				608				58	24.6	272	452
	雑音 電圧	0.421				0.064				0.015				=89.9	=20.8	=59	=8.2
武 蔵 藤 沢	NM	3,800	510	9,000	3,900	342	199	1,950	1,670	75.5	44	430	420	3,800	510	9,000	3,900
	合成 NM	10,550				2,600				607				44.4	25.8	253	506
	雑音 電圧	0.258				0.064				0.015				=85.5	=19.8	=35.6	=7.7
所 沢 武 蔵	NM	9,000	1,020	25,000	7,600	788	388	4,050	3,160	174	85.7	894	795	9,000	1,020	25,000	7,600
	合成 NM	27,650				5,260				1,210				102.2	50.4	525	958
	雑音 電圧	0.678				0.129				0.03				=88	=20.2	=47.5	=7.9
高 麗 野	NM	2,000	420	4,000	4,200	268	159	1,360	1,535	59.2	35	300	386	2,000	420	4,000	4,200
	合成 NM	6,150				2,080				494				34.8	20.6	177	465
	雑音 電圧	0.151				0.051				0.012				=57.5	=20.4	=23	=9.0

表 2.10 通信線木②に関して

(a) 電車線よりの誘導

		ねん架なし		非 協 調		協 調		計 算 比 率	
		E-R	I-R	E-R (MLR =7.7)	I-R (MLR =3.3)	E-R (MLR =1.7)	I-R (MLR =0.83)	$\frac{NM(E-R)}{NL(E-R)}$	$\frac{NM(I-R)}{NL(I-R)}$
清瀬 所	NM	640	2,170	168	700	37.0	176	640	2,170
	合成NM	2,260		720		179		21.8	212
	雑音電圧	0.055		0.018		0.004		=29.4	=10.2
所沢 所沢変	NM	240	980	63.5	270	14.0	68	240	980
	合成NM	1,000		278		69.5		8.25	82
	雑音電圧	0.025		0.007		0.002		=29.1	=11.9
所沢 西所沢	NM	950	3,220	242	1,010	53.5	254	950	3,220
	合成NM	3,360		1,040		260		31.4	305
	雑音電圧	0.082		0.026		0.006		=30.2	=10.5
武蔵 高麗	NM	2,240	6,940	570	2,280	126	574	2,240	6,940
	合成NM	7,300		2,350		587		74.0	690
	雑音電圧	0.179		0.058		0.014		=30.3	=10.1
所沢変 武蔵 高麗	NM	3,190	10,150	810	3,280	179	825	3,150	10,150
	合成NM	10,650		3,380		845		105.4	995
	雑音電圧	0.261		0.083		0.021		=30	=10.2
高麗 吾野	NM	920	4,200	308	1,250	68	316	920	4,200
	合成NM	4,400		1,290		324		40	380
	雑音電圧	0.105		0.032		0.008		=23	=11

(b) キ電線よりの誘導

		ねん架なし		非 協 調		協 調		計 算 比 率	
		E-R	I-R	E-R (MLR =7.7)	I-R (MLR =3.3)	E-R (MLR =1.7)	I-R (MLR =0.83)	$\frac{NM(E-R)}{NL(E-R)}$	$\frac{NM(I-R)}{NL(I-R)}$
清瀬 所	NM	700	7,700	190	1,400	42	352	700	7,700
	合成NM	7,720		1,410		355		24.6	423
	雑音電圧	0.189		0.035		0.009		=28.4	=18.2
所沢 所沢変	NM	210	2,240	51.6	625	11.4	157	210	2,240
	合成NM	2,250		627		157		6.7	189
	雑音電圧	0.055		0.015		0.004		=31.4	=11.8
所沢 西所沢	NM	1,760	20,000	443	2,170	97.7	545	1,760	20,000
	合成NM	20,100		2,220		555		57.5	658
	雑音電圧	0.493		0.055		0.014		=30.6	=30.4
武蔵 高麗	NM	2,700	23,250	705	4,400	156	1,110	2,700	23,250
	合成NM	23,400		4,450		1,120		91.5	1,335
	雑音電圧	0.573		0.109		0.027		=29.5	=17.4
所沢変 武蔵 高麗	NM	4,460	43,250	1,150	6,570	254	1,650	4,460	43,250
	合成NM	43,500		6,670		1,670		149	1,990
	雑音電圧	1.065		0.163		0.041		=30	=21.8
高麗 吾野	NM	1,030	8,250	278	2,300	61.2	580	1,030	8,250
	合成NM	8,320		2,320		584		36	700
	雑音電圧	0.204		0.057		0.014		=28.6	=11.8

(c) 特高線路よりの誘導

		ね ん 架 な し				非 協 調				協 調				計 算 比 率			
		E-B	E-R	I-B	I-R	E-B (MLR =7.7)	E-R (MLR =7.7)	I-B (MLR =7.7)	I-R (MLR =3.3)	E-B (MLR =1.7)	E-R (MLR =1.7)	I-B (MLR =1.7)	I-R (MLR =0.83)	$\frac{NM(E-B)}{NL(E-B)}$	$\frac{NM(E-R)}{NL(E-R)}$	$\frac{NM(I-B)}{NL(I-B)}$	$\frac{NM(I-R)}{NL(I-R)}$
所沢変 西所沢	NM	2,000	350	5,000	3,400	224	132	1,295	1,275	39.3	29	286	320	2,000	350	5,000	3,400
	合成NM		6,400				1,840				423			29	17.1	168	386
	雑音電圧		0.157				0.045				0.01			=69	=20.5	=29.8	=8.8
武蔵 高麗	NM	11,200	870	13,000	5,600	985	273	2,660	2,220	218	60	587	558	11,200	870	13,000	5,600
	合成NM		18,100				3,620				840			128	35.4	345	672
	雑音電圧		0.444				0.089				0.021			=87.5	=24.6	=37.7	=8.3
所沢変 武蔵 高麗	NM	13,200	1,220	18,000	9,000	1,210	405	3,950	3,500	267	89.2	872	878	13,200	1,220	18,000	9,000
	合成NM		24,100				5,430				1,270			34.8	52.5	513	1,058
	雑音電圧		0.59				0.131				0.031			=84	=23.2	=35	=8.5
高麗 吾野	NM	2,000	420	4,000	4,200	268	159	1,360	1,535	59.2	35	300	386	2,000	420	4,000	4,200
	合成NM		6,150				2,080				494			34.8	20.6	177	465
	雑音電圧		0.151				0.051				0.012			=57.5	=20.4	=23	=9.0

$$N_L = 470 \times 10^{-3} \times 1,400 = 658$$

静電残留分(線間) $N_M(E-R)$

$$N_M = 17.6 \times 100 = 1,760$$

電磁残留分(線間) $N_M(I-R)$

$$N_M = 14.3 \times 1,400 = 20,000$$

c. 特高線路よりの誘導

所沢変—西所沢—武蔵藤沢間を例示

静電平衡分(対地) $N_L(E-B)$

$$N_L = 14.5 \times 10^{-3} \times 2,000 = 29$$

静電残留分(対地) $N_L(E-R)$

$$N_L = 171 \times 10^{-3} \times 100 = 17.1$$

電磁平衡分(対地) $N_L(I-B)$

$$N_L = 16.7 \times 10^{-3} \times 10,000 = 168$$

電磁残留分(対地) $N_L(I-R)$

$$N_L = 386 \times 10^{-3} \times 1,000 = 386$$

静電平衡分(線間) $N_M(E-B)$

$$N_M = 1.0 \times 2,000 = 2,000$$

静電残留分(線間) $N_M(E-R)$

$$N_M = 3.5 \times 100 = 350$$

電磁平衡分(線間) $I_M(I-B)$

$$N_M = 0.5 \times 10,000 = 5,000$$

電磁残留分(線間) $N_M(I-R)$

$$N_M = 3.4 \times 1,000 = 3,400$$

2.7 合成雑音および雑音電圧

通信線①および通信線ホ②につきそれぞれの区間における合成の N_M および雑音電圧を計算した結果を表 2.9 および表 2.10 に示した。

表 2.9 は通信線①に関するもので (1) 電車線よりの誘導 (2) キ電線よりの誘導 (3) 特高線路よりの誘導などに分けて示した。

表 2.10 は同様にして通信線ホ②に関するものである。

なお表中に「ねん架なし」「非協調」「協調」の欄を作ったが、この「ねん架なし」は計算によって求めた N_M の値を直接記入したもので、通信線のねん架がないと考えた場合に当たる。

つぎに $N_M(E-R)/N_L(E-R)$, $N_M(I-R)/N_L(I-R)$, $N_M(E-B)/N_L(E-B)$, $N_M(I-B)/N_L(I-B)$ などの比を計算によって求めたが、これらは $K_n=0.3$ として計算したため Engineering report No. 16 に示してある数値より大であるが、3 倍程度の値であるから大体合理的結果と考えられる。

つぎに通信線のねん架の効果を入れるために、Engineering report No. 16 の MLR の平均値に $K_n=0.3$ の係数を考えに入れて下表の数値を一率に採用して「非協調」および「協調」の場合を求めて見た。

MLR	非 協 調	協 調
$E-B$	$\frac{2}{0.3} = 7.7$	$\frac{0.5}{0.3} = 1.7$
$E-R$	$= 7.7$	$= 1.7$
$I-B$	$= 7.7$	$= 1.7$
$I-R$	$\frac{1}{0.3} = 3.3$	$\frac{0.25}{0.3} = 0.83$

これらに関する計算結果も表中に記入した。

2.8 各電力線よりの誘導雑音の合成

「所沢変—西所沢—武蔵藤沢」「武蔵藤沢—高麗」および「所沢変—武蔵藤沢—高麗」の区間について、電車線、キ電線、特高より発生する雑音を合成した結果を表 2.11 (通信線①), 表 2.12 (通信線ホ②) に示す。

表 2.11 通信線①につき

雑音電圧	所沢変—西所沢—武蔵藤沢			武蔵藤沢—高麗			所沢変—武蔵藤沢—高麗		
	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調
電車線	0.076	0.021	0.005	0.176	0.054	0.014	0.25	0.075	0.019
キ電線	0.125	0.037	0.009	0.353	0.093	0.023	0.478	0.129	0.032
特 高	0.421	0.064	0.015	0.258	0.064	0.015	0.678	0.129	0.03
合 成	0.445	0.077	0.015	0.472	0.125	0.031	0.86	0.197	0.048

表 2.12 通信線ホ②につき

雑音電圧	所沢変—西所沢—武蔵藤沢			武蔵藤沢—高麗			所沢変—武蔵藤沢—高麗		
	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調
電車線	0.082	0.026	0.006	0.179	0.058	0.014	0.261	0.083	0.021
キ電線	0.493	0.055	0.014	0.573	0.109	0.027	1.065	0.163	0.041
特 高	0.157	0.045	0.01	0.444	0.089	0.021	0.59	0.131	0.031
合 成	0.524	0.076	0.018	0.746	0.152	0.037	1.245	0.225	0.056

これを見ると特高側より相当大きな雑音を発生することが推定される。

そして電話線のねん架の協調がよくとれているとすれば MR 移動変電所を武蔵藤沢に設置した場合

約 20 mV

MR 移動変電所を高麗に設置した場合

約 50 mV

の値と推定される。

しかし電話線のねん架がうまく行っていない場合には

MR 移動変電所を武蔵藤沢に設置した場合

約 80 mV

MR 移動変電所を高麗に設置した場合

約 200 mV

と推定される。

ところで以上は軌条のシャヘイ効果を考えなかったが、これを入れると上記の数値の約 6 割に低減すると考えられる。

3. 現 地 実 測

当社が納入した西武鉄道水銀整流器移動変電所の運転開始にあたり、西武鉄道、当社協力のもとに所沢変電所を中心に大規模な実測が行なわれ、後に述べるように計算、実測、模擬回路測定の結果が比較された。

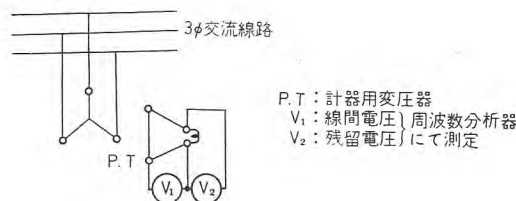
3.1 実 測 項 目

(1) 電力線

交流側：線路電圧、線路電流、残留電圧、残留電流
直流側：線路電圧、線路電流

周波数分析器により KVT 積、IT 積も求めた。

(a) 電圧測定



(b) 電流測定

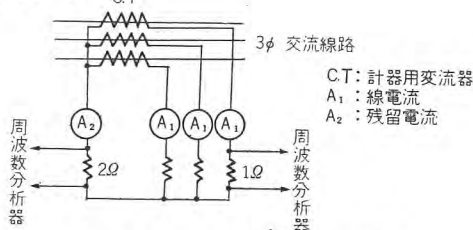


図 3.1 交流線路の電圧電流測定

Fig. 3.1 Voltage and current measurement of AC line.

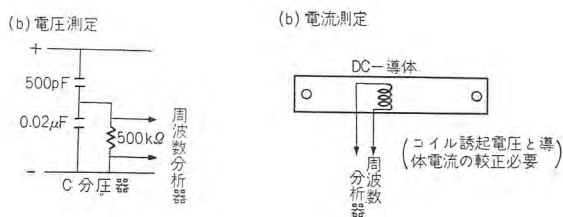


図 3.2 直流線の電圧電流測定

Fig. 3.2 Voltage and current measurement of DC line.

(2) 通信線

通信線開放，短絡接地，普通状態の場合の

対地電圧，線間電圧

雑音測定器による総合雑音電圧と，周波数分析器による各高調波電圧を求めた。

3.2 測定法

(1) 交流線路

図 3.1 (a) に P. T による線間電圧，残留電圧の測定法を示し，図 3.1 (b) に C. T を使用した線電流，残留電流の測定法を示した。

(2) 直流線路

図 3.2 (a) にコンデンサ分圧器による直流線路の高調波電圧の測定法を示し，図 3.2 (b) に直流導体と絶縁して固定された誘導コイルによる直流線路の高調波電流の測定法を示した。

(3) 通信線

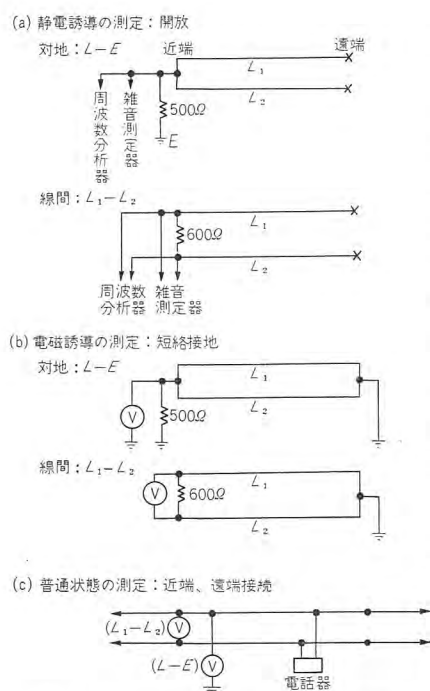


図 3.3 通信線に発生する雑音の測定

Fig. 3.3 Measurement of noise produced on communication lines.

さきに発表した文献⁽¹⁾に従えば通信線の雑音電圧の測定法は図 3.3 (a), (b), (c) のようになる。

図 3.3 (a) は静電誘導の測定法で対地雑音と線間雑音をそれぞれ測定して合成する。

図 3.3 (b) は電磁誘導の測定法で (a) と同様に対地雑音と線間雑音を測定し

て合成し，さらに (a), (b) の結果を合成すれば求める雑音電圧となる。

図 3.3 (c) は測定区間の両端を普通状態に接続したまま対地，線間電圧を測定する方法を示す。

なお総合雑音電圧は雑音測定器で，またその高調波成分は周波数分析器で測定した。

3.3 測定器

(1) 雑音測定器

雑音測定器はそれぞれの受話器の感度特性を加味したものが作られており，測音 3 号測定器は 3 号形受話器 (旧形) の感度特性に相当し，測音 4 号測定器は 4 号形受話器 (新形) の感度特性に相当する。西武鉄道においては 3 号形受話器を使用しているため，測音 3 号雑音測定器が使用された。したがって TIF 曲線⁽¹⁾も 1935 年度のものが採用されている。

(2) 周波数分析器

雑音測定器が各高調波に対する総合雑音電圧を測定する場合に使用されるのに対して，周波数分析器は各高調波雑音電圧を分離測定する場合に使用される。実測に使用された周波数分析器の仕様は下記のとおりである。

目黒電波測器製 NWA-480B 自動記録式周波数分析器

分析範囲：50 c/s～20 kc

選択度：通過帯域は 3 c/s, 50 c/s 離調して減衰

70 db 以上

記録時間：50 c/s～5 kc の範囲では約 2 分

3.4 測定条件 (図 4.6 参照)

夜間終電時から朝始発時までの間に，所沢変電所において交流線路だけによる誘導，交流，直流両者による影響，別系統電話線のそれぞれの場合，回転変流器の運転などの各種条件下で実測が行なわれた。

3.5 測定結果

測定結果については後に述べる予定であるが，計算および模擬回路による測定結果と大体一致するようである。

とくに電力線 (交流，直流側) の IT 積，KVT 積は模擬回路とよく一致し，模擬回路の妥当性が立証された。

4. 模擬回路による通信線雑音の測定

西武鉄道通信線雑音の計算，実測と並行して交流計算盤と模擬整流器を使用した模擬電鉄回路による測定が行なわれ，周波数分析器で回路各部の起誘導高調波電圧，電流を分析し，また既知の誘導係数を用い通信線発生雑音の推定ならびに実測結果との比較が行なわれた。

4.1 回路常数計算

(1) 線路寸法その他

- a. 20 kV 交流線路……38 mm² (7 本ヨリ)
- b. 通信線……2.6 mm² 銅線
- c. Trolley……110 mm²
- d. Feeder……150 mm² および 250 mm²
- e. Rail……3,750 mm²

幅 1,067 mm, 0.0499 Ω/km

単軌道では 0.0273 Ω/km

漏洩抵抗 1 Ω/km

- f. 変圧器のインピーダンス……6% と仮定
- g. 直流側より見た変電所のインピーダンス

(a) 移動用 MR 変電所

$$L_{in} = (95/\text{kW})(60/f)(E_{dc}/600)^2 \text{ mH}$$

$$= (95/2,000)(60/50)(1,500/600)^2 = 0.356 \text{ mH}$$

すなわち 50 c/s インピーダンス…… $j0.112 \Omega$

(b) 所沢変電所回転変流機 (750 kW/台)

直流機と同一としてインピーダンスを算定すると

$$L_{in} = (150/\text{kW})(V_{dc}/600)^2 \text{ mH}$$

$$= (150/750)(555/600)^2 = 0.17 \text{ mH}$$

すなわち 50 c/s インピーダンスは $j0.054 \Omega$
(22 kV 側に換算した値は $j43.2 \Omega$)

(c) 高麗変電所 Rotary (750 kW/台)

同上

(d) 岩岡変電所 Rotary (500 kW/台)

$$L_{in} = (150/500)(555/600)^2 = 0.257 \text{ mH}$$

すなわち 50 c/s インピーダンスは $j0.08 \Omega$

h. 大地導電率 ρ

一応 $\rho = 10 \Omega\text{-m}$ (10^{-12} emu) と仮定した。

i. 通信回線

通信線の Transposition は 450 m ごとに 1 回行なわれている。なお、電話器は 1 回線に大体 14 台架設してある。

j. 線路区間

池袋線および新宿線の所沢以西を 11 区間に分けて、その配置の一例を図 2.5 (a), (b) に示した。

k. 線路常数およびインピーダンス図

図 4.1 は特高回路の正相回路網

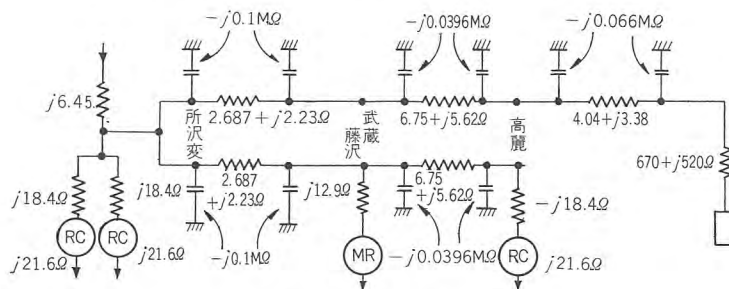


図 4.1 特高回路の正相回路網

Fig. 4.1 Positive sequence diagram special high voltage lines.

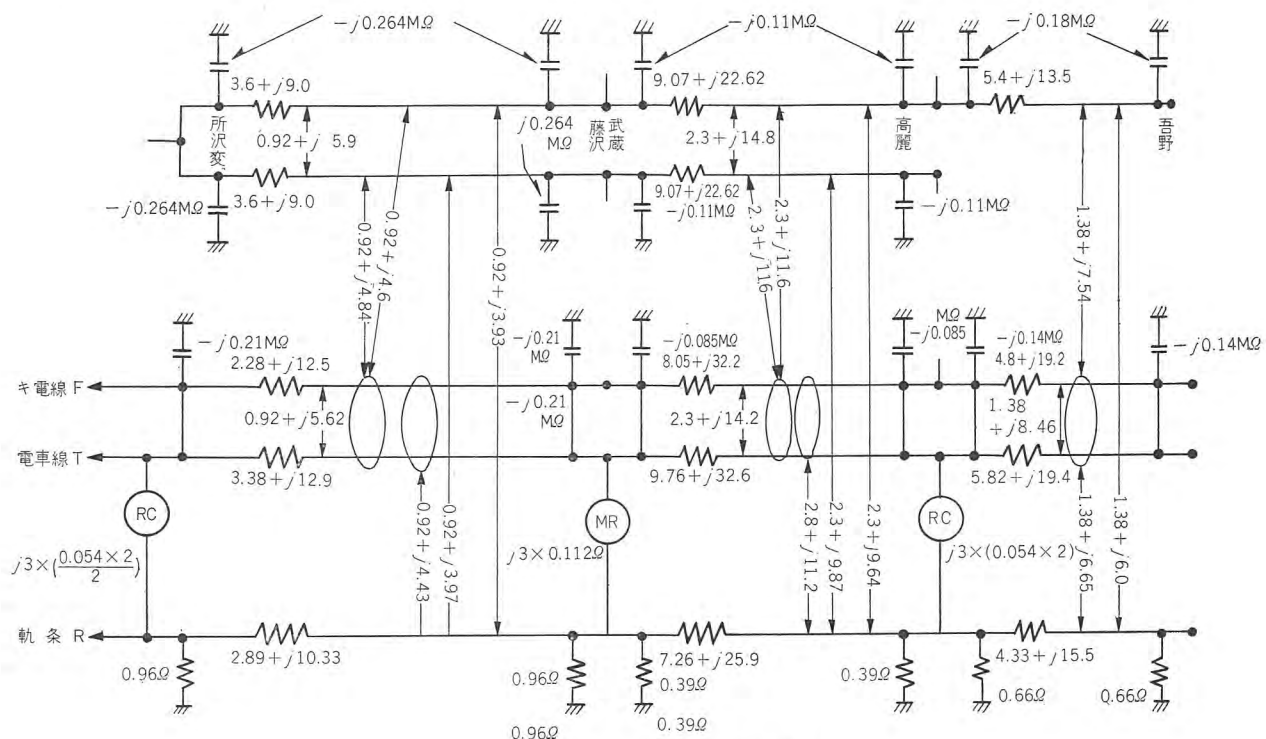


図 4.2 零相回路網

Fig. 4.2 Zero sequence diagram.

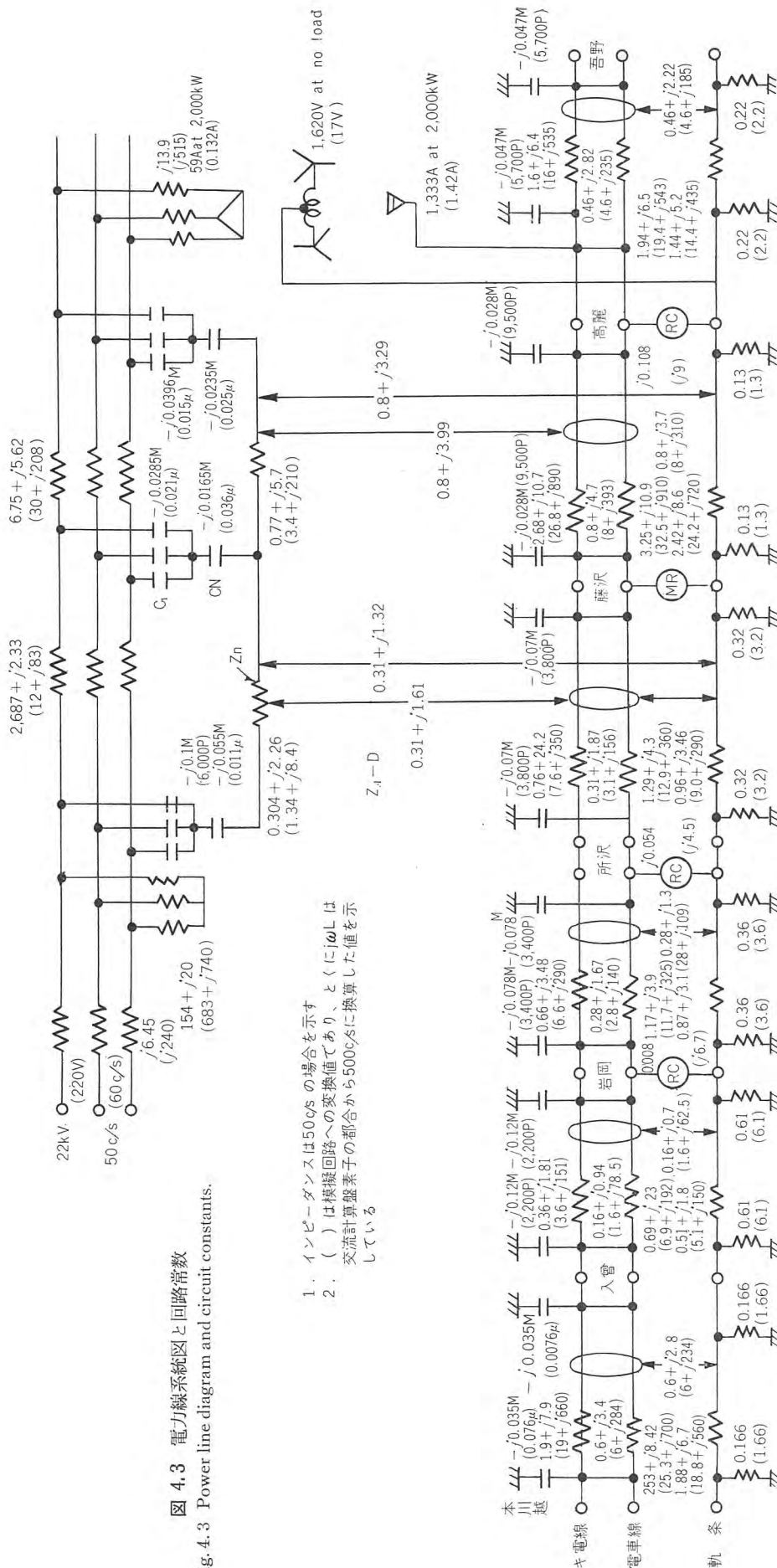


図 4.3 電力線系統図と回路常数

Fig. 4.3 Power line diagram and circuit constants.

1. インピーダンスは50c/sの場合を示す
2. () は模擬回路への変換値であり、とくに $j\omega L$ は交流計算要素の都合から500c/sに換算した値を示している

図 4.2 は零相回路網図 (キ電線, 電車線, 軌条も零相インピーダンスに換算して示した.)

図 4.3 は電力系統図ならびに線路常数を示している。ただし交流系統中の零相回路は次の関係で書き改めている。

$$C_N = 3C_1C_0 / (C_1 - C_0)$$

$$Z_N = 1/3 \times (Z_0 - Z_1)$$

ただし C_0 : 零相キャパシタンス

C_1 :

正相キャパシタンス

Z_0 :

零相インピーダンス

Z_1 :

正相インピーダンス

4.2 模擬回路の構成

(1) Scale factor

交流側

模擬回路の電圧, 電流を実回路の a_1, b_1 倍
直流側

模擬回路の電圧, 電流を実回路の a_2, b_2 倍
とすると

(模擬回路の R)/(実回路の R) = a/b

(模擬回路の C)/(実回路の C) = $b/a \times 50/60$

(模擬回路の L)/(実回路の L) = $a/b \times 50/60$

(2) mutual impedance の模擬

模擬すべき回路の mutual impedance はよく知られたように, 図 4.4 のように変換される。3 導線系の変換は AC-DC 間の結合を考慮する場合に用いられ

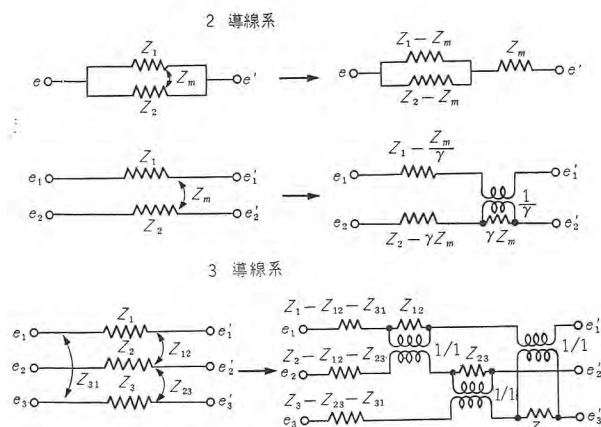


図 4.4 mutual impedance の模擬 2 導線系
Fig. 4.4 Model of mutual impedance.

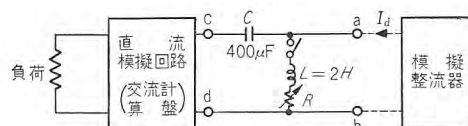


図 4.5 模擬回路構成図
Fig. 4.5 Block diagram of model circuit.

るが、今回は使用しなかった。

(3) 模擬回路構成上の問題点

交流計算盤素子を使用して直流回路の模擬を行なう場合、リアクタンス素子の直流飽和のため所要の測定精度が得られないおそれがあるので、図 4.5 のように整流器直流出力側において十分大きな C で直流分を切り、高調波分だけ計算盤回路に流すようにした。

また模擬整流器は模擬回路直流電圧を低くとってあるためサイラトロンを使用できないのでとくに forward drop の小さいシリコンセル 6 個を使用して六相二重星形整流器回路を模擬した。

(4) 模擬回路の構成条件

前述の実測結果と比較するため模擬回路を図 4.6 の case 1~5 の五つの条件に対して構成、測定を行なった。

a. case 1 の条件

移動変電所を高麗に設置して、高麗変電所内の水抵抗で負荷をとる。したがって通信線には AC 線路だけの誘導雑音があらわれる。

b. case 2 の条件

case 1 と同様に交流側を構成して所沢変電所において水抵抗に負荷をとる。したがって通信線には AC と DC 両方の誘導電圧があらわれる。

c. case 3 の条件

移動変電所を武蔵藤沢に移動し、入曽、岩岡經由所沢変電所の水抵抗にキ電する。この場合は AC キ電線は並

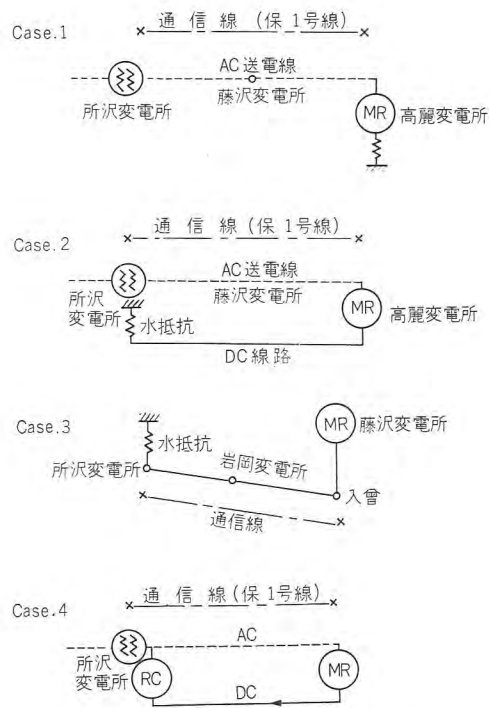


図 4.6 擬模回路の構成条件

Fig. 4.6 Conditions of composing model circuit.

行していないから通信線には DC 線路からの誘導だけあらわれる。

d. case 4 の条件

武蔵藤沢に移動変電所 (MR) をおき所沢変電所の回転変流機 (RC) によって負荷電力を電源に load back する。

e. case 5 の条件

実測計画にはないが移動変電所 (MR) で発生した直流側高調波分が RC 変電所を通過するとどの程度減衰するかを調べた。

4.3 模擬回路による測定

上に述べたような条件に対する模擬回路を構成してキ電線各部の起誘導高調波電流、電圧の分布を測定した。

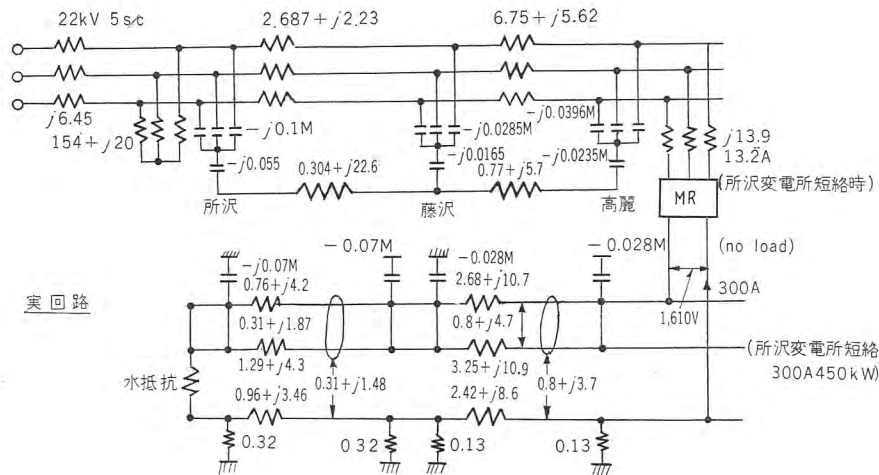
使用した周波数分析器は前に述べた実測の場合と同様目黒電波測器製 NWA-480B 自動記録式周波数分析器である。

西武鉄道では 3 号電話器を使用しているので IT 積および KVT 積の計算には 1953 年 T.I.F 曲線を使用した⁽¹⁾。

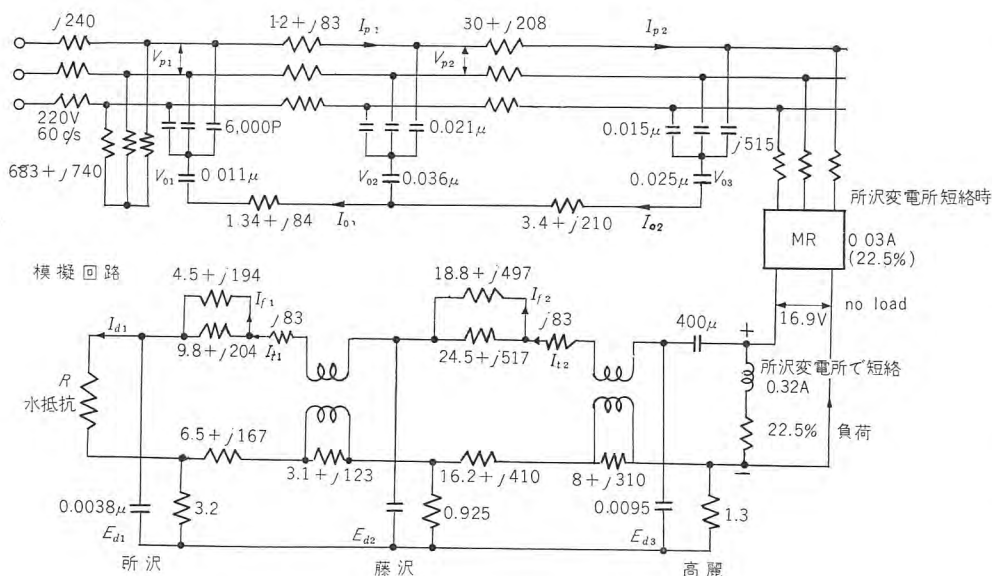
4.4 測定結果

以上の各場合について模擬回路を構成して測定を行なったが、代表的な case 2 の測定結果を図 4.7 A~4.7 G に示した。図 4.7 において

測定条件



Case 2 高麗変電所にMR, 所沢変電所で水抵抗



ただし 模擬回路のjwLは500c/sの場合の値を示す

図 4.7 A. 実回路と模擬回路

Fig. 4.7 A. Actual circuit and model circuit.

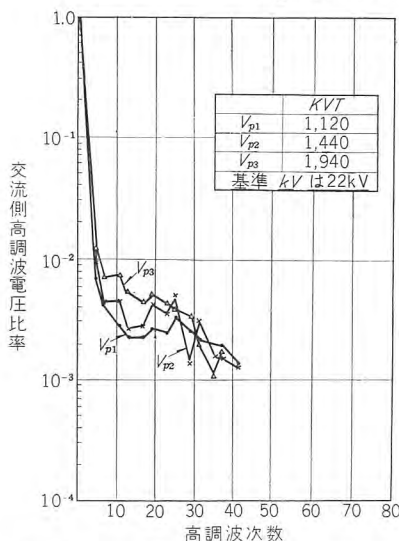


図 4.7 B. 高麗変電所に MR, 所沢変電所で水抵抗短絡 (交流電圧高調波)

Fig. 4.7 B. AC harmonic voltages when short circuited with water rheostat at Tokorozawa substations with mercury rectifier at Koma substation.

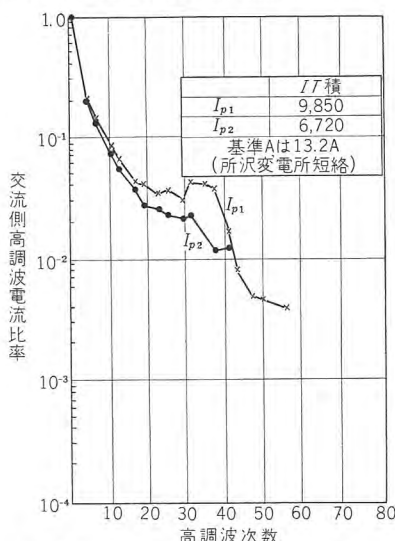


図 4.7 C. 高麗変電所に MR, 所沢変電所で短絡 (AC線電流高調波)

Fig. 4.7 C. AC line current harmonic current when short circuited at Tokorozawa with MR at Koma substation.

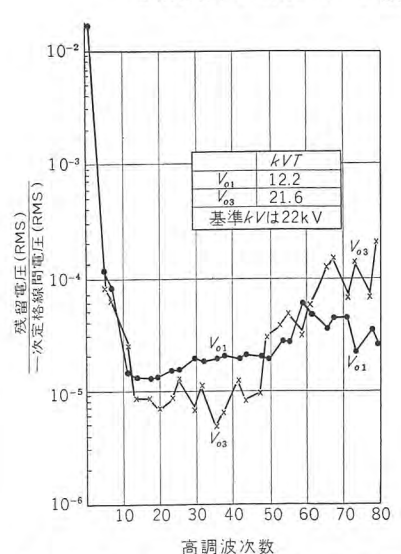


図 4.7 D. 高麗変電所に MR, 所沢変電所で短絡 (交流側残留電圧高調波)

Fig. 4.7 D. Residual higher harmonic voltage on AC side in the same condition as C.

case 2 高麗変電所に MR, 所沢変電所で水抵抗

MR 負荷 450kW

(所沢の水抵抗短絡の場合を想定, 直流線路のためこれ以上負荷はとれない)

図 4.7 A 模擬回路および回路常数 (図 4.3 参照)

図 4.7 B 交流側線電圧高調波比率および KVT 積

図 4.7 C 交流側線電流高調波比率および IT 積

図 4.7 D 交流側残留電圧高調波比率および KVT 積

図 4.7 E 交流側残留電流高調波比率および IT 積

図 4.7 F 直流電流高調波比率および IT 積

図 4.7 G 直流電圧高調波比率および KVT 積

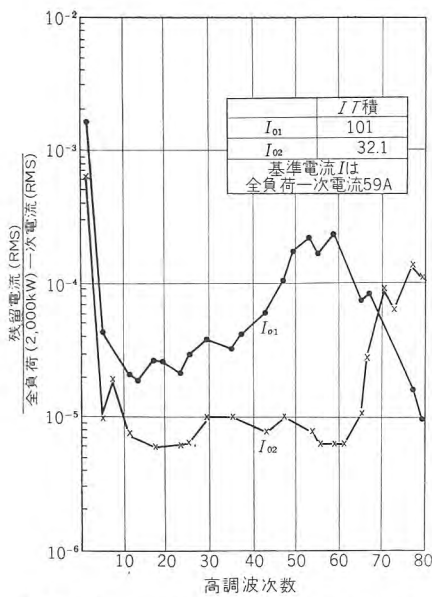


図 4.7 E. 高麗変電所に MR, 所沢変電所で短絡, (交流側残留電流高調波)
Fig. 4.7 E. Residual higher harmonic currents in the same condition as D.

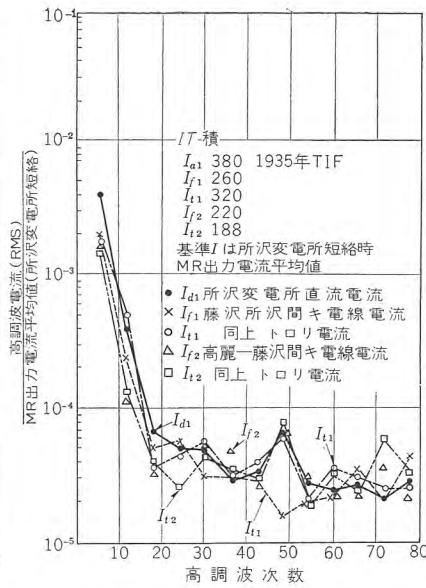


図 4.7 F. 高麗変電所に MR, 所沢変電所で短絡, (直流電流高調波)
Fig. 4.7 F. Higher harmonics of DC currents in the same conditions as the above one.

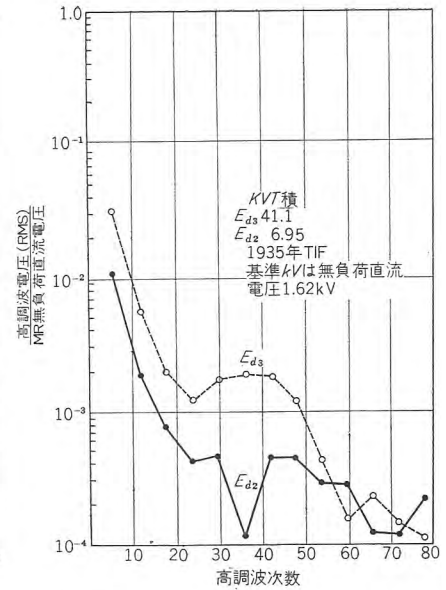


図 4.7 G. 高麗変電所に MR, 所沢変電所で短絡, (直流電圧高調波)
Fig. 4.7 G. Higher harmonics of DC currents in the same conditions as the above one.

表 4.1 通信線誘導雑音電圧計算表 (木 1 号線)

Case 2 高麗変電所に MR, 所沢変電所の水抵抗負荷に饋電 MR 負荷 450 kW

区 間		電車線よりの誘導				直流キ電線よりの誘導				特高線路 (AC) よりの誘導							
		大地成分		線間成分		大地成分		線間成分		大地成分				線間成分			
		静電誘導	電磁誘導	静電誘導	電磁誘導	静電誘導	電磁誘導	静電誘導	電磁誘導	平衡電圧による静電誘導	残留電圧による静電誘導	平衡電圧による電磁誘導	残留電圧による電磁誘導	平衡電圧による静電誘導	残留電圧による静電誘導	平衡電圧による電磁誘導	残留電圧による電磁誘導
所沢	誘導係数	306×10^{-3}	362×10^{-3}	9.0	4.2	232×10^{-3}	320×10^{-3}	6.7	3.6	29×10^{-3}	246×10^{-3}	27.2×10^{-3}	452×10^{-3}	2.6	5.1	1.6	3.7
	IT 積 or kV. T 積	3.47	320	3.47	320	3.47	260	3.47	260	1280	12.2	9850	101	1280	12.2	9850	101
	雑音数値 (noise unit)	1.06	115	31.2	1320	0.805	83.3	23.2	936	37.1	3	268	45.5	3330	55	15750	374
	M L R			29.4	11.4			28.8	11.2					89.8	18.3	59	8.2
	雑音数値合成値			1340				936						3330		15750	
	雑音電圧 (volt)			0.033				0.023						0.082		0.388	
	雑音電圧合成値			0.042										0.396			
	M L R			7.7	3.3			7.7	3.3					7.7	7.7	7.7	3.3
	雑音数値 (noise unit)			816	380			6.2	274					286	23.1	2070	148
	同上合成値			380				274						287		2080	
武蔵野	雑音電圧			0.0094				0.00675						0.0071		0.051	
	雑音電圧合成値			0.0116										0.0513			
	M L R			1.7	0.83			1.7	0.83					1.7	1.7	1.7	0.83
	雑音数値 (noise unit)			1.8	95.5			1.37	69.2					63.1	5.1	434	37.8
	同上合成値			95.5				69.2						63.1		434	
	雑音電圧			0.0023				0.0017						0.0016		0.011	
	同上合成値			0.0029										0.0111			
	誘導係数	750×10^{-3}	905×10^{-3}	22.6	9.7	615×10^{-3}	809×10^{-3}	16.9	10.2	22.2×10^{-3}	258×10^{-3}	25.3×10^{-3}	34.5×10^{-3}	1.9	5.1	0.9	3.9
	IT 積 or kV. T 積	24	188	24	188	24	220	24	220	1690	21.6	6720	32.1	1690	21.6	6720	32.1
	雑音数値 (noise unit)	18	170	542	1820	14.8	178	248	1300	35.8	5.58	170	11.1	3210	110	6040	125
高麗	M L R			30.1	10.7			16.8	7.3					89.6	19.7	35.5	11.3
	雑音数値合成値			1900				1330						3210		6040	
	雑音電圧			0.047				0.033						0.079		0.148	
	雑音電圧合成値			0.0605										0.168			
	M L R			7.7	3.3			7.7	3.3					7.7	7.7	7.7	3.3
	雑音数値			139	560			114	588					27.5	43	1310	36.5
	同上合成値			577				600						275		1310	
	雑音電圧			0.0142				0.0147						0.0068		0.032	
	同上合成値			0.0204										0.0326			
	M L R			1.7	0.83			1.7	0.83					1.7	1.7	1.7	0.83
藤沢	雑音数値			30.6	141			25.2	148					60.9	9.5	289	9.2
	同上合成値			144				151						61.1		289	
	雑音電圧			0.0035				0.0037						0.0015		0.0071	
	同上合成値			0.0051										0.00725			

4.5 通信線の誘導雑音の計算⁽¹⁾

キ電線各区間の起誘導高調波電流電圧が分析されたので、この結果から通信線に誘導される雑音電圧を推定して見る。

計算の過程は上に述べた雑音予測計算と同様に参考文献(1)の方法によった。すなわち

直流電車線よりの静電誘導および電磁誘導

直流キ電線よりの静電誘導および電磁誘導

交流線路の平衡電圧よりの静電誘導

交流線路の残留電圧よりの静電誘導

交流線路の平衡電流よりの電磁誘導

交流線路の残留電流よりの電磁誘導

などの雑音成分を全線路について合成すればよい。

一例として表 4.1 に case 2 の条件における雑音電圧計算表を示した(図 4.7 G 参照)。各成分ごとに計算してあるから、これによって通信線雑音に対するそれぞれの影響を分析することができる。

表 4.2 (a) 通信線発生雑音電圧
Case 1. 高麗変電所に MR, 高麗変電所に水抵抗 2,000 kW

	所沢—武蔵藤沢			武蔵藤沢—高麗			所沢—高麗		
	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調
電車線(トロリー)									
直流キ電線									
AC特高線	0.425	0.053	0.018	0.24	0.0417	0.0092	0.665	0.0947	0.0272
合 成	0.425	0.053	0.018	0.24	0.0417	0.0092	0.665	0.0947	0.0272

表 4.2 (b) Case 1. 高麗変電所に MR,
高麗変電所に水抵抗 1000 kW

	所沢—武蔵藤沢			武蔵藤沢—高麗			所沢—高麗		
	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調
電車線(トロリー)									
直流キ電線									
AC特高線	0.35	0.0445	0.0098	0.188	0.0335	0.0074	0.538	0.078	0.0172
合 成	0.35	0.0445	0.0098	0.188	0.0335	0.0074	0.538	0.078	0.0172

表 4.2 (c) Case 2. 高麗変電所に MR, 所沢変電所に水抵抗 MR 負荷 450 kW

	所沢—武蔵藤沢			武蔵藤沢—高麗			所沢—高麗		
	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調
電車線(トロリー)	0.033	0.0094	0.0023	0.047	0.014	0.0035	0.08	0.0234	0.0058
直流キ電線	0.023	0.0068	0.0017	0.033	0.0147	0.0037	0.056	0.0215	0.0054
AC特高線	0.396	0.051	0.011	0.168	0.0326	0.0073	0.564	0.0836	0.0183
合 成	0.397	0.052	0.0114	0.178	0.0383	0.0089	0.566	0.0896	0.0199

表 4.2 (d) Case 3. 藤沢変電所に MR, 入曽, 岩岡經由
所沢変電所水抵抗にキ電 MR 負荷 980 kW

	所沢—岩岡			岩岡—藤沢			所沢—藤沢		
	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調	ねん架なし	非協調	協調
電車線(トロリー)	0.0335	0.0049	0.00123	0.0345	0.005	0.0013	0.068	0.0099	0.00253
直流キ電線	0.06	0.0104	0.0026	0.0492	0.0084	0.0021	0.1092	0.0188	0.0047
AC特高線									
合 成	0.069	0.0115	0.0029	0.06	0.00975	0.00246	0.1285	0.0213	0.00535

表 4.2 (e) Case 4. 藤沢変電所に MR, 所沢変電所の RC にキ電 (1,000 kW)

	所沢—藤沢								
	ねん架なし	非協調	協調						
電車線(トロリー)	0.107	0.031	0.0078						
直流キ電線	0.0975	0.029	0.0072						
AC特高線	0.406	0.0515	0.0111						
合 成 (Volt)	0.432	0.067	0.0153						

表 4.3 (a) IT 積 kV T 積の実験値と実測値の比較
Case 1. 高麗変電所に MR, 高麗変電所に水抵抗 1,000 kW

所沢変電所における	模擬回路の実験値	実 測 値
交流線電流 I_p 1 (所沢)	8,400	6,180
" 電圧 V_p 1 (")	1,570	2,090
交流側残留電圧 V_o 1	13.9	13.75
" 電流 V_o 1	72	69.7

表 4.3 (b) Case 2. 高麗変電所に MR, 所沢変電所で水抵抗
負荷は実験値: 450 kW, 実測値 530 kW の場合を示す

所沢変電所における	実 験 値	実 測 値
交流側電流 I_p 1	9,850	6,210
" 線電圧 V_p 1	1,120	1,760
" 残留電圧 V_o 1	12.2	90.7
" 残留電流 I_o 1	101.1	69.1
直流側電圧 E_d 1		1.661
" 負荷電流 I_d 1	380	1,500

表 4.3 (c) Case 3. 藤沢に MR, 所沢に水抵抗(入曽, 岩岡經由)
負荷条件は, 実験時 980 kW, 実測 530 kW の場合について示す

所沢変電所における	実 験 値	実 測 値
直流電圧 E_d 1	6.9	4.67
" 負荷電流 I_d 1	700	700

表 4.3 (d) Case 4. 藤沢に MR, 所沢に RC.
負荷条件: 実験 1,000 kW. 実測 750 kW

所沢変電所における	実 験 値	実 測 値
交流側電流 I_p 1	9,800	5,500
" 線電圧 V_p 1	1,740	1,060
" 残留電圧 V_o 1	7.4	104
" 残留電流 I_o 1	34.2	81.4
直流電圧 E_d 1	23.1	79.9
" 負荷電圧 I_d 1	2,250	3,300

表 4.4 (a) 通信線雑音電圧の推定値と実測値の比較
Case 1. 高麗変電所に MR, 高麗変電所に水抵抗
負荷 1,000 kW

			静電誘導	電磁誘導	合成値 (Volt)
模擬回路による測定値			非 協 調	0.0203	0.0752
			協調の場合	0.0045	0.0166
実 測 値	通信線の試験条件	開放	雑音測定器による測定値	0.007	0.01125
		短絡接地	雑音測定器	0.00502	0.0078
		普通	周波数分析器による測定値		0.014
			周波数分析器		0.00685

表 4.4 (b) Case 2. 高麗変電所に MR, 所沢変電所に水抵抗
 負荷: 模擬回路では 450 kW. 実測では 530 kW

			静電誘導	電磁誘導	合成値 (Volt)
模擬回路による測定値 450 kW			非 協 調		0.0903
			協 調		0.0203
実 測 値 530 kW	通 信 線 の 試 験 条 件	開 放	雑音測定器	0.03	0.019~ 0.0575
			周波数分析器	0.0121	0.035~ 0.065
		短絡接地	雑音測定器		
			周波数分析器		0.0451
		普 通	雑音測定器		
			周波数分析器		

表 4.4 (c) Case 3. 藤沢に MR, 入曽, 岩岡經由所沢水抵抗に
 キ電 負荷: 模擬回路では 980 kW. 実測では 530 kW

			静電誘導	電磁誘導	合成値 (Volt)
模擬回路による測定値 980 kW			非 協 調		0.0212
			協 調		0.00536
実 測 値 530 kW	通 信 線 の 試 験 条 件	開 放	雑音測定器による測定値	0.0055	0.020
			周波数分析器による測定値	0.0065	0.0209
		短絡接地	雑音測定器		0.036
			周波数分析器		0.038
		普 通	雑音測定器		
			周波数分析器		

表 4.4 (d) Case 4. 藤沢変電所に MR, 所沢変電所 RC. に
 キ電 負荷: 模擬回路では 1,000 kW. 実測 750 kW

			静電誘導	電磁誘導	合成値 (Volt)
模擬回路による測定値			非 協 調		0.067
			協 調		0.0154
実 測 値	通 信 線 の 試 験 条 件	開 放	雑音測定器	0.0065	0.0065
			周波数分析器		
		短絡接地	雑音測定器		0.064~ 0.078
			周波数分析器		
		普 通	雑音測定器		
			周波数分析器		

表 4.2 (a), (b), (c), (d), (e) は case 1~4 について表 4.1 と同様に求めた結果をまとめたもので、

- (1) 直流回路 (DC feeder, trolley) よりも交流キ電線の誘導のほうが数倍大きい。(表 4.2 (c), (e))
- (2) AC 特高線については電磁誘導分が静電誘導分の 2~3 倍以上大きく、電磁誘導中平衡電流によるものは残留電流に比べ格段にその影響が大きい。(表 4.1)
- (3) 直流線路では trolley と DC feeder より誘導雑音は大抵同程度であるが、それぞれの場合について電磁誘導分は静電誘導分に比べ非常に大きい。(表 4.1)

表 4.3 に IT 積および KVT 積の実験値と実測値の比較を示した。

表 4.2 の通信線雑音推定値と実測値の比較を表 4.4(a), (b), (c), (d) に示した。同表のうち開放, 短絡接地とは図 3.3 に示すとおりである。

経験的に実測値と計算値は相当の開きがあって精度が 2:1 (6 db) くらいとされていることを考えて実験, 実測両者を比較すると

(1) case 1 および case 2 では通信線が協調であるとした場合の雑音推定値は実測値とかなりよく一致している。(case 4 は実測データ不十分)

(2) case 3 は case 1, 2, 4 の場合と被測定通信線が異なるためか実験値の通信線非協調の場合が実測値とよく合っている。

5. む す び

近時水銀整流器を設置する場所が多くなり、とくに鉄道電化の推進とともに通信線誘導雑音問題が重要視されるようになったので、さきに発表した誘導雑音計算資料⁽¹⁾に基づいて西武鉄道に 2,000 kW 水銀整流器移動変電所を設置にあたり行なわれた通信線雑音の予測計算, 現地実測および模擬整流器と交流計算盤を使用した模擬電鉄回路の測定について概要を報告した。将来誘導雑音対策に役立てば幸いである。

最後に資料の提供や現地実測に対する多大の便宜とご協力をいただいた西武鉄道電気部各位ならびにご援助をいただいた三菱電機本社電鉄部変電課各位, 測定に協力された伊丹製作所品質管理課深沢, 研究所森本, 坂東, 山田の諸氏に感謝申し上げる。 (34-10-1 受付)

参 考 文 献

- (1) 安藤: 通信線に発生する誘導雑音,
 技術解説〔I〕「三菱電機」31, No. 8, (昭 32).
 技術解説〔II〕 同 上 No. 9, (昭 32).
 技術解説〔III〕 同 上 No. 10, (昭 32).
- (2) 塩見: イグナイトロン電気機関車の通信誘導障害とイグナイトロンの運転特性, 「三菱電機」30, No. 4, (昭 31).

簡 易 交 流 電 車

新三菱重工業株式会社三原製作所

三菱電機株式会社名古屋製作所

伊丹製作所

河野正七*・高柳茂直***

八木勝***・和田義彦***

小川清一**・菅田恵之助***

Induction Motor Driven AC 20 kV Electric Cars

Mitsubishi Heavy-Industries, Reorganized, Limited.

Mihara Works

Shōshichi KONO・Shigenao TAKAYANAGI

Mitsubishi Electric Manufacturing Company.

Nagoya Works

Masaru YAGI・Yoshihiko WADA

Itami Works

Seiichi OGAWA・Keinosuke SUGATA

Exhaustive technical study has been made to promote the economical electrification of the Japanese National Railways another step higher; particularly on a line where the traffic volume is not large. As a result, a new concept of employing induction motors for traction machines of electric cars has been worked out. A suggestion made by the Mitsubishi group is to combine a change gear unit (termed a cotal gear) with an electro-magnetic clutch and a hydraulic coupling so as to form power transmission equipment. A trial car equipped with this device was ordered by the authorities and was completed in less than one year. The car was tested on Senzan Line last June with success, though a few problems remain for future study.

1. ま え が き

国鉄の交流電化をよりいっそう経済的なものとするための技術的検討は、地上設備と車両装備の両方について進められ、交流車両としても種々の試作が行なわれてきた。

ここに紹介する簡易交流電車は、輸送量の小さい地方線区の経済的電化を目的として発案されたもので、整流器と直流電動機を組合わせた整流器式や、整流子電動機を使用する直接式に対して、定速度交流電動機を用いることにより車両装備を簡単化するとともに、製作ならびに保守上からも経済化を計るという見地から簡易式と名づけられている。このおもな有利点をあげるとつぎのとおりである。

- (1) 主電動機には整流子がなくなるので、製作上の工数が減少し保守も容易になる。
- (2) 付加装置なしで電力回生ブレーキを容易にしかも能率よく行なうことができる。
- (3) 給電波形をそのまま受入れて運転するので、通信線に及ぼす雑音電圧の発生が少ない。
- (4) 動力伝達方式を合理的に選ぶことにより、制御装置も簡単化され、電気的にも機械的にも保守上の

手数がかからないものとなる。

しかしながら、問題は動力伝達方式とその制御方法であるが、諸外国においても決定的成功を収めている例がないので、結局は実用性のある方法について試作試験を行なうことになった。

三菱グループは流体継手と磁星変速機を組合わせた電磁歯車式を提案し、国鉄当局のご指導を得て製作着手以来1年未滿で図1.1に示す試験車を完成したわけである。この試験車は改造とき装を近畿車両、機械部分を新三菱重工業、電気部分を三菱電機が分担製作し、本年6月中

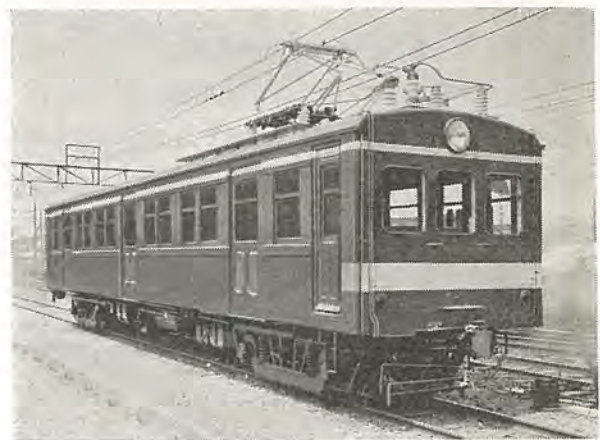


図 1.1 簡易交流電車

Fig. 1.1 Induction motor driven AC electric car.

旬に国鉄仙山線において公式試運転を行なった結果、設計どおりの好成績を収めることができた。

2. 設計と原理

2.1 主電動機の形式

定速度交流電動機としては同期電動機と誘導電動機とがあるが、前者は空げきが大きくとれることと力率向上の点ですぐれているものの、励磁用直流電源を必要とすること、回生ブレーキが行なわれないこと、電源や負荷の変動に対して乱調を生じやすいことなどの点で不適格であるため後者が選定された。また誘導電動機の中でも

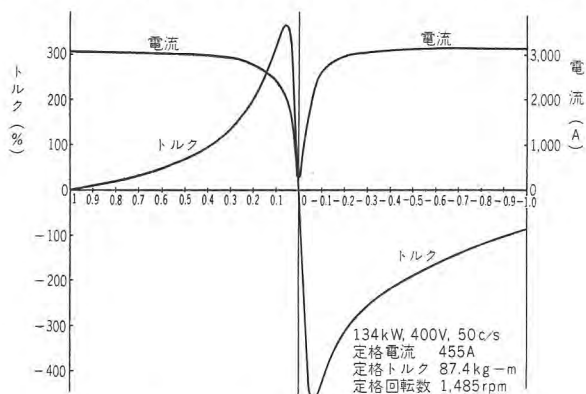


図 2.1 主電動機特性曲線

Fig. 2.1 Tractive motor characteristic curves.

がある。この変速方式としては気動車と同様に機械式、液圧式などが考えられるが、これらを比較検討した結果三菱グループとしては、流体継手と磁星変速機（電磁クラッチで遊星歯車式減速機の切換えを行なうもので英国の Cotal Chadburn 会社の宣伝販売によりコータル・ギヤと俗称されている）とを組合わせた電磁歯車式を採用した。図 2.2 はこの動力伝達装置で、主電動機・流体継手・磁星変速機・推進軸・終減速機・動軸・動輪と伝達される。

今回は試作のため、1 軸駆動であるが MT 編成に対しては M 車を 2 軸駆動としてこの装置を 2 組使用することも考えられる。

流体継手は駆動軸と被動軸の間に機械的連結がなく、両軸間にスベリを生じたとき油の運動エネルギーによって動力伝達されるもので、電磁クラッチ制御の磁星変速機が力行または回生ブレーキと惰行、および歯車比変更の切換えを行なったときのショック緩和の役目をする。

誘導電動機や流体継手などは一般の動力伝達装置に広く使用されているが、磁星変速機は戦前に三菱重工業で満鉄向け気動車用として小容量のものが製作された実績がある程度で使用例が少なく、この磁星変速機の製作と制御方法が試作車完成のかぎとなった。

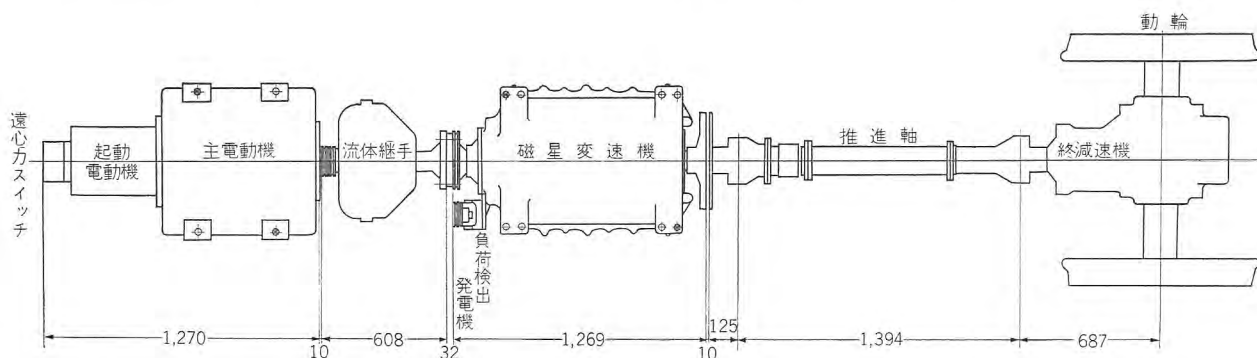


図 2.2 動力伝達装置

Fig. 2.2 Power transmission equipment.

構造簡単なカゴ形が選ばれ、力率改善のためには進相用コンデンサを設けることにした。定格電圧については、関連器具の耐圧強度の点から 6,000 V, 3,000 V をさけて 400 V が選ばれ、従来の電車で主電動機に近い定格回転数とするため四極とした。定格出力 134 kW は、最大電動速度 100 km/h での制御減速比を 1 としたとき最大制御減速比約 4 のときの流体継手特性による動輪粘着限界から決定された。図 2.1 にその特性曲線を示している。

2.2 動力伝達方式

定速度電動機を電車に使用するためには、なんらかの方法で動輪のトルクと速度とを連続的に変化させる必要

2.3 磁星変速機の制御

(1) 磁星変速機の原理

磁星変速機は数群の遊星歯車式減速機を備え、各群一対の電磁クラッチの切入により入力軸と出力軸の回転速度を変換させるものである。図 2.3 は今回試作の磁星変速機の内部構造を模型的に示したもので、遊星歯車は 3 群になっている。図中 N をつけた数字は各歯車の歯数を示し、A~F は電磁石を表わしている。

a. 第 1 歯車群

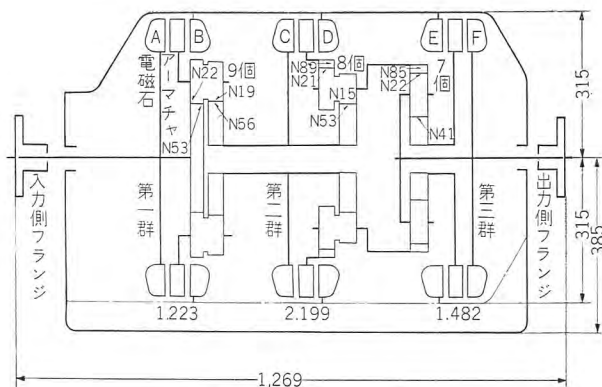


図 2.3 磁星変速機線図

Fig. 2.3 Skeleton diagram of "Cotal Gear" unit.

表 2.1 磁星変機制御表

	歯 車 比	同期速度 (km/h)	励磁電磁石
0 ノッチ	0	0	
1 "	1.000	100	ACF
2 "	1.223	82	BCF
3 "	1.482	67.5	ACE
4 "	1.814	55	BCE
5 "	2.199	45.5	ADF
6 "	2.691	37	BDF
7 "	3.260	30.5	ADE
8 "	3.989	25	BDE

2 個の太陽歯車とそれらにかみ合う 9 個の二段遊星歯車からなり、第 1 太陽歯車が入力軸に、第 2 太陽歯車が出力軸に固定されている。いま A 磁石を励磁し遊星歯車軸を入力軸側と一体にすれば、第 1 群全体が直結状態となり歯車比 G_A は $G_A=1$ となる。また B 磁星を励磁して遊星歯車軸を固定すれば、通常の減速機と同様に歯車比 G_B は

$$G_B = \frac{56 \times 22}{53 \times 19} = 1.223$$

となる。

b. 第 2 歯車群

各 1 個の太陽歯車、内歯車とこれらにかみ合う 8 個の二段遊星歯車からなり、太陽歯車が入力軸側、遊星歯車が出力軸側になっている。C 磁石を励磁すれば 2 群全体が一体となって回転し、歯車比 G_C は $G_C=1$ となる。また D 磁石を励磁すれば内歯車固定の遊星歯車減速機となり、歯車比 G_D は

$$G_D = 1 + \frac{89 \times 15}{53 \times 21} = 2.199$$

となる。

c. 第 3 歯車群

各 1 個の太陽歯車、内歯車とこれらにかみ合う 7 個の遊星歯車からなり、内歯車が入力軸側、遊星歯車軸が出力軸側になっている。E 磁石を励磁すれば太陽歯車固定の遊星歯車減速機となり、歯車比 G_E は

$$G_E = 1 + \frac{41}{85} = 1.482$$

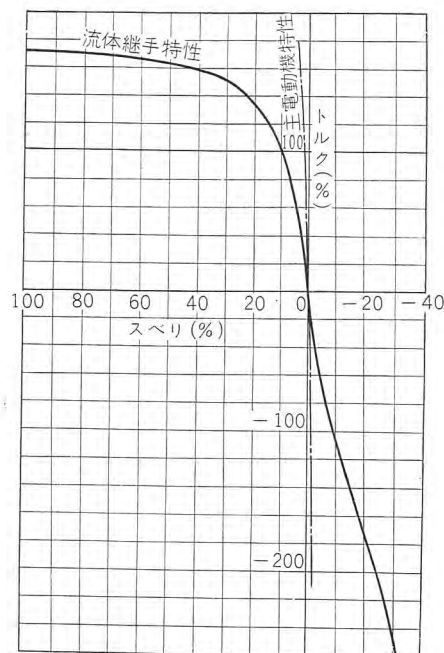


図 2.4 流体継手特性曲線

Fig. 2.4 Hydraulic coupling characteristic curves.

となる。

F 磁石を励磁すれば第 3 群全体が一体となって歯車比 G_F は $G_F=1$ となる。

以上 3 群の遊星歯車の組合わせ制御によって表 2.1 に示すように $2^3=8$ 段の減速比を得ることができる。今回試作のものは 8 段変速としたが、実用上は 4 段変速で十分と思われ、遊星歯車も 2 段に減らすことができる。

(2) 運転特性

図 2.4 にこの試作車用としてとくに改良した流体継手の特性を示す。伝達トルクは駆動軸と被動軸との相対スベリによって定まり、スベリ 100% の伝達トルクをストールトルクと呼ぶが、主電動機の負荷トルクはこれをこすことはない。このトルク特性を磁星変速機の変速制御と組合わせて電車運転特性としたのが図 2.5 で、8 本のノッチ曲線となって表わされている。この電車では制御減速比が小さいほうから 1, 2, …, 8 ノッチと称しているが、いま運転のため 1→8 ノッチと操作すると 1 ノッチのストールトルクにより起動し、ノッチ進めに従って漸増するトルクによってなめらかな加速が行なわれた後 8 ノッチでは平たん線の場合約 25 km/h となってつりあう。さらに増速するためには 8→1 ノッチと操作するが、進段ショックを少なくし効果的に加速するためには一般の電車の限流制御と同様に流体継手の特性曲線上において % トルク変化が同一となるよう太線で示した経過をたどって制御すべきである。

またノッチ選択は自動的に速度選択を行なうという意味をもっている。たとえば5ノッチをとれば、平たん線では約45 km/hで、25%上りコウ配では約40 km/h(主電動機 115% 負荷程度)でつりあい、25%下りコウ配では流体継手の被動側が駆動側よりいくらか高速となり主電動機を交流発電機として働かせるので自動的に電力

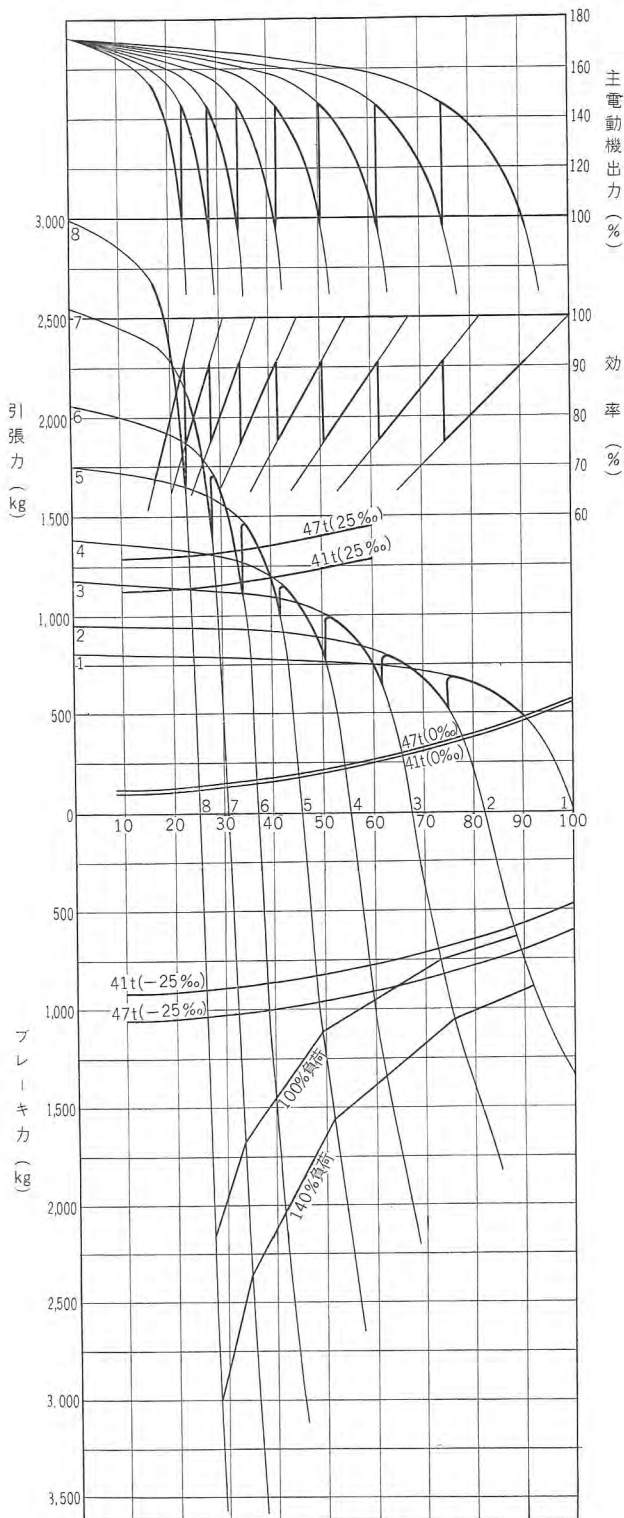


図 2.5 簡易交流電車 運転特性曲線
Fig. 2.5 Induction motor driven AC electric car performance curves.

回生ブレーキが行なわれ約 47 km/h 付近でつりあうわけである。このつりあい運転範囲は流体継手としても効率高くまたスベリも小さいので冷却方法もフィンによる自己冷却で十分である。

2.4 主電動機の起動と逆転

(1) 起 動

主電動機の起動については種々検討の結果、コンデンサ起動の单相誘導電動機により所要回転数まで引上げた後、遠心力スイッチの作用により自動的に主電動機用接触器が投入されるようにした。この起動電動機の定格出力は電車線電圧が 20 kV のとき、全起動時間を約 10 秒とする条件で 7.5 kW を選び、また遠心力スイッチの動作点も起動時間を最小とする条件により 800 rpm に定めた。図 2.6 は定格電圧における特性である。

なお起動時の負荷トルクを最小に保つため、磁星変速機は消磁され、直接負荷となる空気圧縮機は主電動機用接触器が投入するまで無負荷運転されるよう連動を設けた。

(2) 停止と逆転

主電動機を停止する場合接触器を開いて放置しておくだけでは回転部の慣性により相当長時間かかり、つづいて電車の逆行を行なうために逆転が必要な場合不都合があるので、つぎのように処置することとした。

主幹制御器の主ハンドルで接触器が開くよう操作した後、逆転ハンドルを切位置に移すと磁星変速機が減速比 1 に励磁され、空気ブレーキがかけられた電車負荷が流体継手を経て主電動機側にかかるようにした。このとき遠心力スイッチの復帰により停止表示灯が点灯すれば約 600 rpm 程度以下に減速しているの、上記逆転ハンド

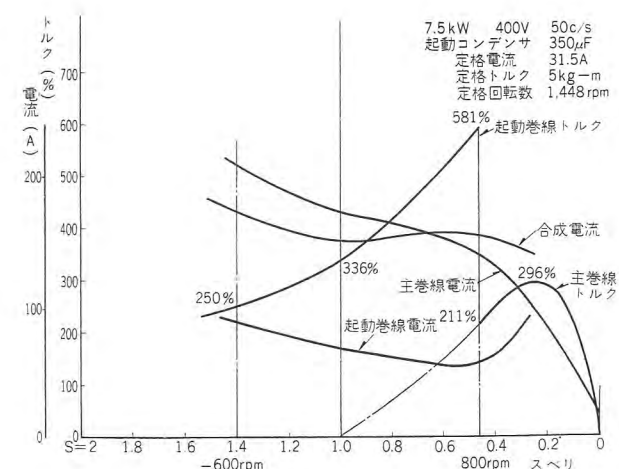


図 2.6 起動電動機特性曲線
Fig. 2.6 Starting motor characteristic curves.

ルを逆行位置に移した後主ハンドルを起動位置に進め起動スイッチを押すと図 2.6 の左半分の特性を経てスベリ 100% の停止点を通った上で右半分へと移行し正常起動どおりの作用が行なわれる。なお逆転のための起動電動機巻線の接続換えは主幹制御器中の逆転ドラムで行なわれるようにした。

表 2.2 に起動および逆転時の計画所要時間表を示している。

表 2.2 計画所要時間表		計画 負荷 $GD^2=96.3\text{ kg}\cdot\text{m}^2$			
条 件	項 目	正 常 起 動		逆 転 操 作	
		起動電動機による 0~800 rpm	主電動機による 800~1,500 rpm	起動電動機による -600~800rpm	主電動機による 800~1,500rpm
定格電圧 (400 V)		9.37 sec	1.24 sec	19.99 sec	1.24 sec
20% 電圧降下時 (320V)		15.9 sec	2.2 sec	31.1 sec	1.95 sec

3. 要 目

- (1) 電車形式 クモヤ 790-11 (改造車)
 - 自 重 38.3 t
 - 定 員 104 名
 - 車 体 長 16,200 mm
 - 車 体 幅 2,805 mm
 - 車 体 高 さ 3,500 mm
 - パンタ折りたたみ高さ 4,090 mm
- (2) 電気方式 50 c s 20 kV (+10%, -20%)
- (3) 主電動機 单相誘導電動機 1 台
 - 50 c s 400 V 4 P 134 kW 連続
- (4) 動力伝達装置
 - a. 流体継手 134 kW 連続
 - b. 磁星変速機 電磁クラッチ切換式 (8 段)
 - 最大減速比 3.99
 - c. 終減速機 減速比 2.46
- (5) 動輪直径 910 mm (計算用 870 mm)
- (6) 最大引張力 3,060 kg (176% 負荷)
- (7) 最大運転速度 100 km/h
 - 平たん線つりあい速度 90 km/h
- (8) 制御方式 磁星変速機用電磁クラッチ切換え
 - 制御電源 DC 100 V
- (9) ブレーキ方式
 - 抑速用 電力回生ブレーキ (8 段)
 - 停車用 空気ブレーキ

4. 特 長

- (1) 電力回生ブレーキはすべてのノッチで可能である
- 簡易交流電車・河野・高柳・八木・和田・小川・管田

る。

動軸側から主電動機を定速回転以上に駆動することにより、そのまま自動的に発電機として作用し電力回生ブレーキが行なわれるが、磁星変速機を利用するので 1~8 のすべてのノッチに対して有効である。

(2) 速度制御は磁星変速機の電磁クラッチ切換えだけでよい。

主電動機はつねに定速度で回転しており、力行または回生ブレーキと惰行との切換えおよび速度ノッチの変換は電磁クラッチの励消磁、または励磁クラッチの組合わせ変更だけでよいので、速度制御のための抵抗制御や電圧タップの切換えは不要であり、したがって主変圧器も簡単になる。

(3) コウ配路線においても速度ノッチ選定だけで自動的に定速度運転が行なわれる。

コウ配の程度や上り下りに関係なく、選定したノッチを保つことにより自動的に引張力を増し、また回生ブレーキ作用を行なうものであるから、器具および運転操作が簡単化される。なお電車線電圧の変動が生じて選定ノッチに対する速度は変化しない。

(4) つりあい運転は流体継手のスベリが数 % のところで行なわれるため効率の点で他の伝達方式（たとえば流体変速機式）よりもすぐれている。

これは回生ブレーキが広範囲に使用できる点とともに経済上の利点となっている。

(5) 主電動機付設の起動電動機により逆転するようにしてあるので機械的逆転機を必要としない。

起動電動機の起動巻線端子の接続換えは主幹制御器の逆転ドラムで行なうので、電気品としても別設装置は不要である。

(6) 主電動機はカゴ形誘導電動機で構造が簡単であり、しかも定格 400 V として関係機器の絶縁保守を容易にしている。

したがって少々ほこりや雪などによる絶縁低下はほとんど問題にならないので、電機品の保守は簡略化される。

(7) 流体継手は外側に冷却フィンを設けた自冷式である。

したがって熱交換機などの特別な冷却装置は不要で保守も簡単となる。

(8) 速度制御は電磁的に行なわれるので、総括制御が容易で、編成電車用に適している。

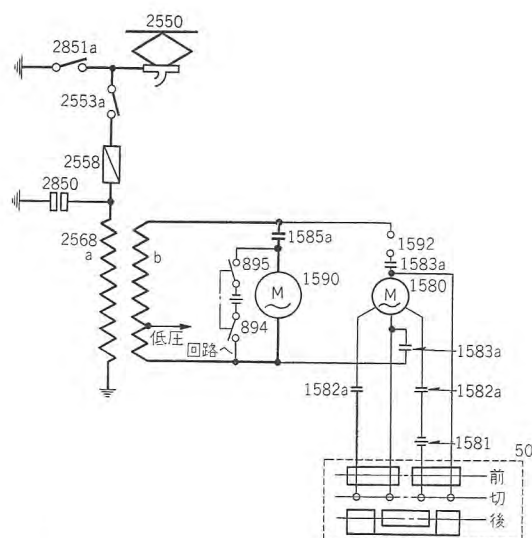
今回の試作車は単車運転を目標としたので、連結用引

通し線は設けられていない。

5. 回路

5.1 主回路

図5.1に示すとおりきわめて簡単である。簡易シャ断器の投入、シャ断は主電動機、起動電動機両方の接触器が開路している状態で行なわれるよう主幹制御器で規制されているので、このシャ断器は主変圧器の励磁電流程度の小電流を投入、シャ断するだけの性能を備えているにすぎない。また主電動機用接触器は簡単化のために片側だけにしか設けてない。避雷器を主ヒューズの後に設けたのは、電車線側の電氣的共振などによる避雷器動作後の異常接続電流のシャ断を主ヒューズに受持たせたためである。



2550	パンタグラフ	1580	起動電動機
2553	簡易シャ断器	1581	起動コンデンサ
2558	主ヒューズ	1582	同機用接触器
2568	主変圧器	1583	起動電動機用接触器
a	一次コイル	1585	主電動機用接触器
b	二次コイル	1590	主電動機
2850	避雷器	1592	起動電動機用シャ断器
2851	保護接地スイッチ	50	主幹制御器

図 5.1 主回路

Fig. 5.1 Main circuits.

5.2 制御回路

両運転室に設けた制御回路シャ断器投入によって制御電源が得られ、主幹制御器によりつぎのように操作が規制されている。

「DS 切」 簡易シャ断器開路、パンタ上げ下げ両スイッチの電源

「OO」 主幹制御器のキーロック

「・(青色)」 簡易シャ断器投入、主電動機用接触器のシャ断、主電動機の停止と逆転操作

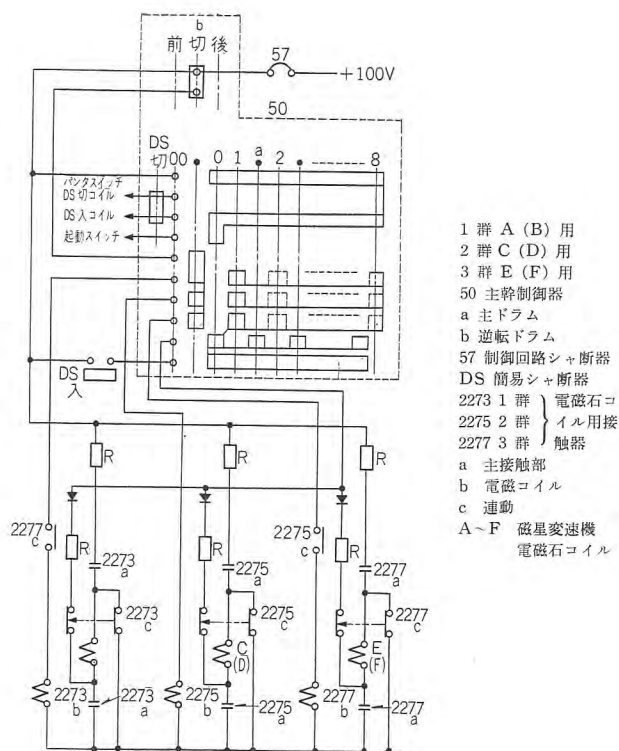


図 5.2 制御回路

Fig. 5.2 Control circuit.

「O」 主電動機の起動操作、電車の惰行

「1~8」 電車の力行または抑速

この「1~8」の各ノッチ間には「・(赤色)」のマークがあり、図5.2に示すように磁星変速機的全電磁コイルに0.2A程度の消磁電流が流れるようにしてある。また励磁電流の立上りを早めるため電磁コイル回路には制御抵抗器を設けたこと、電磁コイル用接触器の連動により2群, 3群, 1群の順序で電磁クラッチが投入するようにしたこと、および消磁回路にセレン整流器を設け一対の電磁コイル間で生ずる循環逆電流を防止したことによりノッチ切換は円滑かつ急速に行なわれる。

5.3 保護装置

(1) 雷撃 避雷器がとぶ

(2) 主変圧器の一次側または二次側の短絡

主ヒューズが切れる

(3) 直流区間への冒進 同じく主ヒューズが切れる

(4) 接地事故

a. 一次側パンタと主ヒューズ間のときは変電所のシャ断器が開く。主ヒューズと主変圧器間のときは主ヒューズが切れる。

b. 二次側のときは接地表示灯が点灯する。

(5) 表示計器

a. 交流電圧計 電車線電圧

- b. 交流電流計 二次側全電流
- c. 直流電圧計 蓄電池電圧
- d. 元空気ダメ圧力計 調圧 6.5~8 kg/cm²
- e. 制御空気ダメ圧力計 5 kg/cm²
- f. 運転表示計 流体継手被動側の回転速度
- g. 磁星変速機油圧表示灯 潤滑油系統の故障で消灯
- h. 停止表示灯 主電動機 600 rpm 以下で
点灯

(6) ノーヒューズシャ断器

起動電動機回路, 各低圧付属回路, 制御回路

6. 主要機器

6.1 主電動機および起動電動機

主電動機は連続定格 134 kW で単相誘導電動機としては世界最大の容量を誇りうるものである。主電動機の出力は流体継手, 磁星変速機を経て動輪を駆動するが, 一部出力は V ベルトを通して空気圧縮機を駆動する。主電動機は単相誘導電動機であるため, その起動には, なんらかの起動装置を必要とするが, この場合は, 単相誘導電動機 7.5 kW を使用し, コンデンサ起動方式とした。起動用コンデンサは 350 μ F で, 主電動機投入操作は起動電動機の軸端に設けられた遠心力スイッチを利用する。また, 主電動機は別に力率改善用の進相コンデンサを備えている。



図 6.1 起動電動機付 134 kW 主電動機

Fig. 6.1 134 kW main motor with starting motor.

(1) 要目

a. 主電動機

方式	単相誘導電動機	
	単相交流 400 V 50 c/s 4 P	
形式	閉鎖自己通風形	
定格	連続	1 時間
出力	134 kW	200 kW
電圧	400 V	400 V
電流	455 A	670 A

回転数	1,485 rpm	1,475 rpm
絶縁	H 種絶縁	
温度上昇限度	連続および 1 時間とも 155°C (抵抗法) AIEE 準拠 周囲温度 25°C	
重量	全備	1,340 kg

b. 起動電動機

方式	コンデンサ起動単相誘導電動機	
	単相交流 400 V 50 c/s 4 P	

形式 全閉形

定格 30 分

出力 7.5 kW

電圧 400 V

電流 31.5 A

回転数 1,448 rpm

絶縁階級 A 種絶縁

温度上昇限度

85°C (抵抗法) JEC-132 準拠 周囲温度 25°C

c. 起動用コンデンサ

容量 350 μ F

定格 単相交流 1,000 V 50 c/s 30 分定格

方式 紙コンデンサ

重量 195 kg

d. 進相用コンデンサ

容量 800 μ F

定格 単相交流 400 V 50 c/s 連続定格

方式 紙コンデンサ

重量 153 kg

進相用コンデンサ使用時の回路力率 91%

e. コンデンサ箱

取付方法 防振ゴム付つり下げ締付け

重量 500 kg (上記 2 個のコンデンサを含む)

(2) 巻線方式ならびに起動方式

主電動機の巻線方式としては, つぎの種類があげられる。

a. 90 度分布の集中巻線を施す方式

b. 90 度分布の分布巻線を施す方式

集中巻線は, 各ミゾに収めうるコイルの巻数を任意に選ぶことにより, 主磁束の波形を正弦波形式にすることのできる正弦波巻線を採用することができ, 高調波の影響を抹殺できるから電動機のトルク特性に関してきわめて有利である。

しかしながら, 巻線形状が全部異なるため, 大容量電

動機では、フォームドコイルを使用している関係上、工作的にみてきわめて困難で、とくに主電動機に起動巻線を設ける場合に、その工作はいっそう困難となる。また集中巻線ではコイルピッチを適当に選定すれば、主巻線だけのミゾの利用率为 75~80% にすることができる。

分布巻線では、コイルの形状は 1 種類で、工作上容易であるが、コイルの巻数の選定ができないから主磁束波形がひずみ、多くの高調波を含む結果となり特性上好ましくない。また主巻線のミゾの利用率は 50% となり、はなはだ不経済である。このような理由により、一応工作上的の困難はあっても集中正弦波巻線を使用したほうが好ましく、この線に沿って設計を進めた。しかしながら起動巻線を設け起動用コンデンサを用いて起動する場合コンデンサの容量は非常に大きくなる。すなわち、コンデンサ起動で、一般的なトルク特性を条件とした場合、容量は 3,000~4,000 μF で、その端子間の電圧は 2,000 V 前後に達する。そのために機器全体が低圧を使用しているのに、コンデンサだけが高圧となり、絶縁上相当な考慮を払わなければならないことはきわめて不経済で、また容量的にみても、コンデンサの大きさ、重量は、主電動機をしのぐ数値となり、不都合である。このような点から、一応、起動方式としては比較的、設備の簡単ですむ起動電動機を使用する方式を採用した。起動電動機は、一般に主電動機に比し小容量であるから、熱容量の点で問題となるが、起動ひん度は、用途からみて 1 日に数回程度であり、運転上支障はないものと思われる。

このようにして、起動電動機を使用する方式を採用することとし、主電動機には、主巻線だけの、集中正弦波巻線を施すことにしたので、工作上的の作業困難の問題は半減された結果になった。

(3) 構造

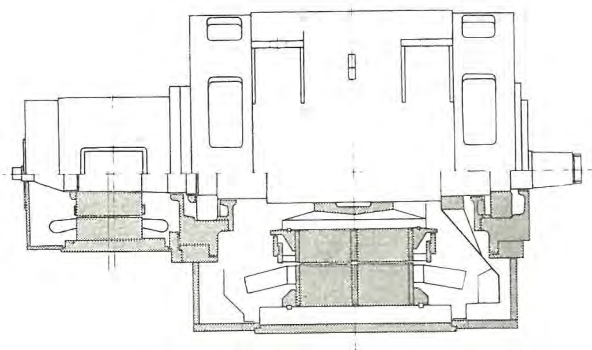


図 6.2 主電動機断面図
Fig. 6.2 Cross section of main motor with starting motor.

主電動機は、走行中の車体の振動や、衝撃に十分耐えうるよう全鋼板溶接製を採用した。反負荷側軸端には、起動電動機および操作用遠心力スイッチがオーバーハングされている。

a. 通風方式

閉鎖自己通風形とし、反負荷側ブラケット上部通気口より吸気し、負荷側ブラケット上部通気口より排気する軸流通風方式とした。

b. 軸受構造

軸受には、負荷側はローラベアリング、遊び側には、ラジアルボールベアリングを使用し、軸箱構造は、カートリッジ形とした。この方式は、ブラケットをとりはずしたとき軸受は軸箱に保護されたまま残る構造である。軸箱には、給油口および排油口が設けられている。

c. 固定子構造

固定子鉄心には、高性能ケイ素鋼板を使用して、無負荷電流と鉄損の減少を計った。固定子コイルは前述のよ

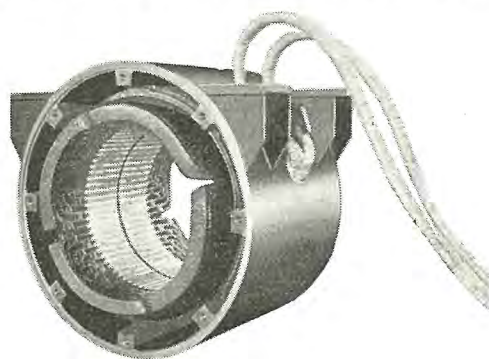


図 6.3 主電動機固定子
Fig. 6.3 Stator.

うに集中正弦波巻線とし、完全 H 種絶縁を採用して、過負荷に十分耐えうるようにした。口出線は端子箱を設けず、直接フレームより外部に引出す構造とした。

d. 回転子構造

単相誘導電動機であるため、とくに、回転子抵抗および表皮効果の大小が特性に大きい影響を与える。そのため、普通カゴ形とし、逆相電流のスベリ周波数による影響を少なくするためミゾは浅くし、抵抗を低くするため、ミゾ幅を広くとる構造とした。エンドリングも、抵抗低下と熱容量増大の観点より、十分余裕のある大きさとした。とくに起動時、回転子導体に生ずる集中的発熱に対しては、十分考慮し、回転子導体は半径方向だけ拘束し、軸方向に対しては、自由に動きうる構造とした。

e. 軸端部

負荷として、流体継手が、主電動機軸端に、オーバハ

ングされる。とくに、電車起動時には、流体継手の被動側はストールされるため、油の乱流により、相当の振動が、主電動機に伝達される。これらの振動に、十分耐えようよう、軸材の選定について考慮し、軸端部の形状寸法については慎重な検討を行なっている。軸端部は 1/15 のテーパで、強度計算上、安全率は 10 以上にとっている。

f. 起動電動機

起動電動機は、全閉形で、フレームは鋳鉄製である。

ベアリングはなく、主電動機軸にオーバハングされている。固定子コイルには PVF 線を使用し、普通の A 種絶縁とした。起動用であるため、回転子は高抵抗カゴ形とし、起動に際して、回転子に集中的に発生する熱量に対して十分の熱容量をもたせてある。

(4) 特 長

a. 連続定格 134 kW 1 時間定格 200 kW の单相誘導電動機としては、きわめて小形軽量で、同容量の三相誘導電動機よりも小形である。

b. 正弦波巻線の採用により、トルク特性が良好で、低速より、主巻線だけできわめて容易に起動できる。一般の小形单相誘導電動機では、スベリ 30% 付近において、主巻線が投入されているが、この電動機では 50% 付近で主巻線が投入でき、またこれ以下の回転数でも起動可能であることが確認されている。またスベリ 50%

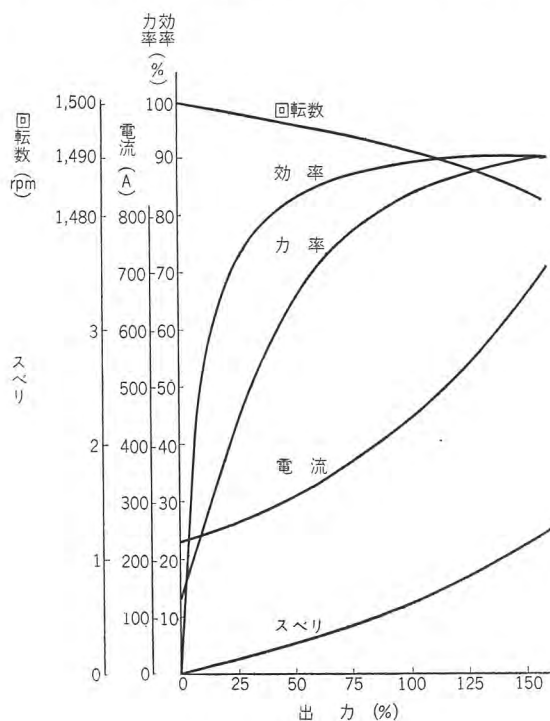


図 6.4 主電動機出力特性曲線

Fig. 6.4 Main motor output characteristic curves.

表 6.1 各部温度上昇表

※印：抵抗法 負荷は実負荷法 室温 13°C
規格 主電動機 AIEE 温度上昇限度 #155°C
起動電動機 JEC-132 # 85°C 周囲温度 25°C

	主電動機 固定子 コイル	主電動機 フレーム	ベアリング		起動電動機 フレーム	起動電動機 固定子 コイル
			負荷側	反負荷側		
全負荷 (134 kW) 連続運転後	# 125°C	73.5°C	50.0°C	24.0°C	13°C	—
150% 負荷 (200 kW) 1 時間運転後	# 155°C	—	—	—	—	—
起動電動機 全負荷 (7.5 kW) 30 分運転後	—	—	—	—	39.0°C	# 61.5°C

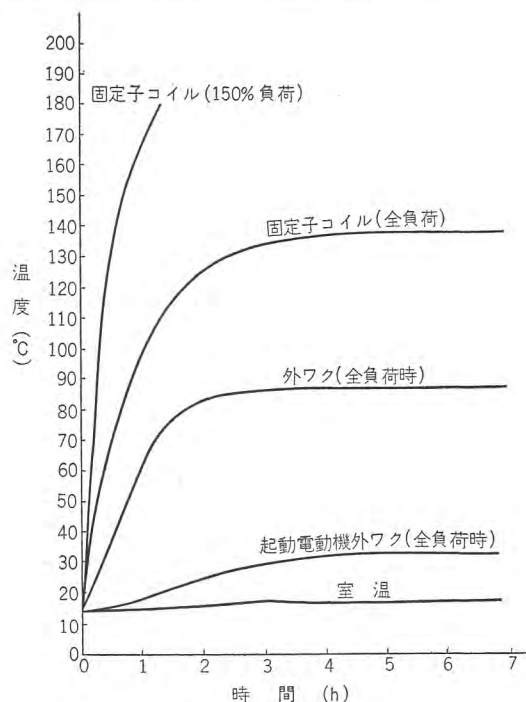


図 6.5 主電動機温度上昇曲線

Fig. 6.5 Heat run test results.

で、実に定格電圧の 1/10 の電圧でも、起動が可能であることが確認されている。

(5) 試験成績

工場試験において得られた主電動機特性曲線を 図 6.4 に、温度上昇結果を表 6.1、図 6.5 に示している。

これらの結果より、主電動機は、全負荷はもちろん、150% 負荷においても、H 種絶縁温度上昇値内にあり、特性上も十分その機能を発揮できることが確認された。

6.2 流体継手

図 6.6 に示すようにじゃま板、貯油槽付流体継手であるが、所要の特性を得るため種々の予備試験を行なった上でじゃま板、貯油槽の形状および油量を決定したものである。一端を球面コロ軸受により駆動軸にささえられた被動軸は同じく球面軸受で心出しを行なった上で磁星変速機入力軸に取付けられるが、油止装置はペローとバネを組合わせた金属シールになっている。なお試験用として運転中の油温測定ができるよう熱電対とスリップリ

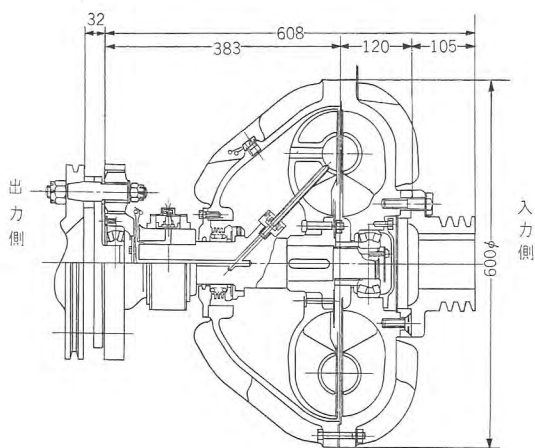


図 6.6 流体継手構造図

Fig. 6.6 Construction of hydraulic coupling.

ングが設けてある。

6.3 磁星変速機

134 kW 電動機用であるが、回生ブレーキに対しても支障ないよう実際には 200 kW の容量を有している。A～F 電磁クラッチは定格 32 V、吸引力は 6,000 kg であり、可動継鉄の全すきまは約 0.8 mm で、図 6.7 に上ブタを取はずした内部を示している。内部は絶えず油潤滑が行なわれ、油中の鉄粉は磁石製コシ網部で除去され高速回転する遊星歯車には十分吟味したニードルベアリングを使用している。なおこの八段式変速機は昭和 33

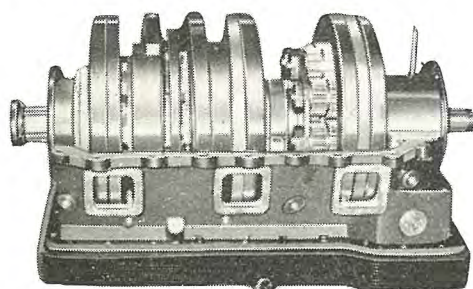


図 6.7 磁星変速機

Fig. 6.7 Cotal gear unit.

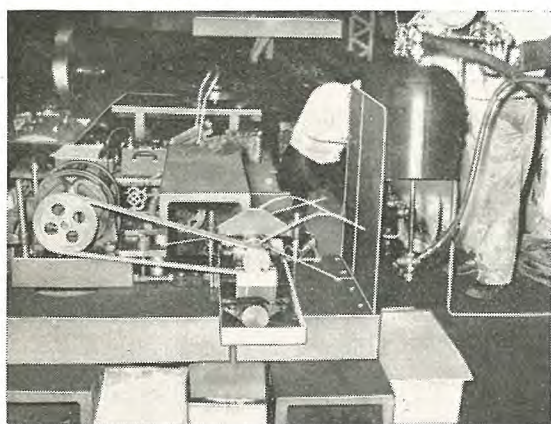


図 6.8 ニードルベアリング荷重試験

Fig. 6.8 Fatigue test of needle bearing.

年度の運輸省試作研究補助金を受けて製作したものである。図 6.8 にニードルベアリングの単体荷重耐久試験の状況を示している。

6.4 推進軸と終減速機

直角カルダン駆動であって、両端に自在継手を有する推進軸と終減速機により動力を伝達している。終減速機は逆転機作用を必要としないので、1 組のスパイラル・ベベル・ギヤで構成され、気動車用などに比べ簡単になっている。

6.5 パンタグラフと保護接地スイッチ

この試作車の最高速度が 100 km/h であるので、集電

装置はパンタグラフとしたが、補助空気圧縮機（ベビコン）を省略するためバネ上昇式とし、20 kV 級の絶縁ガイシを用いた手動掛金はずし装置が設けてある。

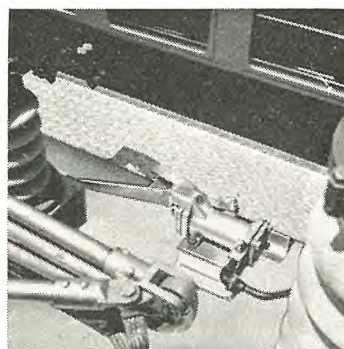


図 6.9 保護接地スイッチ

Fig. 6.9 Protecting ground switch.

保護接地スイッチは

図 6.9 に示すように空気投入・バネ復帰式で、パンタグラフの台ワク部に取付けられ、別設した電磁弁によって操作される。

6.6 簡易シャ断器

従来の交流機関車用空気シャ断器を簡易化したもので、バネ投入電磁空気引はずし式であるが、圧縮空気のない場合はハンドルを用いて手動投入することができる。将来 134 kW 級の主電動機 2 台装備の場合でも流用できるよう定格は 23 kV 20 A シャ断電流 4 A、投入電流 50 A としたもので、操作空気圧は 6.5～8 kg/cm² である。外観を図 6.10 に、23 kV 4 A シャ断試験オシログラムを図 6.11 に示している。

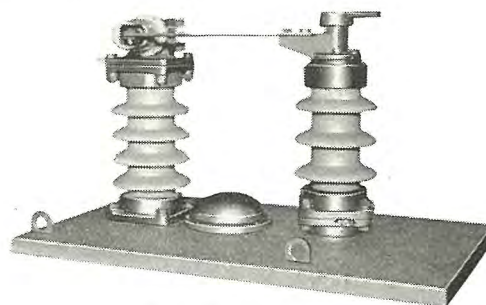


図 6.10 簡易シャ断器

Fig. 6.10 Simplified air blast circuit breaker.

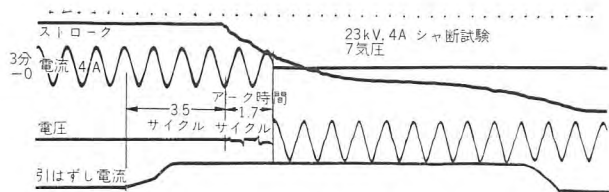


図 6.11 簡易シャ断器シャ断試験オシログラム

Fig. 6.11 Oscillogram of air blast breaker interruption test.

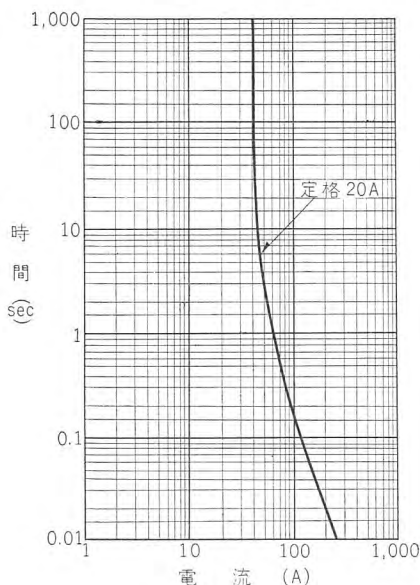


図 6.12 主ヒューズ溶断特性

Fig. 6.12 Main fuse melting time-current characteristics.

6.7 主ヒューズと避雷器

主ヒューズの定格は種々検討の結果、5.3 に述べた保護条件をも満足したので 20 A とした。図 6.12 にその溶断特性を示している。

避雷器は ED 70 形交流機関車用と同じ LA 100 形を使用している。

6.8 主変圧器

内鉄形自冷密封式の不燃性油を使用した 203 kVA 連続定格であって、電流計用変流器を内蔵している。取付

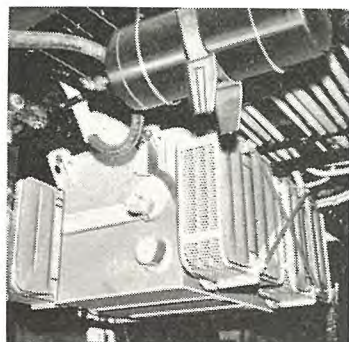


図 6.13 主変圧器 203 kVA
20 kV/440-140 V

Fig. 6.13 Main transformer.

状態は図 6.13 に示すとおりで、一次側特別高圧ケーブルは屋根上の貫通ブッシングから運転室の仕切柱内を通して床下に降され所定の絶縁を行なって接続されている。

6.9 制 御 箱

主電動機用、起動

電動機用および磁星変速機電磁コイル用の接触器類を主として収めてあって、主電動機回路以外の外部接続にはキャノンプラグを使用している。主電動機用接触器の定格は AC 450 V, 450 A 連続であり、所要最大シャ断電流は 2,000 A としたが、図 6.15 にそのシャ断試験のオシロを示している。

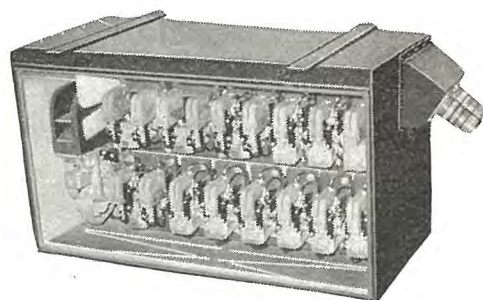


図 6.14 制御箱

Fig. 6.14 Control box.

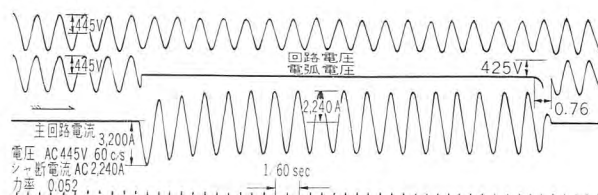


図 6.15 主電動機用接触器シャ断試験オシログラム

Fig. 6.15 Oscillogram of main motor contactor interruption test.

6.10 主幹制御器と運転表示計

この試験車はノッチによって、速度選択を行なうことになるので、主幹制御器は運転席の右側に配置され、主ハンドルやノッチ板は図 6.16 に示すように機関車形式のものにしてある。なお外部配線にはキャノンプラグを用いてぎ装し便利にしてある。

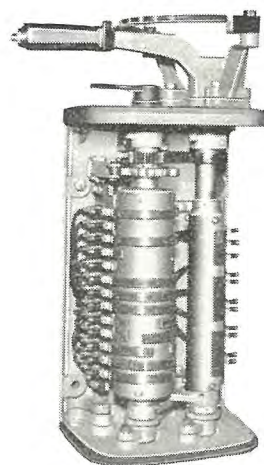


図 6.16 主幹制御器

Fig. 6.16 Master controller.

また運転扱いがやりやすいようにノッチ制御の指針として設けた運転表示計（交流電圧計）は、運転室の隅柱に取付けられ、流体継手被動軸の回転速度を検出用発電機の電圧出力としてつぎのように表示している。ただし、定格回転速度（スベリ 0 のとき）1,500 rpm=100%

「起動」	0~30%
「過負荷」	30~75%
「ノッチ進め」	75~90%

「運転」 90~100%
「ブレーキ」 100~152%

7. 運 転 試 験

7.1 工場組合わせ試験

この方式の電車としていちばん問題視されるのは磁星変速機であって、設計に先だち昭和13年製満鉄自動車用106kW四段式のもので改善予備試験を繰り返した結果、5.2に述べた改良制御回路を得たわけであるが、実際の変速機につきその耐久性と摩耗程度をあらかじめ調査する目的をかねて等価負荷試験を行なった。その状況

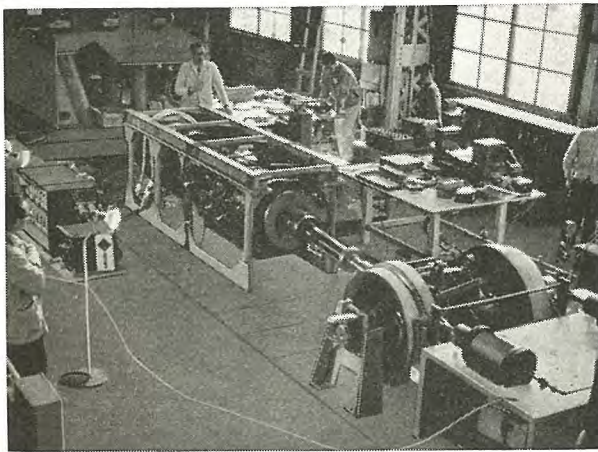


図 7.1 工場組合わせ試験

Fig. 7.1 Power transmission equipment on testing bed.

は図7.1に示すように動力伝達装置全体を組合わせた上で、動輪には回転負荷の付設と空気ブレーキ装置による制輪子ブレーキの適用により現車に近い負荷を作用させた。なお短期間に耐久性を調査するため、電源周波数は60c/sとして20%増しの速度で実施した。

総合的な制御性能としては実測例を図7.2に示すとおり、消磁保ち時間の意識はまったく必要とせず、ただ単に電磁クラッチの切換過程として消磁状態を経れば不具合なくノッチ操作が行なえることが確認された。またノッチオフ操作後もわずか約1.5秒で惰行状態にはいり、惰行運転中も異状がないことが確かめられた。耐久試験については、各ノッチ各5時間ずつ切入の繰り返しを行ない分解調査したが、各電磁石の吸着面

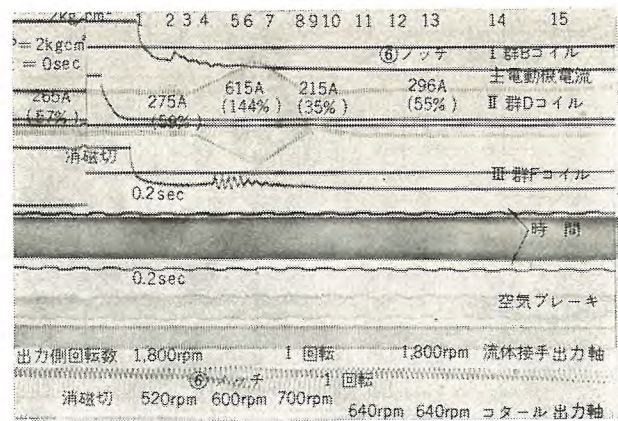


図 7.2 ノッチ切換工場試験オシログラム

Fig. 7.2 Oscillogram of notch changing on bed test.

は正常なスベリ軌跡だけで異状は生じていなかったのが現車における長期使用結果を待つことにした。

また、50c/sでの起動および停止逆転試験のオシロ記録を図7.3、7.4に示している。工場電源設備の関係で主電動機用接触器投入時に過渡的に電流、電圧ともに下がっているが、400Vのとき遠心力スイッチ動作までの起動時間は9.5秒で設計予定9.37秒とよく一致しており、20%電圧低下時でも18.5秒程度であった。また停止逆転も予定どおり十分実用できることを確かめた。

7.2 現車試験

国鉄交流電化試験線区仙山線での試運転は6月12、13日に作並、北仙台間で行なわれたが、そのときの各ノッチにおける速度計指示の一例を表7.1に示すように運転特性は計画値とよく一致しており、回生ブレーキ効果も予想どおりの性能を示している。

3往復後の温度測定結果は表7.2に示すとおりで、各部とくに流体継手の温度は十分実用限度内であってさらにか酷な使用に耐えられるものと考えられる。

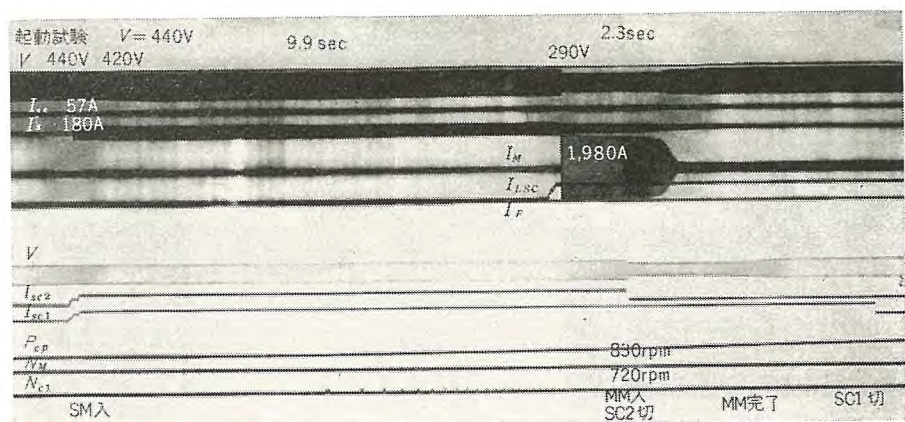


図 7.3 主電動機起動試験オシログラム

Fig. 7.3 Oscillogram of main motor starting test.

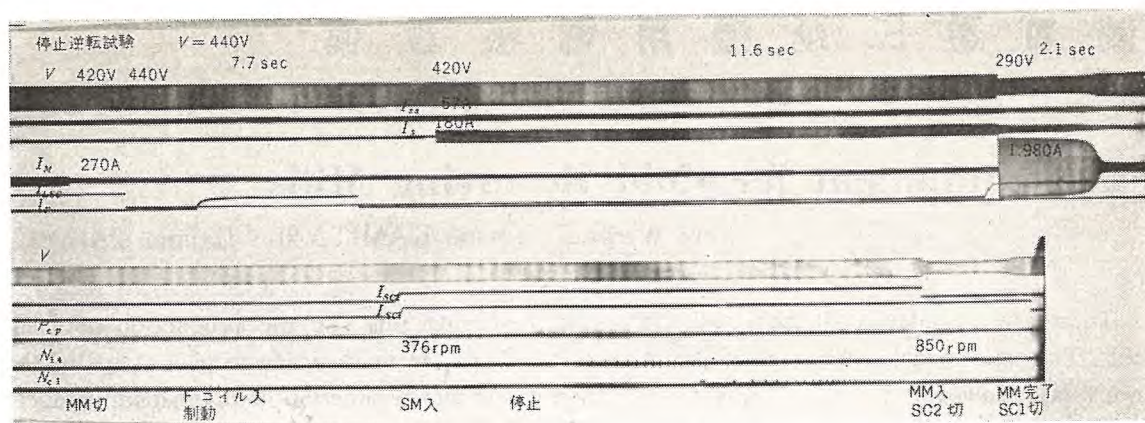


図 7.4 起動電動機による逆転試験オシログラム

Fig. 7.4 Oscillogram of main motor anti-rotation test by mean of starting motor.

惰行移行時には、電磁クラッチの残留磁気による惰行障害はまったく現われず、主ハンドルをノッチ・オフにすれば負荷表示器の指針はただちに無負荷を示していた。

電車起動時は1ノッチで静かに動き始め8ノッチへ順次操作を進めると漸次加速力が増すのが感じられる程度であり、ノッチ進め操作時のショックは操作具合によって多少異なるが運転表示計の「ノッチ進め」範囲でハンドル操作を行なうことにより問題になるほどのショックは生じないものと思われた。また1, 3, 5, 7の4ノッチだけを使用して運転した結果では、ショック程度は8段の場合と同様であるので四段式としても実用上さしつかえ

ないものと認められた。

回生ブレーキによる下りコウ配の抑速は実に快適で、各速度ノッチに対してその真価を発揮し好評を得た。

主電動機の全起動時間は電車線電圧 20.5 kV のとき約 8.5 秒であった。また急速停止—逆転作用も動輪に空気ブレーキをかけて反トルクによるショックを打消すことにより実用できることが確かめられた。

このように試運転で得られた性能特性はほぼ設計どおりであって好成績を収めたものと判定される。

8. む す び

世界でも類例が少ない単相誘導電動機駆動の簡易交流電車はやっと生れたばかりであるから、今後の使用実績にもとづいてさらに改良と試験を必要とするであろう。

また別形式の動力伝達装置の研究開発や、さらに電車線電圧と誘導電動機の定格電圧との関係などのように地上設備と電車機器との間の相対的検討問題も残されている。したがって地方線区用簡易交流電車の制式化は後日のことになろうが、この磁星変速機方式については一応の成功を収めたものと考えられる。

今回の試作試験にあたり、種々ご指導いただいた運輸省、国鉄関係当局の各位ならびにご協力いただいた近畿車両、新三菱重工および社内関係各位に対して心から御礼申し上げる。

表 7.1 走行試験記録

ノッチ	コウ配(0/100)	速 度 (km/h)		回生電流値 (A)
		速度計読み	計 画 値	
4	25 下り	58	56.5	350
5	0	42	43.5	
	20 上り	37	39.5	
6	25 上り	31	32	

表 7.2 温度測定記録 (°C)

測定箇所	測定駅名	北 仙 台	作 並	(許容限度)
終減速機小歯車軸		81	70	(100)
磁星変速機歯車箱	出 力 側	64	71	(80)
	中 央		69	
	入 力 側	71	72	
磁星変速機油温			76	
流体継手囲い		56	59	(110)
主電動機ワク		73	78	(110)
起動電動機ワク		48	35	(60)
外気温		22		

6 月 12 日 第 3 運行時測定

冷間可逆圧延機用電機設備

神戸製作所 紙谷鉄男*・高月 一**

Electric Equipment for Cold Reversing Mills

Kobe Works Tetsuo KAMITANI・Hajime TAKATSUKI

There are a tandem cold strip mill and a cold reversing mill for the production of sheet steel. The tandem cold strip mill is the most suitable for the mass production of strips of the same kind. However, in such a market as in Japan where the production of diversified products are required on a small scale, the cold reversing mill is much preferred because of flexibility in operation, ease of change in the rolled products and inexpensive cost of building it. But the mill may give full play to its ability only when electric equipment to drive it satisfactory. In the latest installation of a 53.34 cm and 142.24 cm×203.2 cm mill of the kind at Tobata plant of Yawata Steel Mill, Mitsubishi has supplied the electric equipment which is a record product, the capacity amounting to 17,000 kW even for the main apparatus only.

1. ま え が き

薄鋼板を生産する圧延機としては、主として連続冷間圧延機 (TANDEM COLD STRIP MILL) と可逆冷間圧延機 (REVERSING COLD STRIP MILL) が使用されている。すでに本誌でも紹介されているようにタンデムコールドミルは同一品種のストリップの多量生産に最適のものであるが、わが国のように市場が雑多な品種の小規模な生産を必要とするような状況では運転の流動性に富み、圧延品種の生産の変換の容易性、ならびに建設費の安価な点でコールドレバーシングミルは多く採用されている。今回八幡製鉄戸畑工場に 53.34 cm and 142.24 cm×203.2 cm 四段ロール可逆冷間圧延機 (メスタ社製) が建設され、その電機品を当社にて納入した。この種機械の小形のものに対する電機品はすでに数セット実績をもっていたが、今回のものは主要電機品だけでおよそ 17,000kW に及ぶ大容量のものであり当社にとっても記録的なものである。簡単にその紹介を行なうものである。

2. 機械の概略

この機械はワークロール径 53.34 cm、バックアップロール径 142.24 cm、ロール幅 203.2 cm の四段ロールの圧延機である。圧延材料は板厚 2.3～5 mm、板幅 760～1,850 mm で数回の圧延で 0.4～2.3 mm の厚さの最終製品が生産される。速度は圧延のときは最高 500 m 毎分であり、シート板のスキンパスのときは最高 180 m

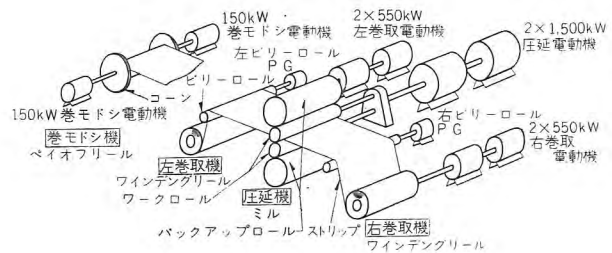


図 2.1 冷間可逆圧延機簡略図

Fig. 2.1 Schematic arrangement of cold reversing mill.

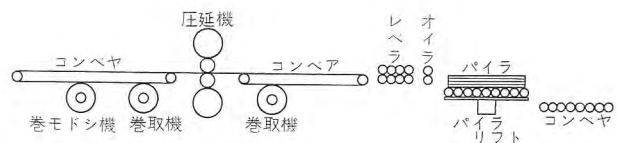


図 2.2 シートスキンパスおよび冷間可逆圧延機概略図

Fig. 2.2 Schematic arrangement of sheet skin pass and cold reversing combination mill.

毎分である。この機械の概略を図 2.1 と図 2.2 に示している。この圧延機はコイルの圧延だけでなくスキンパスミルとしても使用し、またシート板のスキンパスミルとしても使用される。レバーシングミルとして使用する場合には、ホットストリップミルからのホットコイルがコーンタイプのペイオフリールに入れられ、圧延機で圧延されて右巻取機に巻取られる。つぎのパスでは逆転してストリップは圧延機でさらに薄くされて左巻取機に巻取られる。この作業を数回行なって所定の厚みの製品とする。シート板のスキンパスのときは、シート板はシートチャージャーからシートコンベヤに移され、圧延機でスキンパスされ、レベラで矯正されオイラで板の裏表に塗

油してパイラに積重ねる。したがってこの場合には巻取機およびペイオフリールは使用されない。

3. 回転電機の仕様

主要回転電機は表 3.1 に示すとおりで、主駆動関係はすべて直流機である。圧延用および巻取、巻モシ直流電動機は低慣性についてとくに注意を払って設計されたもので、この低慣性こそ冷間圧延の運転特性を決定する重要なファクタであり、すべてタンデム電機子形を採用したことはいうまでもなく、整流条件の許す範囲で電機子径を小さくし、構造的には回転部を鋼板溶接構造として GD^2 を極力小さくした。

なお主要直流機はすべて米国 NEMA 規格によるもので、B 種絶縁、温度上昇限度 40°C、125% 負荷 2 時間での温度上昇限度は 55°C、過負荷耐量 200% である。

通風方式はアップドラフト方式で、電動機と発電機とに対して共通の地下室を設けてその地下室に電動送風機により米国 AAF 社製エアフィルタを経て清浄空気を押

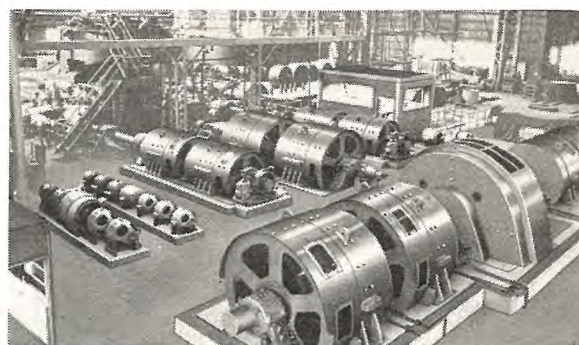


図 3.1 冷間可逆圧延機用主電機品

Fig. 3.1 Main electrical equipment for cold reversing mill.

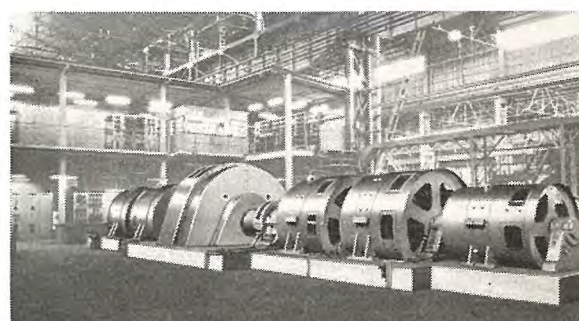


図 3.2 冷間可逆圧延機用電源 M-G セット

Fig. 3.2 M-G set for cold reversing mill.

表 3.1 主要回転電機リスト

摘 用	台数	容 量 (kW)	電圧 (V)	回転数 (rpm)	形 式	備 考
主圧延用直流電動機	1	2×1,500	750	150/300	他力通風	タンデム電機
巻取、巻モシ用直流電動機	2	2×550	2×375	250/750	"	"
フィードリール用直流発電機	2	150	220	300/1,200		電動送風機装機
主圧延用直流発電機	2	1,600	750	514	他力通風	
巻取、巻モシ用直流発電機	2	1,250	"	"	"	
フィードリール用直流電源	1	300	220	"	"	
同上駆動用同期電動機	1	5,250	11,000	"	"	PF 0.8 進み
主電動機用励磁機	1	25	220	1,750	開放自己通風	
主発電機用 "	1	20	"	"	"	
同期電動機用 "	1	40	"	"	"	
定電圧励磁機	1	20	"	"	"	
同上駆動用誘導電動機	1	150	3,300	60c/s 4P	閉鎖形	
磁気増幅器電源発電機	1	20 kVA	220	1,750	開放自己通風	420 サイクル
同上用励磁機	1	1	"	"	"	
同上駆動用誘導電動機	1	19	200	60 c/s 4P	閉鎖形	
巻取、巻モシ電動機用励磁機	2	10	220	1,750	開放自己通風	
" 発電機用 "	2	10	"	"	"	
フィードリール発電機用 "	1	7.5	"	"	"	
" 電源用 "	1	5	"	"	"	
同上駆動用誘導電動機	1	55	200	60 c/s 4P	閉鎖形	
定電圧補助直流電動機	1	7.5	220	800	JEM1109-603	1 時間定格
エントリ コイル コンベア	1	11	"	725	" -604	"
コイル ポジショナ	1	5.5	"	1,150	インダストリアル	15分定格
テンションリールウェッジドライブ	2	37	"	550/1,400	JEM1109-610	1 時間定格
ミルスクレダウン	4					
定電圧補助直流電動機	1	11	220	725	JEM1109-604	バックアクセル付
シートチャージャテイルドライブ	3	2.2/3.7	"	450/1,800	減速電動機	
テーブル ドライブ	1	45/55	"	300/1,200	インダストリアル	
バックアップ レベラ	1	5.5	"	300/600	"	
レトラクタブル シート オイラ	3	1.5	"	850	"	
ブライム パイラ 関係	1	26	"	575/1,725	JEM1109-608	1 時間定格
スリーロール ストリップ フィーダ	1					
インスペクション テーブル	1	5	220	450/1,800	インダストリアル	追加設備
ブライムシート コンベヤ	1	7.5	"	"	"	
リジェクト パイラ エンド ストップ	1	1.5	"	850	"	

込み各直流機の下から吹き上げて、機械を冷却後そのまま電気室に吐き出すものである。電動送風機とフィルタの仕様はつぎのとおり。

- 3 台 電動送風機 1,800 m³/min, 100 mm 水柱
- 55 kW, 200 V, 12 極誘導電動機
- 3 組 エアフィルタ (米国 AAF 社回転油膜式) Multi-duty, DD 形, 形番「16-118」

4. 巻取電動機の加速特性

巻取電動機はコイルの大きさが時間とともに変化し、起動はつねに空コイルとは限らず、巻取の途中で一度停止し再起動のばあいもあるのでコイルの種々の大きさについて加速特性を知る必要がある。⁽¹⁾

この設備では同じ 2×550 kW 電動機が主圧延スタンドの両側にそれぞれ 1 組ずつ配置され、一方は巻取電動機、他方は巻モシ用となり、電氣的に一方は電動機、他方は発電機として動作する。一方がフルコイルで加速のときは他方は空コイルでの加速となるわけ

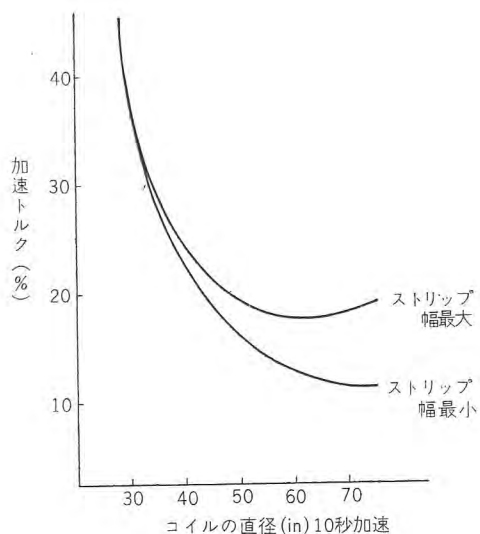


図 4.1 巻取機加速トルク特性曲線

Fig. 4.1 Accelerating torque curve of winding reel.

で、この設備について計算した結果は図 4.1 のように空コイルのときが加速電流が最大で定格電流の約 60% を要する。コイルが大きくなるに従いコイルの GD^2 は大きくなるが減速装置があるためコイルの GD^2 は電動機軸に換算するとあまり大きくならない。つまり加速特性を左右するのは電動機自身の GD^2 である。

5. 制御方式

5.1 概 略

今回の設備に対し採用した制御方式の概略を図 5.1 に

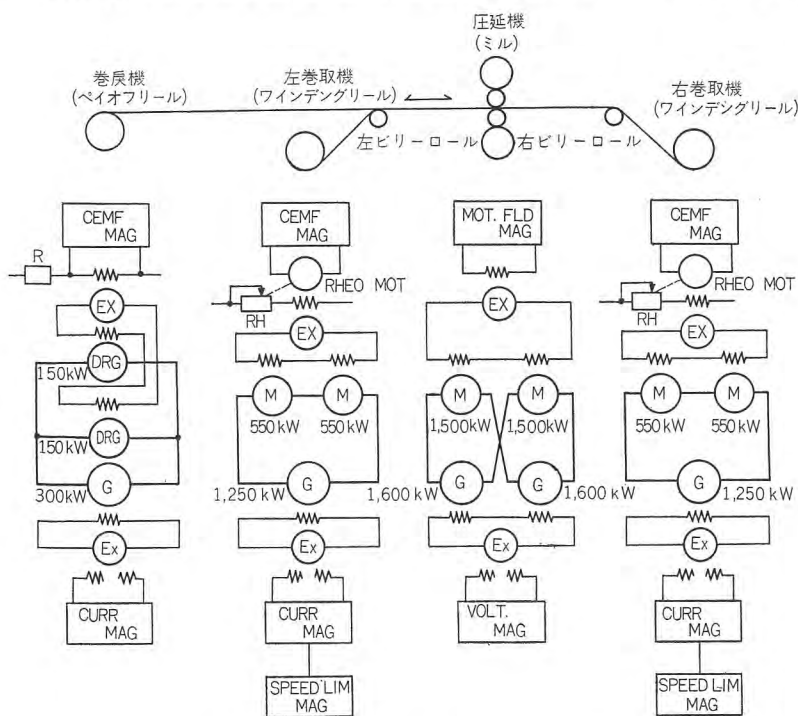


図 5.1 各個発電機方式による冷間可逆圧延機制御簡略図

Fig. 5.1 Schematic diagram of individual generator control system for cold reversing mill.

示している。駆動方式としては各個発電機方式を採用した。圧延機に対しては一定の加減速率を得るためにパイロット発電機方式による速度制御を行なっている。ベイオフリールおよび各巻取機は定出力制御による張力制御を行ない、加減速時の慣性補償としてはコイル径追従調整器による方式を採用し、さらにビリーロールにパイロット発電機を取付け自動圧下率補償制御を行なっている。各調整器としては必要な応動性を得るために 400 c/s 電源を使用した磁気増幅器を採用している。電動発電機駆動用 5,250 kW 同期電動機は自動力率調整を行ない電源の力率改善を行なっている。シートスキンパスを行なうためにシートチャージャ、ティルタ、コンベヤ、レベラ、オイルなどかなりミル形直流電動機が使用されるが、圧下電動機とともにすべてこの電動機群は 500 kW イグナイトロン整流器 (DC 220 V) より供电される。この整流器は定電圧制御を行なって負荷に無関係に一定電圧に保たれている。運転盤としては、机形のものと同様のものを採用し 2 種類の形式があるが、キャビネット形のものを用い圧延スタンドの両側に取付けている。とくに電機室は設けず、機械室にすべての電機品が設置されている。

制御としては、レバーシングミルとして使用するもののが重要であり、またその制御が電気的に興味のある問題なので、以下にその制御についてその詳細を述べる

こととする。

5.2 電動発電機セット

この種機械に対する駆動方式としては、共通母線方式と各個発電機方式があるが、最近の圧延機の大形のものに対しては各個発電機方式が広く採用されている。もちろん今回のものも各個発電機方式で行なっているが、この両方式の選択にあたって大きな要素となるのは価格である。一般に大形になるほどその差はなくなり、小形では共通母線式のほうが

安価である。大形になると共通発電機および昇圧機の容量が大きくなり、配線材料も増大し、大容量のシャ断器が必要になり、大容量のコンタクタの数も共通母線式のほうが多くなる。制御上でも静止張力制御、各個運転、圧下率補償などすべて簡単に発電機電圧制御によって行なわれるので、各個発電機方式が有利である。共通母線式の昇圧機の容量の問題であるが、一般に圧延電動機はストリップの厚いときにトルクが必要で圧延速度も低く、薄くなるとトルクは小さく、圧延速度を高くするので一般に2:1くらいの界磁範囲を取る。この界磁範囲があるために昇圧機の容量は大きくなる。もちろん巻取機の界磁範囲を広くしその範囲を(コイル径の変化)×(圧延電動機の界磁範囲)の値にとれば昇圧機の容量は小さくてよい。しかし最近のように処理されるコイル径の外径が大きく、たとえば4:1とすれば $4 \times 2 = 8$ すなわち8倍の界磁範囲が必要となり、巻取電動機としては不可能な仕様となる。かりにそのような電動機が可能としても必要以上のトルクを出しうる大形の電動機となり不経済なものとなることが多い。また加減速の慣性補償、張力制御の点でも複雑になる。さらに昇圧機容量の増大の原因として圧下率補償の問題がある。最大圧下率をかりに50%とすれば入側速度は出側速度の半分になる。上記のことを実際の数値で表わすと、共通母線電圧を750 Vとし圧延電動機の界磁範囲を2:1とすれば、昇圧機電圧は $750 \text{ V} \times \sqrt[3]{4} = 563 \text{ V}$ となり各個発電機にした場合の発電機容量とあまり変りないものとなる。またこのような特殊な昇圧機をその都度製作することは一般的でない。共通母線方式では各電動機の電圧は共通となるが、各個発電機方式の場合にはその容量仕様に応じてもっとも適した電圧を任意に選定することができる。

今回のものを各個発電機方式とした一般的な根拠として各個発電機方式と共通母線方式との比較を行なったが、このことは大形のものの場合はさほど問題はないが、小形になるに従って上記の要素は選定基準の重要な要素となる。

5.3 圧延機制御

制御の簡略図を図5.2に示している。圧延機の2個のワークロールはピニオンスタンドで一軸駆動に変換され、3,000 kWの電動機で駆動される。加減速時間を短縮するために二重電動機子形とし、その接続は両電動機の負荷平衡の観点からサンドイッチ接続にしている。電動機界磁ならびに発電機界磁は専用の励磁機により励磁される

冷間可逆圧延機用電機設備・紙谷・高月

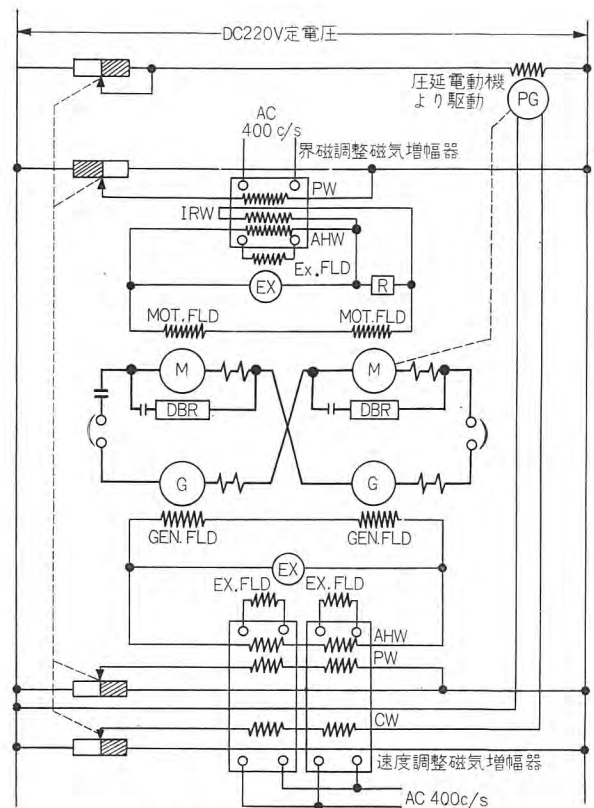


図 5.2 圧延電動機制御簡略図
Fig. 5.2 Schematic diagram for mill.

が、この励磁機は強制励磁を行なうに十分な特性をもたせている。一般に小形の圧延機ならば電動機の容量も小さく、したがって界磁回路の時定数も小さいので一般には特殊な調整器は使用していないが、容量が大きくなるとその時定数も大きくなるので調整器が必要となる。図に示すように調整器として、すべて400 c/sの磁気増幅器を使用している。この圧延機の制御としては、均一な加速減速を行ない、運転中につねに一定の速度に保持することが重要な点である。これはストリップの厚みを一様にするために重要な点で、もし速度に変化を生ずると巻取機はかなり大きな慣性を有するために圧延スタンドと巻取機の板の張力に変化を生ずるからである。この種の制御方式としては、パイロット発電機による速度制御方式が精度ならびに速応性にすぐれているのでこの方式を採用した。今回の設備に採用した圧延機は速度、トルク、圧延機と巻取機の電圧関係曲線を図5.3に示している。圧延機の加速方法としては電動機界磁の調整器と、発電機の電圧調整器を別々の電動操作の調整器とし、各バスごとに所定の速度の位置に電動機界磁調整器をセットし加減速は電圧調整器だけを操作し圧延機用発電機の電圧を増減することによって行なう方式も広く行なわれてい

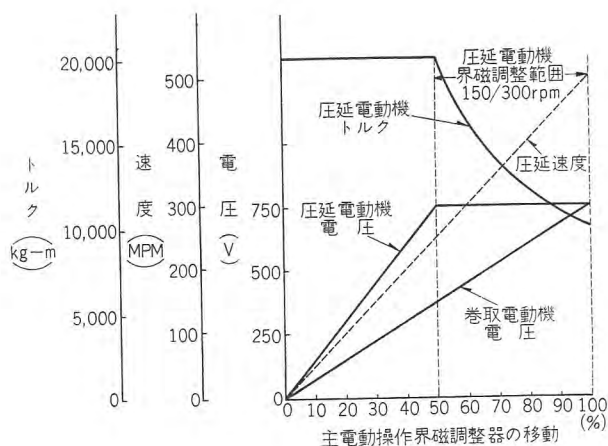


図 5.3 主電動操作界磁調整器の移動に対する圧延機
速度、トルクおよび圧延機と巻取機の電圧曲線

Fig. 5.3 Mill speed, mill torque, and mill and reel
voltage curve vs travel of master motor
operated rheostat.

る。この方式によると加減速時に常に電動機に一定の電流が流れ電動機自体としても一様な電圧降下をもって加速されるので、均一な加減速が行なわれる点ならびに運転中での速度調整を電圧制御で行ないうるので電動機界磁の速応性をあまり考慮する必要はないという有利な点があるが、つねに弱め界磁で起動するために加速遅れが大きくなること、いかなる圧延速度に対してもその加減速率を一定にすることが困難で、したがって巻取機の慣性補償の制御が複雑になること、運転者の各パスごとの操業上の調整個所が多くなるなどの欠点を有する。図に示す方式は今回の制御に採用した方式で、電圧調整器と界磁調整器を連動操作とし、調整器の330度移動に対し最初の半分が電圧調整で残り半分が界磁調整となるようにしている。したがって加減速時につねに電動機は強め界磁で起動することになり加速特性が良好となる。加減速率はいかなる圧延速度に対しても調整器の移動速度が一定であるからつねに一定になる。ただし加速中電動機が電圧調整範囲から界磁調整範囲にはいるにつれて、トルクが減少するために電動機の負荷電流が増すのでそのIR降下により電動機自体の加減速率が変化する傾向となるが、この点をも考慮しパイロット発電機方式を採用した。この連動方式を採用したので電動機界磁は界磁調整器の移動速度に遅れなしに追従することが必要となる。このために磁気増幅器を使用し、励磁界磁を強制励磁し、界磁電流が調整器にて与えられた基準値になるように制御している。この方式ではこの界磁電流の変化の遅れは発電機電圧の過電圧となる傾向を有するので、制御装置の特性の選定上注意を要する点である、図

に示すように発電機の電圧調整用磁気増幅器には、電圧基準巻線(PW)と制御巻線(CW)を設けている。制御巻線だけでも制御上さしつかえないが、所定電圧を与えるに必要な入力PWより与え速度の基準値に速度が精密に追従させ、いっそうの加速特性改善を行なっている。逆転の場合にはこの2巻線の極性を切換えるだけで制御できるように2台の磁気増幅器をブッシュプル接続して制御し、さらに減速時の界磁減衰の強制励磁作用をも行なわせている。

5.4 巻取機制御

この制御方式の簡略図を図5.4に示している。巻取機は右左に同一構造のものがあ、各パスごとに一方が巻取機になれば一方は巻モシ機となり交互にその動作が逆になる。巻取機の場合には電動機として動作し、巻モシ機の場合には発電機として動作する。この制御として重要な点は張力制御であるが、電流制御によって間接的にストリップの張力制御を行なう方式を採用している。この方式の原理はすでに各種製鉄機械の張力制御で紹介されているので簡単に説明を行なう。

図に示すように巻取機のGD²を小さくし加速特性を良くするために電動機は二重電機子形とし、負荷平衡の点で直列接続としている。電動機界磁および発電機界磁

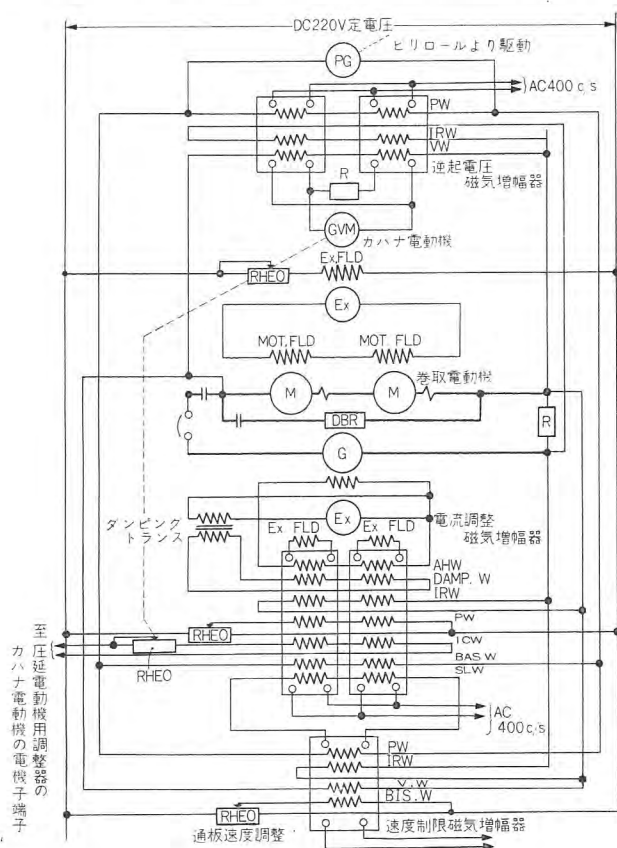


図 5.4 巻取機制御簡略図

Fig. 5.4 Schematic diagram of winding reel control.

は各専用の励磁機で励磁され電動機界磁は以下に述べるコイル径追従調整器によって制御され、発電機は電流調整磁気増幅器で制御される。

この巻取機の制御の原理はストリップに一定の張力を掛け、一定の速度で巻取るとすれば当然電動機の出力は一定であるべきである。したがって逆に巻取電動機の出力を一定になるように制御すればストリップの張力は一定に保持されることになる。ただしこの場合機械損失は小さいので特殊な場合を除いては無視している。一般に電動機に負荷電流が流れて運転されている場合下記の式が成立する。

$$V_T = V_m + IR \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

V_T : 電動機端子電圧

V_m : 電動機逆起電圧

IR : 電動機内部電圧降下

電動機の出力は $V_m \times I$ で表わされるので、電動機の逆起電圧および電流を所定速度でストリップを巻取中に一定に保持すれば定出力制御が行なわれる。

定電流制御は発電機電圧によって行なうが、それは電流調整磁気増幅器によって行なわれる。この磁気増幅器には回路電流を規定する電流基準巻線 (PW) と電流巻線 (IRW) が巻かれており、両者が比較され PW のアンペアターンに応じた電流が回路に流れるように動作する。電圧基準巻線 (BASW) はビリーロールに直結されたパイロット発電機の出力より励磁されている。このパイロット発電機はストリップ速度に比例した電圧を発生するので、電圧基準巻線は各圧延速度に比例した発電機電圧を発生するための入力を与えることになる。この巻線により広範囲の圧延速度に対し張力電流は PW にてセットされた値に精密に保持される。電動機の逆起電圧制御はペイオフリールの制御図図 5.5 に示すように逆起電圧調整磁気増幅器を使用し、その出力で直接電動機界磁を励磁する方式を従来の製鉄用巻取機に採用していた。この方式はなんら機械的なものを使用せず、保守上有利であるが、理想的な慣性補償制御の点で困難な問題を含んでいる。可逆冷間圧延機ではひんばんな加減速が行なわれるので加減速時の慣性補償が重要な点になるので、コイル径追従調整器を使用する方式を採用した。この追従調整器のガバナ電動機を逆起電圧磁気増幅器の出力で駆動し電動機の逆起電圧が圧延速度に応じた値にコイル径のいかににかかわらず一定に保持するように調整器を移動させる。この磁気増幅器には基準巻線 (PW) 電流

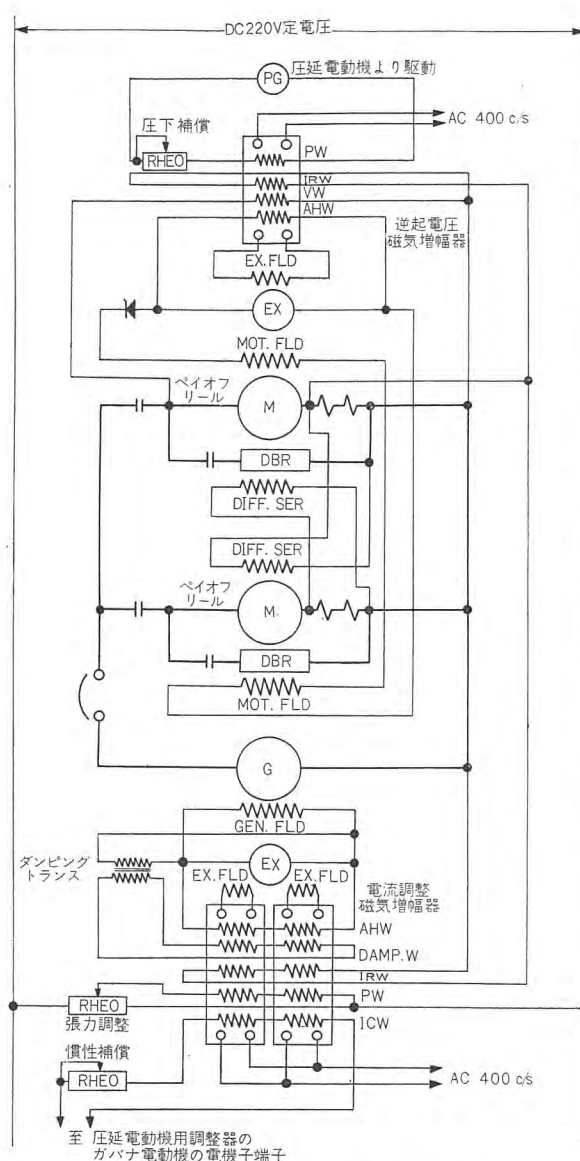


図 5.5 ペイオフリール制御簡略図

Fig. 5.5 Schematic diagram of pay off reel.

巻線 (IRW) 電圧巻線 (VW) が巻かれ、そのアンペアターンの比は式 (5.1) の関係から $VW:PW:IRW = V_T:V_m:IR$ の関係をもたせ、 $VW = PW + IRW$ になる極性で動作させる。PW はビリーロールに直結のパイロット発電機で励磁されるので、圧延速度に応じた基準値を与えることになるので、磁気増幅器は所定の逆起電圧になる界磁の位置に調整器が移動するまで出力を出してガバナ電動機を駆動し、その位置に達すれば平衡状態となり磁気増幅器の出力は零となり電動機は停止する。ガバナ電動機は正逆運転できるように 2 個の磁気増幅器で制御される。この方式によりいかなるコイル径の状態で停止しても調整器はそのコイル径に相当する界磁の位置にあるので、ペイオフリールの制御方式のように起動の際瞬時的に弱め界磁で起動する欠点も除かれる。

巻取機を加減速する場合その加速トルクは図 4.1 のような特性になることはよく知られていることである。したがって発電機の電流調整磁気増幅器の慣性補償巻線の量をこの加速トルク曲線に合わせて自動的に補償するようにすれば、加減速時の張力はずねに一定に保持されることになる。すでに述べたようにコイル径追従調整器は磁気増幅器により運転中つねにその時々のコイル径の位置を追従するので、その調整器に慣性補償用調整器を連動させ、その調整器の値を加速トルク曲線に一致させておけばいかなるコイル径で起動してもそのときのコイル径に応じた加速トルクで起動することになるので、理想的な慣性が行なわれることになる。この慣性補償特性がこの方式の多く採用される大きな理由となっている。加減速率は圧延機の電動速度調整器の移動速度で決定されるので、慣性補償巻線をそのガバナ電動機の端子電圧で励磁し、加減速率の変化に応じて自動的に慣性補償量が調節される。

この圧延機は可逆であるから巻取機は次のパスでは巻モドシ機となり発電機として動作しストリップに後面張力を与える。この場合の制御は本質的には巻取機の場合と同様であるが、逆起電圧制御の磁気増幅器の 3 巻線を $V_m = V_T + IR$ の関係に変換して使用される。

すでに述べたようにビリーロールにパイロット発電機を取付け、ストリップ速度に比例した電圧を発生するようにしている。この大きな目的は圧下率補償を自動的に行なわせるためである。圧延機の出側の速度は普通鋼板の圧延の場合には、圧延ロールの周辺速度に大体一致するが入側の速度は圧下率だけ遅くなる。したがって巻モドシ機側の電動機の逆起電圧をその圧下率に応じて自動的に変える必要がある。このために入側ビリーロールにパイロット発電機を直結しておけば、その電圧は入側速度に比例した値となるのでその電圧で逆起電圧磁気増幅器の PW を励磁すれば、その圧下率補償が自動的に行なわれることになる。このような方式が行なわれない場合には圧延電動機にパイロット発電機を取付けその電圧を速度の基準とする方式が採用される。この方式では入側速度は圧下率だけ低くなるのでその電圧を巻モドシ機の逆起電圧磁気増幅器に入れば、巻モドシ電動機の発生すべき電圧を高く調整させることになる。巻モドシ電動機の回転数はストリップ速度に比例した値であるから圧下率だけ低い値となるが、高い逆起電圧を発生するために電動機界磁はコイル径に応じた値よりも強め界磁で

動作することになり、規定の電動機界磁の範囲では所定のコイル径の変化を補償することができなくなるばかりでなく電動機界磁に過大な電流を流すことになる。これを防止するためにこの方式では手動の圧下率補償調整器を操作盤に取付け運転者が圧下率の変化に応じ調整するのが普通である。このような操作の複雑性を除くためにビリーロール直結のパイロット発電機を使用する方式を採用した。

図 5.4 に示すように巻取機として使用する場合には速度制限磁気増幅器を使用する。これは今までにも紹介されているように、鉄板が切れた場合巻取機の張力がなくなるので、電流調整器の性質上所定の張力を保持しようとして高い電圧を発生する。これを防止するためのもので、いかなる圧延速度でもそのときの発電機電圧の 10% 以上にならないように制御される。この圧延機はスキンプスミルとしても使用されるがこのときには右巻取機にラッパが取付けられ、そのときの巻始めの通板速度を任意に調整するためにもこの速度制限磁気増幅器は使用される。

5.5 ペイオフリール制御

制御の簡略図を図 5.5 に示している。この装置のペイオフリールはコーン形のもので 2 個のコーンにおおの 150 kW 電動機が左右に取付けられている。この 2 個のコーンはなんら機械的な結合はない。このような形式の機械の駆動方式としては電動機を併列に使用する方式が広く採用されている。このペイオフ電動機は発電機として動作するが、この 2 台の発電機の負荷平衡という点では直列に接続するのが良いが、片側がスリップした場合の動作特性は並列方式がすぐれているので使用されていない。もちろんコーンとコイルとの間にスリップがあれ

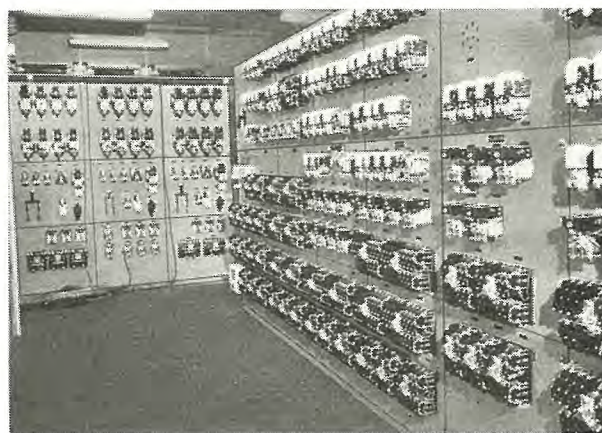


図 5.6 冷間可逆圧延機制御盤

Fig. 5.6 Control panel for cold reversing mill.

H 205 形 高 圧 電 磁 接 触 器

長崎製作所 渡 辺 克 己*

Type H205 High Voltage Magnetic Contactors

Nagasaki Works Katsumi WATANABE

It has become a general trend to use high voltage magnetic contactors which withstand frequent operations and long use both electrically and mechanically in many cases for the make and break of circuits of motors and other loads in stead of circuit breakers. This has made the air breaking type preferable to the oil immersed type having drawbacks of the contamination of oil, firehazard and maintenance. In the magnetic blow-out type, however, not very satisfactory results were available when used for hoist motors which call for frequency and long life in operation because the pollution and insulation deterioration of the interrupter due to arcing heat. Recently, new magnetic blow-out high voltage contactors have been developed with improvement on the interrupting mechanism by a center blow-out system employed to the latest magnetic blow-out circuit breakers.

1. ま え が き

最近電動力応用の分野における自動化、合理化に伴って、電動機その他の負荷の開閉にシャ断器の代りに、開閉ひん度が高く、電氣的、機械的な耐久力の長い高压電磁接触器が多数使用されるようになった。そのためには、油の劣化、発火や保守点検の不便な油入式より、気中式がすぐれているが、従来磁気吹消形においても、アーク熱のため消弧箱の汚損および絶縁の低下などがあり、巻上機用電動機の開閉などとくに高ひん度でしかも長寿命を要求される用途には、満足を与えなかった。今

回このような用途に対するものとして、シャ断容量の増大と、電氣的寿命増加のために、最近磁気吹消シャ断器⁽¹⁾において採用されているいわゆるセンタブローアウト方式に、消弧機構を改めた新しい磁気吹消形高压電磁接触器を開発した。図 1.1 はその正面よりみた写真である。

おもな特長としては

- (1) 電氣的寿命が長く、50万回以上〔毎時 300 回開閉〕である。
- (2) シャ断時間が短く、シャ断容量が大きい。
- (3) シャ断後の再起電圧は低く無振動である。
- (4) 保守点検が容易である。すなわち、消弧箱を 90 度倒せば容易に主接触部の点検、取換えができる。

以下本器の構造上の特長および性能試験の結果を紹介する。

2. 定 格

形 名	H 205 形
定 格 電 圧	三相 3,450 V (50 または 60 c/s)
定 格 電 流	三相 200 A
シャ断容量	三相 3,450 V において 30 MVA
投 入 容 量	2,500 A (実効値)
電 氣 的 寿 命	50 万回以上
開閉ひんぱん度	300 回/時
電 氣 連 動 子	常開接点 2 個、常閉接点 2 個

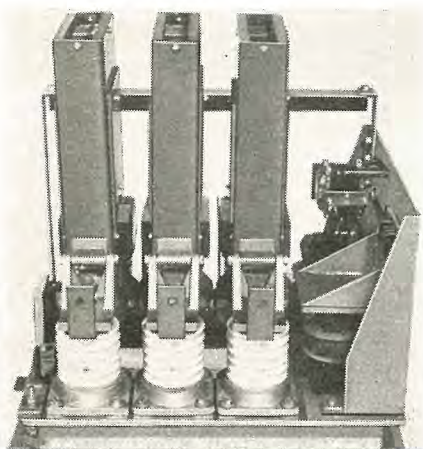


図 1.1 前面から見た H 205 形高压電磁接触器

Fig. 1.1 Type H205 high voltage magnetic contactor viewed from the front.

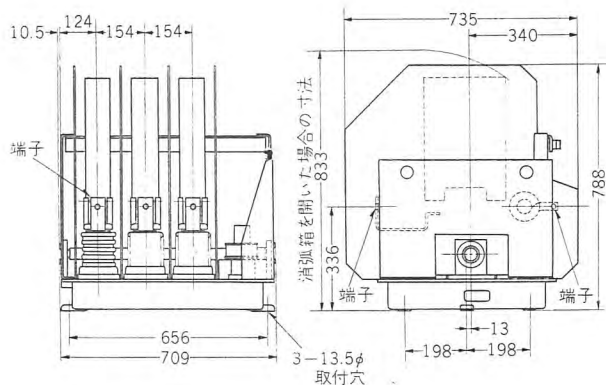


図 2.1 H 205 形高圧電磁接触器外形図

Fig. 2.1 Outline of type H 205 high voltage magnetic contactor.

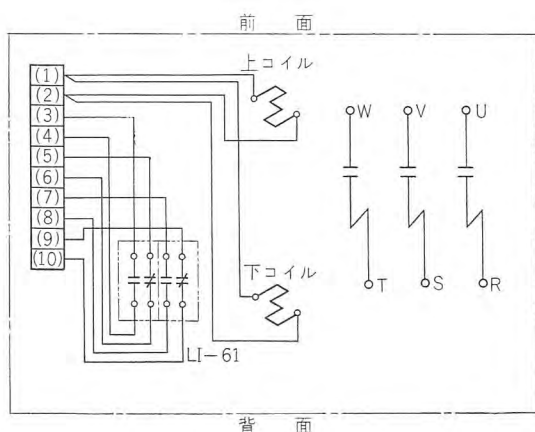


図 2.2 H 形高圧電磁接触器接続図

Fig. 2.2 Connection diagram of type H high voltage magnetic contactor.

交流 600 V 以下 15 A LI-61 形
機 械 連 動 子 前後または上下配置のものに取付
可能で正逆転切換用などに使用する
際取付ける。

操 作 回 路 600 V 以下

H 205 形の外形寸法図および接続図を 図 2.1 および
図 2.2 に示す。

3. 構 造

図 3.1 は本器の消弧箱を 90 度倒した状態である。

鋳物のベース上に各相ごとに、一対の支持ガイシを設
け、その上に可動側、固定側端子その他の導電部分を支
持してある。同一ベース上に両端を玉軸受で支持した回
転軸があり、回転動作は円滑に行なわれる。

この回転軸は、開閉の際の接触子の、おどりを少なく
するため、ブランコ形の平衡した 2 個の電磁石によって
回転を受け接触子を接触させ、各極ごとに設けられた接
触パネと、軸自体に取付けた接触圧力と関係ないモダン

H 205 形高圧電磁接触器・渡辺

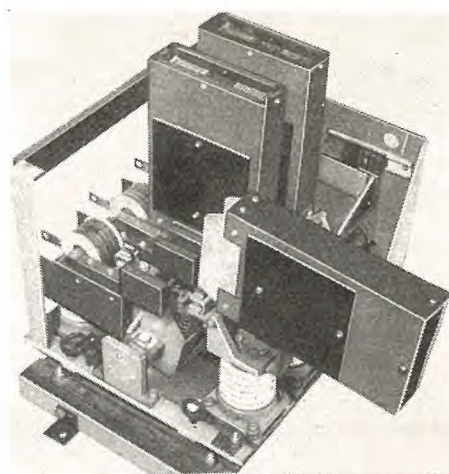


図 3.1 消弧箱をはずし接触部を露出した
H 205 形高圧電磁接触器

Fig. 3.1 Type H 205 high voltage magnetic contactor
with contacts exposed by removing the interrupter.

パネの力で接触子を開放させる。

回転軸上に耐アーク性、電気絶縁性のよいポリエス
テル成形品の可動接触子ささえを、各相ごとに取り付けて、
その上に各可動接触子が組込まれている。

各相ごとにそれぞれ独立した構造となっているため、
取換調整が便利で、かつ絶縁性も高く、とくに衝撃電圧
に耐える。

回転軸を除いては、各相の導電部をおのの完全に独
立させているから、保守点検、部品取換えなどが容易で
ある。

電磁石は二極形を採用しており、固定および可動鉄心
を完全に密着させるために、従来は電磁石組立時に、ヤ
スリによるすり合わせ作業を行なっていたが、使用中の
接触面の摩耗度の不均一や、回転軸のネジレなどの原因
によるウナリ発生を防止できにくかった。この欠点を除
くために新しい電磁石は、可動鉄心と可動鉄心ささえと
の間に、縦横 2 枚の板パネを入れた構造にして、前後、
左右に回転しうる構造を採用している。

電磁接触器が、開位置にある場合に、接触子間隔を適
当に保持し、また大電流シャ断時の電磁力のために、接
触子がはね返り再投入される危険性を防ぐための鎖錠機
構を備えている。これは電磁石を励磁した場合の漏洩磁
束を利用して、鎖錠をはずすもので電磁石励磁時でなく
てははずれない。

4. 接 触 子

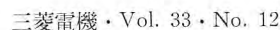
従来の電磁接触器においては、主接触子のほかにアー
ク接触子を付属させた二段切構造であるが、機械的疲労

接触子の点検には、消弧箱をつり上げる必要はなく、可動側端子上に設けられたヒンジを支点として、可動側に軽く 90 度倒せば接触子部分が露出し、容易に点検取換えができ、消弧箱を起こせば、消弧箱内のアークホーンはアークスイッチと呼ばれる刃形開閉器に挿入されて、自動的に可動側および固定側端子と接続される。

H 形鉄心は米国ウエスチングハウス社で開発した、セントプロードアウト方式のもので、消弧箱両側面の磁極板と消弧箱中心を貫く鉄心が H 形をなしており、吹消コイルは消弧箱中心部の鉄心に巻かれ、その左右に消弧板が並べられている。

従来の U 字形鉄心よりも強力で均一な磁場が得られる H 形鉄心で、シャ断容量の増加が計られている。

釈放電圧は操作電圧を徐々に下げて開離させるときの電圧で、残留磁気のために開路可能とならないことの確認のために行なうもので、本器においては 220 V, 60 c/s



コイルで 100~120 V である。

接触子が消耗して接触圧力が零となっても、軸の一端に付属したモッドバネの力によって、電磁石は釈放可能である。

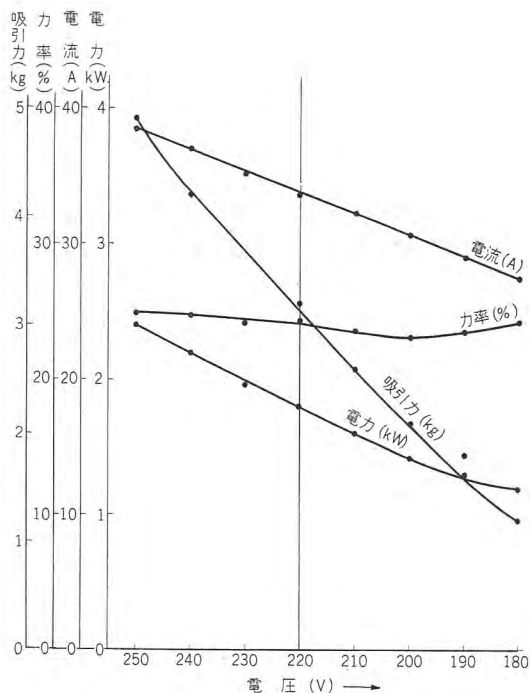


図 6.1 可動鉄心開離の状態における操作電磁石の電圧特性 (220 V 60 c/s 用コイル)

Fig. 6.1 Voltage characteristic of operating magnet when movable core in open state.

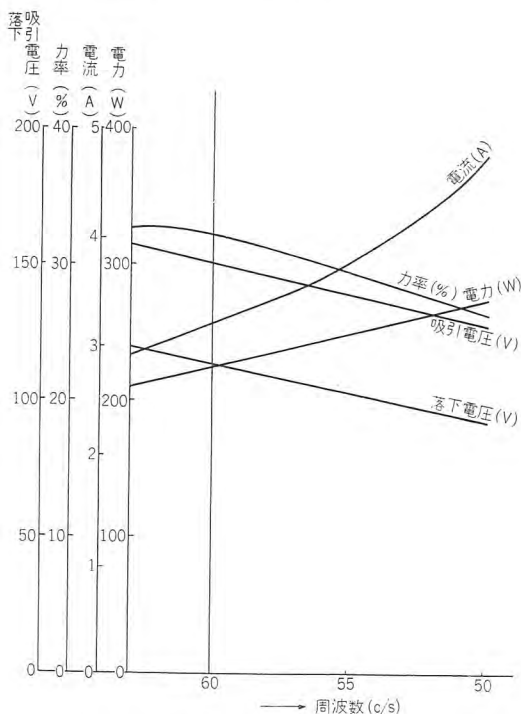


図 6.2 可動鉄心閉鎖の状態における操作電磁石の周波数特性 (220 V 60 c/s コイル)

Fig. 6.2 Frequency characteristic of operating magnet when movable core in open state.

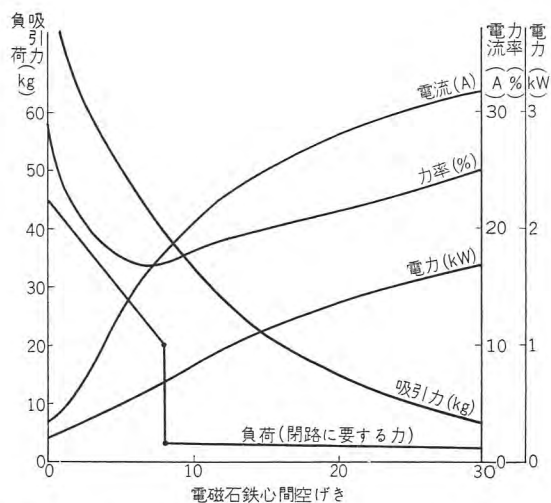


図 6.3 空けき変化に対する特性曲線 (周波数 60 c/s 一定)
Fig. 6.3 Characteristic curves for air gap changes.

電磁石には開閉時に低リアクタンスのため、突入電流(7,000~7,500 VA)が流れるが、電磁石が密着すると約 1/10 に減少する。

開閉ひん度試験の結果、ひんばんな開閉を繰り返す用途に対しても、コイルが過熱しないことが確認されている。

(3) 温度上昇試験

操作電磁石コイルに定格電圧の 110%、主回路に定格電流 200 A、60 c/s を通電して温度上昇試験の結果は表 6.1 に示すとおりで、いずれも JEM 1029 の規定値に対し十分余裕を示している。各部の温度上昇値の一例を表 6.1 に示す。

表 6.1 200 A 温度上昇試験成績

測定箇所	温度上昇(°C)
常時通電ブローアウトコイル	47
同上用鉄心	41
主接触子	25
シャント	16.5
端子	6

(4) 絶縁耐力試験

主回路と接地間、各相間および開離状態の接触子間の絶縁耐力は、それぞれ JEM 1021 の規定による定格周波数で 10kV を 1 分間印加して異常はまったく認められない。

(5) シャ断容量試験

電磁接触器は、シャ断器のように回路の短絡電流をシャ断するものではなく、回路の電流のひんばんな開閉に使用されるものであるから、JEM 1038 によれば A 級接触器は、定格電圧、力率 40% 以下で定格電流の 10 倍を標準動作責務、CO-15 秒-CO-15 秒-CO-15 秒-CO-15 秒-CO でシャ断し支障のないことが必要である。

試験は三相試験回路で行ない、表 6.2 に示す結果が得

表 6.2 シャ断容量試験成績表

番 号	試験 動作 責務	相	5,000 A シャ断試験										オシ 番号
			シャ断電流			回復 電圧 (%)	給与 電圧 (V)	投入 電流 (A)	シャ断時間		試験 周波数 (c/s)	力率	
			直流分 (A)	交流分 (A)	非対称 (A)				アーク (サイクル)	全 (サイクル)			
1	CO 15秒	R	1,290	4,200	4,400	83.5	3,550	16,600	1.00	2.60	66	0.034	1211
		S	2,250	4,450	5,000				1.00				
		T	1,130	4,200	4,350				0.89				
2	CO 15秒	R	1,300	4,100	4,300	82	3,500	15,000	0.94	2.54	62	#	1212
		S	0	4,460	4,460				0.94				
		T	940	4,300	4,400				0.94				
3	CO 15秒	R	1,030	4,370	4,500	82	3,500	17,500	1.01	2.61	62	#	1213
		S	1,420	4,650	4,850				1.01				
		T	750	4,400	4,460				1.01				
4	CO 15秒	R	980	4,430	4,550	82	3,550	17,800	0.80	2.40	61	#	1214
		S	540	4,780	4,800				0.80				
		T	865	4,700	4,770				0.64				
5	CO 15秒	R	2,050	4,780	5,200	82	3,500	17,000	1.00	2.70	60	#	1215
		S	270	4,980	4,980				0.90				
		T	1,200	4,950	5,100				1.00				

られた。図 6.4 に代表的オシログラムを示す。

三相 3,450 V において、シャ断電流 5,000 A に達し、シャ断容量 30 MVA をもつことを確認した。全シャ断時間はいずれも 3 サイクル以内である。また定格電流以下のいかなる電流も支障なくシャ断し得た。またこれは H 形消弧機構と二重消弧方式による強力な平等磁界によりアークの吹上作用が良好に行なわれていることを示す。

シャ断時にアーク電圧が高くなり、回路力率角は 90 度より 40~50 度近くまで改善された後シャ断されるため、シャ断瞬時に極間にかかる電圧は小であり、また残留電流によって電圧の振動が抑制されている。残留電流については、最近幾多の研究が進められている。

(6) 閉路容量試験

接触子のおどりにより、電動機 起動時などの突入電流で接触子の溶着の有無を確認するために行なわれるも

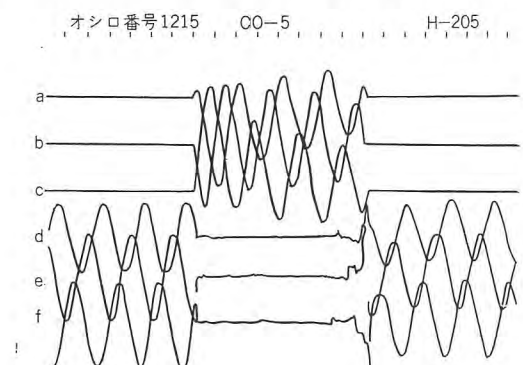


図 6.4 三相 5,000 A シャ断試験オシログラム
Fig. 6.4 Oscillograms of interrupting tests on three phase 5,000 A.

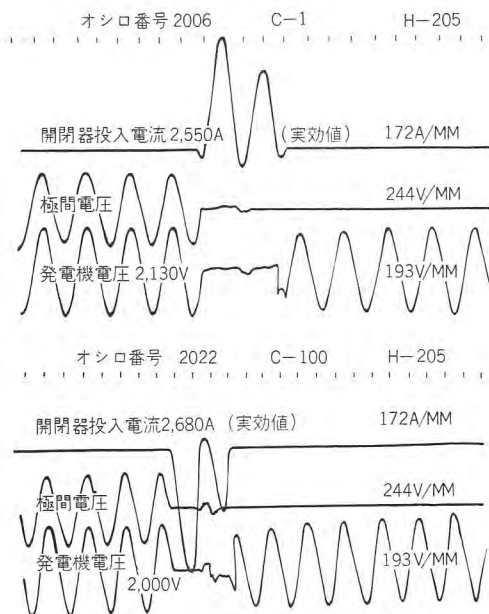


図 6.5 2,500 A 投入試験オシログラム

Fig. 6.5 Oscillograms of closing tests on 2,500 A.

ので、可動接触子の許しうる消耗値の 3/4 の厚みを削り、接触圧力を減じて、定格電流の 20 倍、2,000 A を 2 秒間隔で、100 回投入して支障のないことを確かめるものであるが、2,500 A (実効値) で投入を繰り返し支障がなかった。

図 6.5 は 2,500 A 投入時のオシログラムを示す。

(7) 開閉ひん度試験

この試験は主回路と電磁コイルの突入電流に基づく温度上昇を測るものであるから、主回路の電流は短絡時とシャ断時とが異なる。すなわち、試験電圧 3,000 V で投入電流 1,000 A (定格電流の 5 倍、力率 0.4 以下)、シャ断電流 200 A (定格電流の 1 倍、力率 0.7 以下) で 40% 通電を行ない、温度上昇が JEM 1029 の値をこえないで開閉しうる回数をもって表わす。また磁気吹消形では、シャ断による消弧室に対する熱的効果が問題であるが、この点にも支障なく、この接触器では 300 回/時 (3 号) に合格した。

(8) 電氣的寿命試験

構造と材料の適否を調べるための試験であるが、おもに接触子および消弧機構の寿命を調べる。図 6.6 に示すような電源周波数の LC の共振を利用し、これに無効電流を環流させ、接触器はこの電流を開閉しアークによる損失分だけを電源回路より供給する回路⁽²⁾で、定格電流 200 A の投入シャ断、開閉動作ひん度毎時 300 回の等価寿命試験を行なった。

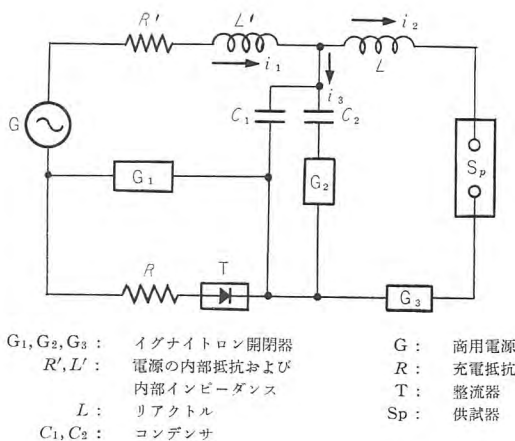


図 6.6 電磁接触器の経済的寿命試験基本回路⁽¹⁾
 Fig. 6.6 A basic circuit for electrical life test economically performed in magnetic contactor.

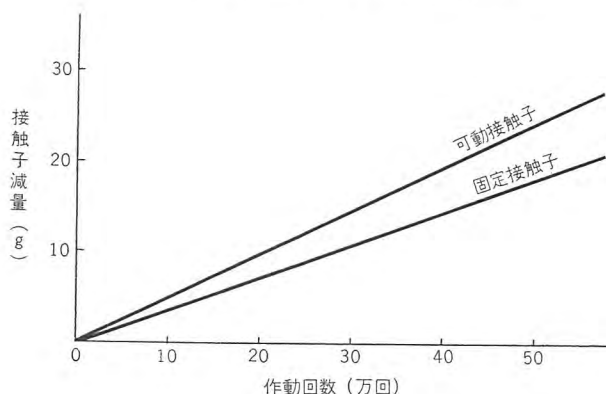


図 6.7 電氣的寿命試験による接触子の減量
 Fig. 6.7 A loss in weight of contacts in electrical life test.

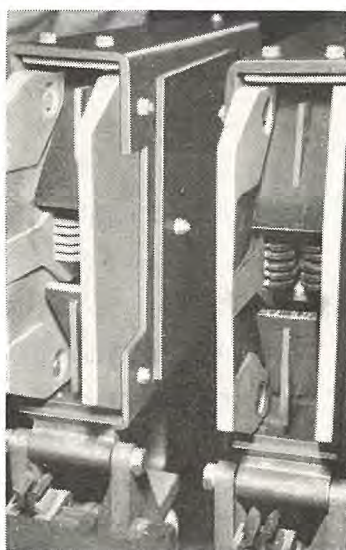


図 6.8 寿命試験中の消弧箱の内部
 Fig. 6.8 Interior of interrupting box under tests.

普通接触器の試験は CO の連続試験であるが、上記回路では制御の都合により、電源からの投入電流を押えるため投入試験とシャ断試験を別々に行ない交互に 6 秒ずつの間隔で施行する。このスケジュールは、無接点制御回路を使用した。

投入試験は単に充電されたコンデンサとリ

アクトルの直列回路を投入して、電源周波数と同一周波数の減衰振

動電流を流し、シャ断試験の場合は電源より交流充電を行ない、アークエネルギーを供給する。

試験の結果は良好で、50 万回の開閉試験後もなんら故障なく使用しうることを確認できた。

すなわち、接触子減量は、図 6.7 のように、開閉回数に対してほぼ直線的に増加するが、50 万回の使用に対しては、約固定側 20g、可動側 25g で十分である。

図 6.8 は試験中の消弧箱内部を示す。

従来弱点と考えられてきた消弧箱内側両側の耐弧板のアークによる汚損が少ないのは、吹消作用が十分行なわれていることを示す。消弧箱は試験終了後も 10 MΩ 以上を維持し、アークホーン間 10,000 V、1 分間の耐圧試験に合格している。試験は 50 万回をこえてなお続行中である。

7. む す び

今回新たに開発した、高圧気中接触器は幾多の特長もっているが、まとめれば次のとおりである。

- (1) 構造が小形で、しかも堅固である。
- (2) 消弧機構はセンタブローアウト方式の、並列ブローアウトと常時通電の直列ブローアウトの両者を有しているから磁気分布は強力でかつ均一であり、シャ断性能が向上した。
- (3) 消弧箱はヒンジ取付けであり、かつアークスイッチを採用したので、保守点検が便利になった。
- (4) 接触子ささえに、強靱なガラスポリエステルモールドを使用し、また各相が独立しているので、調整、保守点検に便利である。
- (5) シャ断容量が大きく、しかも使用ひんぱん度が高くとも電氣的寿命が長いので、たとえば巻上機用電動機の開閉などのか酷な運転を要求される分野やその他各種の電動力応用分野に立って、広範囲に採用されることが期待される。

終りに、この電磁接触器の開発に際し種々ご協力下さった長崎製作所技術部、工作部の各位をはじめ、シャ断性能試験や寿命試験に終始ご指導をいただいた研究所、潮、伊藤氏ほか、関係各位に厚く感謝の意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 五十嵐芳雄・富永正太郎・桜井武芳：3.6 kV 75 MVA 1,200 A 新形磁気シャ断器、「三菱電機」33, No. 6 702~707 (昭 34)。
- (2) 潮恒郎・伊藤利朗・八代稜穂：電磁接触器の経済的寿命試験「電学誌」77, 1482~1487 (昭 32)

絶縁液体中のガスの飽和溶解度と拡散

研 究 所 白 井 万 次 郎*・大 杉 肇*

Saturation Solubility and Diffusion of Gases in Liquid Dielectrics

Research Laboratory Manjirō SHIRAI・Hajime OSUGI

Saturation solubility of gases in liquid dielectrics has bearings on gas pressure inside a sealed transformer. Then measurement has been made on the solubility of various gases into various liquid dielectric based on gas pressure on the liquid at one atmospheric pressure. The results have revealed that the solubility-changes with the temperature are affected by the combination of gas and oil, increasing in a case and decreasing in another case. On the other hand, changes of gas pressure on the oil of the sealed transformer have been studied in the case of nitrogen. Thus the writers have made exhaustive study on the phenomena so as to pave the way to the perfection of transformer production.

1. ま え が き

近ごろの油入変圧器には絶縁油の酸化による劣化を防止するため、窒素封入変圧器や密閉変圧器などが多く用いられる。後者は完全な密閉構造をとっているので、温度変化により内部のガス圧が変化する。このガス圧は温度変化による油およびガスの膨張収縮、タンクの変形のほかに、ガスの油への溶解が影響する^{(1)~(4)}。このため絶縁油へのガスの飽和溶解度を正確に知ることが、変圧器の製造者にも使用者にもきわめて重要である。絶縁油への各種のガスの飽和溶解度はこれまで多くの人により測定されているが^{(5)~(9)}、その結果はかならずしも一致していない。筆者はこれまで使用していた測定器を改良して、各種の絶縁液体への各種のガスの飽和溶解度を測定した。絶縁油へのガスの溶解度の変化が油入密閉変圧器のガス空間の圧力にいかに関与するかを考察してみると、平衡状態だけを考えたのでは不十分であって、平衡に達するまでの時間が問題となる。絶縁油中への油面上のガスの溶解速度は、油中におけるガス分子の拡散によるだけでなく、油の対流によって大きく支配される。しかしこの油の対流は変圧器の形状、油の循環の方法、周囲温度や負荷状態により非常に変化すると考えられるから、これを一般的に論じるのは困難である。よって周囲温度を一定に保って、油面上の窒素の油中への溶解速度を測定し、これより絶縁油中の窒素の拡散係数を求めた。

2. ガス溶解度の測定方法

絶縁油中へのガスの溶解量の測定方法は ASTM D 831-48 の方法があるが、これはガス圧の変化よりガス容積を算出する方法で、やや大きな装置を要し、油中に溶解する微量のガスを測定する以外にはもっと簡単な方法でよさそうである。わが国では水銀を用いて試料油上に真空を作り、ここへ溶解ガスを放出させてその容積を測る方法が多く使用されており⁽¹⁰⁾、筆者もこれまでこの方法を使用していた⁽¹¹⁾。今回の方法は多少これに變形を加えたものである。

變形を加えた点は図 2.1 に示すように、試料油を採取

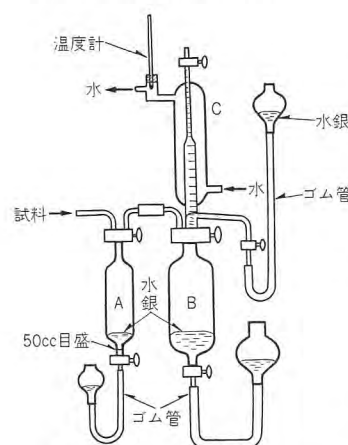


図 2.1 油中のガス溶解量測定器
Fig. 2.1 Measuring device of dissolved volume of gases in oil.

する容器と油よりガスを放出させる容器を別にしたことである。図中 A は試料油を採取する容器であって、上部のコックを左方に開き、水銀ダメを下げて油を A の下部の目盛まで入れる。これまで直接 B に試料を採取し、目盛は B の太い胴の所にあるので採油量の誤差が大で、

ガスの飽和溶解度の温度変化のようなわずかな差を見ようとする場合には不適當であった。Aの目盛までの容積は50 ccのものを多く使用したが、溶解度の大きいガスに対しては10 ccのものをを用いた。このA, Bを分離したことにより、あらかじめBに水銀をみだし、これを下げてB内を真空にしたところへAより油を徐々に流し脱気させることができ、この場合Bを振る必要がない。これまではBに直接試料を採取し、コックをしめてからさらに水銀ダメを下げて油面上に真空を作る。ここへガスを放出させたので、油が真空にふれる部分は油面だけにすぎないから、Bを振ってよく油が真空にふれるようにする必要があった。この場合水銀ダメをおさえる必要上どうしても2人の作業者が必要であったが、今回の測定器だと1人で操作することができる。

変形したもう一つの点はこれまでBの上部に直接つけていたガス容積を測定する目盛管をコックの上に別にしこれを水で冷却するようにしたことである(図2.1C)。これまではBを振る必要があったため、冷却管をつけにくかったのである。室温の油の溶解ガスを測る場合はこれまでのものでよいが、油の温度が室温より高い場合は放出されたガスの温度がわからないという欠点がこれまでの測定器にはあり、これまたガス溶解度の温度変化を知ろうとする場合には正確なデータが得られない。今回の測定器は水温を読んで、ガスの温度はこれと等しいと見ることができる。水銀ダメもBのそれと別にした。

もちろんAよりBに1回だけ油を流したのでは油より十分に脱気させることはできない。Bの上部にたまったガスをCに移してからB中の油をAにもどし、Bには新たに真空を作りAよりふたたびBに油を徐々に流す。油よりガスの放出がなくなるまでこれを繰り返す。完全に油が脱気するには数回この操作を繰り返す必要があるが、これまでのようにBを振る必要がないから作業ははるかに容易である。Cの目盛は2段に分れており、上部の細管は1目盛0.005 ccであり、下のやや太い管では1目盛0.05 ccである。目盛管の全容積は5 ccである。これ以上のガスの発生のあるときは一度上部のコックより一定量のガスを抜いてやればよい。この目盛管により上部の目盛で読む場合は0.01% volまで、下部の目盛で読む場合には0.1% volまで読むことができる。これは今回の目的に対し十分な精度である。

与えられた温度における絶縁液体にガスを飽和させるには、あらかじめ絶縁液体を真空処理により十分に脱気

絶縁液体中のガスの飽和溶解度と拡散・白井・大杉

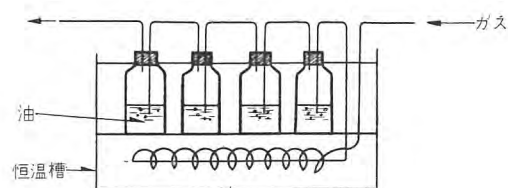


図 2.2 油中へのガスの飽和

Fig. 2.2 Saturation of gases in oil.

しておく。これを図2.2に示すようにガラス器に入れて所定の温度の恒温槽に入れる。ガラス器はシリーズに数個つなげておき、所定のガスを試料油中にふきこむ。ガスは同じ恒温槽中に入れた蛇管を通し、ガスふきこみにより試料油の温度が下がらないようにする。油中にガスをふきこむことは油をカクハンしガスを飽和する時間を短縮するが小さいアワが油中に生じるので、ガス溶解量測定時の30分前にその試料は油中にガスをふきこむことをやめ、油面上にガスを流すようにする。こうすることにより油中のガスアワをのぞくことができる。試料は1時間ごとに取り出して溶解ガス量を測定し、それが一定になったところを飽和溶解量とする。多くの場合ガスふきこみ開始後、2時間くらいで飽和に達しているようである。

温度は各試料とも20, 40, 60, 80°Cの4水準で測定した。また油上のガス圧は1気圧とした。

3. 試料

3.1 絶縁液体

絶縁鉱油としては市販JIS規格の変圧器油、4社のものを用いた。これは今日、わが国で普通に用いられている緑絶油がその製造元によりガスの溶解度に差があるかどうかを見るためである。鉱油のほかは不燃油、三塩化ジフェニル、シリコン油、ヒマシ油を試料とした。不燃油は今日、変圧器油として広く用いられており、また三塩化ジフェニルも、不燃油の一種として用いられることがある。両者とも国産品である。シリコン油は現在のところ価格の点から絶縁油としてはあまり用いられていないが、その特長ある性質により特殊な用途に使用されるであろう。シリコン油は各種の粘度のものが作られているが、この実験に使用したのは国産S社製のKF 96、粘度50CS (25°C)のものである。

3.2 ガス

溶解させたガスは実際にもっとも問題になる窒素、酸素、空気のほか、鉱油に対しては水素、炭酸ガス、フロン12(CCl_2F_2)を用いた。水素は油の分解により生ずるし、炭酸ガスはその油への大きな溶解度が変圧器内の

気ホウの除去に使用されることがある⁽¹²⁾。フレオン 12 は変圧器タンクの漏れ試験の際、油を含むタンク内に入れられることがあり、油への溶解が問題にされたことがある⁽¹³⁾ので実験した。

4. ガス溶解度の測定結果

絶縁鉱油に対する各種のガスの飽和溶解度の測定結果は表 4.1 に示す。溶解度は油の容積に対する溶解ガスの容積パーセントで表わしている。この場合のガスの容積は標準状態に換算したものをを用い、この溶解度の表わし方はブンゼン係数といわれているものである。水素、窒素は温度の上昇とともに油への飽和溶解度は増加する。空気は普通、温度により油への飽和溶解度に変化がないとされてきたが、今回の測定ではやや増加している。これは窒素、酸素の飽和溶解度よりヘンリーの法則を用い

表 4.1 絶縁鉱油中への各種のガスの飽和溶解度 (ブンゼン係数)

温度 (°C)	空気 (%)	水 素	窒 素	酸 素	炭酸ガス	フレオン 12
20	9.31	4.4	7.69	14.6	92.7	1,008
40	9.36	4.9	7.85	14.2	75.3	632
60	9.50	5.4	8.24	13.8	63.1	409
80	9.68	5.8	8.53	13.6	53.2	306

* 油面上のガス圧は 1 気圧

て計算してもやや増加する (酸素の油への飽和溶解度が窒素のそれより大きいから、空気の場合、油に溶解したガスは酸素対窒素の割合が 1:3 となって、溶解ガスは空気の組成とことなり、空気とはいいがたくなるが、ここでは便宜上、空気の溶解量とした)。酸素の飽和溶解度は温度の上昇とともに減少する。古い文献には酸素の溶解度も温度の上昇とともに増加する結果を示しているものがあるが⁽⁷⁾、空気の飽和溶解度の温度上昇による増加が窒素のそれより小さいから、酸素の溶解度が温度上昇とともに減少するほうがおそらく正しいであろう。炭酸ガス、フレオン 12 の油への飽和溶解度は他のガスに比べていちじるしく大きく、温度上昇によりそれは減少している。一般に沸点の高いガスほど、飽和溶解度は大きい結果となっている。また水素、窒素といったような沸点のきわめて低いガスは温度上昇とともに溶解度が増加する。

これを図に示すと、図 4.1 に見るように、水素、窒素、酸素のように沸点の低いガスは温度に対し測定温度の範囲で直線となるが、炭酸ガス、フレオン 12 は温度に対して直線にならない。溶解度の理論の示すところでは、ガスの飽和溶解度の対数は絶対温度の逆数に比例することになっているので、これを両軸にとって図示したのが図

4.2 である。この場合はすべてのガスの溶解度が直線で表わされる。

製造元のことなる絶縁鉱油によりガスの飽和溶解度に差があるかどうかは実用上問題となるので、これを国内 4 社の油について実験した結果が表 4.2 である。この結果の分散分析を行なってみると、窒素、空気の飽和溶解度は製造元により有意差がなかった。酸素の飽和溶解度だけ製造元により 5% の危険率で有意差が認められる。酸素は単に溶解するだけでなく、油分子と化合する性質があるから、油の製造元により多少の差があるのであろう。温度による飽和溶解度の差はいずれのガスに対しても 1% の危険率で有意差が認められた。

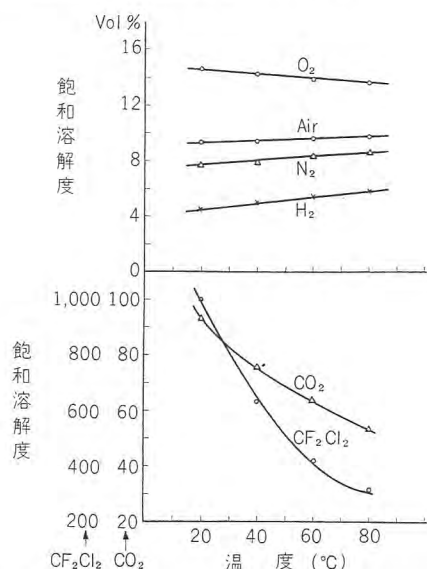


図 4.1 絶縁鉱油中への各種のガスの飽和溶解度
Fig. 4.1 Saturated solubility of various gases in mineral insulation oil.

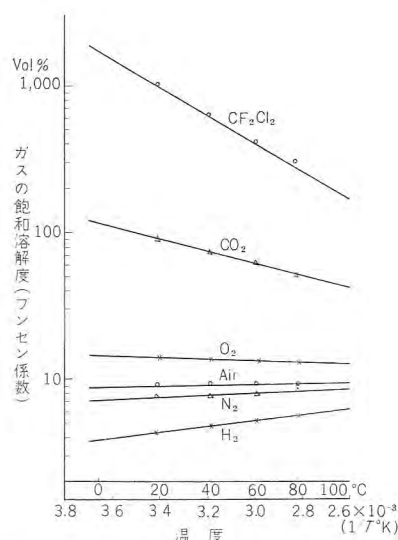


図 4.2 絶縁鉱油中への各種のガスの飽和溶解度
油面上のガス圧は 1 気圧
Fig. 4.2 Saturated solubility of various gases in mineral transformer oil.

表 4.2 製造元の異なる絶縁鉱油へのガスの飽和溶解度
(ベンゼン係数)

ガス	温度 (°C)	油 A (%)	B	C	D	平均
窒 素	20	7.76	7.80	7.59	7.59	7.69
	40	7.90	7.95	7.78	7.78	7.85
	60	8.37	8.26	8.17	8.15	8.24
	80	8.65	8.44	8.47	8.57	8.53
酸 素	20	14.7	14.9	14.5	14.4	14.6
	40	14.4	14.3	13.9	14.1	14.2
	60	14.2	14.1	13.3	13.7	13.8
	80	13.3	13.8	13.3	13.8	13.6
空 気	20	9.56	9.39	9.13	9.14	9.31
	40	9.50	9.46	9.16	9.33	9.36
	60	9.62	9.45	9.51	9.41	9.50
	80	9.73	9.64	9.64	9.68	9.68

* 油面上のガス圧は 1 気圧

表 4.3 鉱油以外の絶縁液体中へのガスの飽和溶解度
(ベンゼン係数)

ガ ス	温度 (°C)	不燃油 (%)	三 塩 化 ジ フェ ニル	シリコン油	ヒマシ油
窒 素	20	4.5	3.6	14.6	—
	40	5.1	3.8	14.4	—
	60	5.2	4.3	14.2	4.3
	80	5.5	4.8	14.0	4.5
酸 素	20	8.7	7.4	25.2	—
	40	9.0	7.7	23.5	—
	60	9.3	8.0	22.4	8.0
	80	9.5	8.3	21.5	7.5
空 気	20	5.4	4.7	17.0	—
	40	5.5	4.8	16.7	—
	60	5.9	5.2	16.1	4.7
	80	6.2	5.5	15.7	4.8

* 油面上のガス圧は 1 気圧

鉱油以外の絶縁液体に対しては窒素、酸素、空気だけを測定した。その結果は表 4.3 に示す。これを図に表わしたのが図 4.3 である。

不燃油、三塩化ジフェニルは鉱油よりガスの飽和溶解度が小で、いずれのガスも温度の上昇とともに飽和溶解度は増加する。シリコン油は鉱油よりガスの飽和溶解度がいちじるしく大きくて、温度上昇とともに溶解度は減少するが、その変化は小さい。実験中に気づいたことはシリコン油は他の液体より容易に溶解ガスを放出することである。ヒマシ油はこの中でもっともガスの飽和溶解度が小さくて、温度に対する傾向は鉱油と似ている。

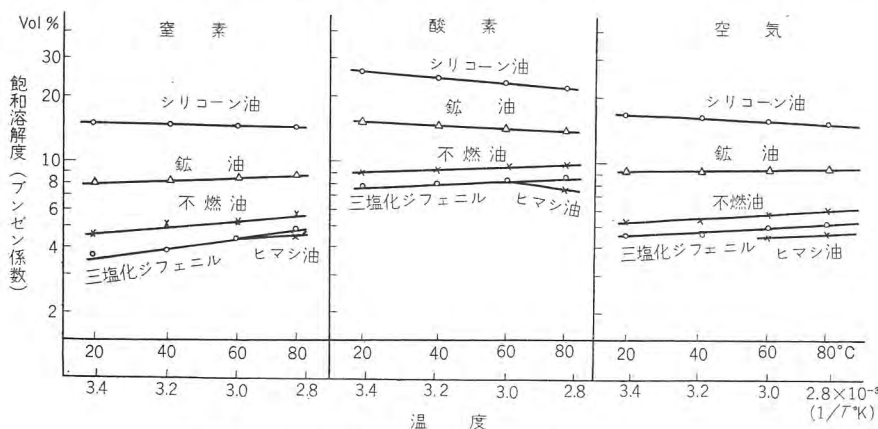


図 4.3 各種の絶縁液体中へのガスの飽和溶解度

Fig. 4.3 Saturated solubility of gases in various insulating liquid.

5. ガス溶解度の理論的考察

Hildebrand 氏の溶解度理論⁽¹⁴⁾にしたがって、ガスの液体への飽和溶解度を考察してみよう。これは液体へのガスの溶解度が何によって支配されるかを知るのに参考となるものである。

いま圧力 P 、温度 T のあるガスが、ある液体に接して溶解し、そのモル分率 x_2 で平衡となったとしよう。圧力 P のそのガスから濃度 x_2 の溶液へ 1 モルのガスが移動するときに生ずる熱 ΔH とエントロピー ΔS を、蒸気圧 P をもつ温度 T_A における相応する量に関係づけたい。この温度 T_A ではガスからモル分率 x_2 の溶液へゆくのに含まれる熱は、ガスの凝縮熱 $-\Delta H_A^V$ とモル比希釈熱 $\Delta \bar{H}_2^M$ の和である。温度 T における ΔH はつぎのようにかくことができる。

$$\Delta H = -\Delta H_A^V + \Delta \bar{H}_2^M - \int_{T_A}^T (\bar{C}_p - C_p^g) dT \quad \dots (5.1)$$

ここで \bar{C}_p は温度 T 、圧力 P 、モル分率 x_2 の溶液におけるガス成分のモル比熱容量、 C_p^g はガスの相当する熱容量である。同様にエントロピーはつぎのようにかける。

$$\Delta S = -\Delta S_A^V + \Delta \bar{S}_2^M - \int_{T_A}^T \frac{(\bar{C}_p - C_p^g)}{T} dT \quad \dots (5.2)$$

ΔS_A^V はもちろん $\Delta H_A^V/T_A$ で、 $\Delta \bar{S}_2^M$ はこの溶液を正則溶液 (Regular Solution) とすれば

$$\Delta \bar{S}_2^M = -R \ln x_2 \quad \dots (5.3)$$

平衡状態では $\Delta H - T\Delta S = 0$

$$\begin{aligned} \therefore \ln x_2 = & -\frac{\Delta \bar{H}_2^M}{RT} + \frac{\Delta H_A^V}{R} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_A} \right) \\ & - \frac{1}{RT} \int_{T_A}^T (\bar{C}_p - C_p^g) dT + \frac{1}{R} \int_{T_A}^T \frac{(C_p - C_p^g)}{T} dT \quad \dots (5.4) \end{aligned}$$

しかるに Clausius-clapeyron の式により

$$\frac{\Delta H_A^V}{R} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_A} \right) = \ln \frac{P}{P^0} \quad \dots (5.5)$$

ここで P^0 は温度 T におけるガス物質の飽和蒸気圧であるが、その温度がその物質の臨界温度以上であれば、その物質の液態は存在しない。この場合はその物質が液態を示す温度における蒸気圧を前の温度 T まで外挿した仮想的な蒸気圧をとる ($\log P$ と $1/T$ は直線関係にある)。この関係を用いると式 (5.4) はつぎの簡潔な式で表

わすことができる。

$$\ln x_2 = \ln \frac{P}{P^0} - \frac{\Delta H_2^M}{RT} - \frac{1}{RT} \int \Delta C_p dT + \frac{1}{R} \int \frac{\Delta C_p}{T} dT \quad (5.6)$$

ここで、 $\Delta C_p = \bar{C}_p - C_p^0$ である。もし ΔC_p を含む二つの項を省略すれば

$$\ln x_2 = \ln P/P^0 - \Delta H_2^M/RT \quad (5.7)$$

ガス物質の溶液中の熱容量はガス状態の熱容量より大きいと考えられるから、 ΔC_p を含む項を省略するのは妥当とはいえない。しかし与えられた溶液中の溶解ガスの C_p は多くの場合データが乏しいであろう。

理想溶液 (Ideal Solution) の場合は溶解熱 $\Delta H_2^M = 0$ と仮定しているから、式 (5.7) はさらに簡単な式となり、

$$x_2 = P/P^0 \quad (5.8)$$

液上のガスの圧力 P を 1 気圧とすれば

$$x_2 = 1/P^0 \quad (5.9)$$

である。理想溶液の場合はガスの低温における液態の蒸気圧がわかっていれば、これを与えられた温度まで外挿して P^0 を知り、 x_2 を求めることができる。この場合相手の液体は関係しないから、ガスの飽和溶解度をモル分率で表わした場合は相手の液体のいかにかわらず一定である。また油上のガス圧を 1 気圧とした場合は T_A は沸点 T_B と一致するから

$$\ln P^0 = \frac{\Delta H^V}{R} \left(\frac{1}{T_B} - \frac{1}{T} \right) \quad (5.10)$$

となり、温度の上昇とともに P^0 は増加するから、理想溶液の場合は x_2 はいつも温度の上昇とともに減少する。

またガスの溶解度をブンゼン係数 α で表わした場合は、これとモル分率 x_2 の間にはつぎの関係がある。

N_1 は液体の分子数、 N_2 は溶解ガスの分子数とすれば、

$$x_2 = N_2 / (N_1 + N_2)$$

$$N_1 = V\rho/M_1, \quad N_2 = \alpha V/22.4 \times 10^3$$

ここで V は試料としてとった液の容積 (cc), ρ は液の比重, M_1 は液の分子量である。ガスが液体に溶解する場合は多くの場合、 N_1 は N_2 よりはるかに大きい。

($N_1 \gg N_2$)

$$\therefore x_2 = \frac{N_2}{N_1} = \frac{\alpha V}{22.4 \times 10^3} \cdot \frac{V\rho}{M_1} = \frac{\alpha}{22.4 \times 10^3} \left(\frac{M_1}{\rho} \right) \quad (5.11)$$

M_1/ρ は液の分子の分子容にほかならない。これよりガスの液体への溶解度が理想溶液の溶解度と等しくなるとしても、ブンゼン係数 α は液体の分子容によりことなるであろう。

以上は液体が一つの種類の分子からなる場合であるが今回の測定に用いた絶縁液体はいずれも一つの種類の分

子からなる液体ではない。鉱油は分子量のことなる各種の炭化水素の混合物であるし、不燃油は五塩化ジフェニールと三塩化ベンゼンの混合物である。その五塩化ジフェニールも四塩化、六塩化ジフェニールが混ざっている。三塩化ジフェニール、シリコン油も各種分子の混合物である。しかしこれらの液体は構造の似た分子の混合物であるから、その平均分子量と比重を求め、一つの種類の分子からなる液体とみなし、これに上記の理論があてはまるとし、ガスの飽和溶解度をモル分率で表わし、これを理想溶液の場合と比較してみた。

各液体の分子容を求めるため、液の平均分子量と比重を測定したのが表 5.1 である。溶解ガスの仮想的飽和蒸気圧は化学便覧所載の各物質の蒸気圧を室温付近まで外挿して求め、これより理想溶液としてのガスの飽和溶解度を求めた。これらの結果は表 5.2 に示す。

表 4.1, 4.3 の値をモル分率で表わしたのが図 5.1, 5.2 である。図 5.1 をみると、一般に理想溶液として計算した場合に比べて温度変化がゆるやかになっている。これは式 (5.7) をかきかえると

$$\ln x_2 = -\frac{\Delta H^V}{RT_B} + \frac{(\Delta H^V - \Delta H_2^M)}{R} \left(\frac{1}{T} \right) \quad (5.12)$$

となる。理想溶液は式 (5.12) で $\Delta H^M = 0$ としているのであるが、実際は溶解熱は零にならないから、直線の傾斜がゆるやかになるのであろう。水素、窒素のように蒸発熱 ΔH^V が小さいと、おそらく溶解熱のほうが蒸発熱より大きくなるため、温度上昇により飽和溶解度が増してゆくのではないかと思う。

図 5.2 を見るとブンゼン係数ではガス溶解度が最小であったヒマシ油が、モル分率で表わすと鉱油より溶解度

表 5.1 各種の絶縁液体の分子容

	温度(°C)	鉱油	不燃油	三塩化ジフェニール	シリコン油 (KF 96)	ヒマシ油
平均分子量		260	256.2	260.6	3,268	1,055
比重	20	0.900	1.558	1.375	0.967	—
	40	0.887	1.536	1.376	0.948	0.949
	60	0.875	1.516	1.357	0.929	0.936
	80	0.862	1.497	1.339	0.910	0.923
分子容	20	289	164.4	186.4	3,380	—
	40	293	166.8	189.4	3,448	1,111
	60	297	169.0	192.0	3,518	1,127
	80	302	171.2	194.6	3,592	1,143

表 5.2 理想溶液に対するガスの飽和溶解度

ガス	仮想的飽和蒸気圧		飽和溶解度 (モル分率)		蒸発熱 (Cal)
	20°C	80°C	20°C	80°C	
H ₂	529.7 圧	575.4 圧	1.89×10^{-3}	1.74×10^{-3}	275
N ₂	811	123.3	1.23 "	0.81 "	1,390
O ₂	561	918	1.78 "	1.09 "	1,633
CO ₂	118.6	639.7	8.40 "	1.56 "	5,582
CF ₂ Cl ₂	6	27.8	166.7 "	36.0 "	5,082

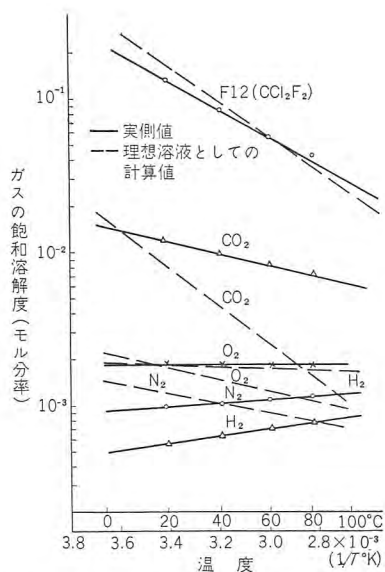


図 5.1 絶縁鉱油への各種のガスの飽和溶解度
(表 4.1 をモル分率で表わしたもの)
Fig. 5.1 Saturated solubility of various gases
in mineral insulation oil.

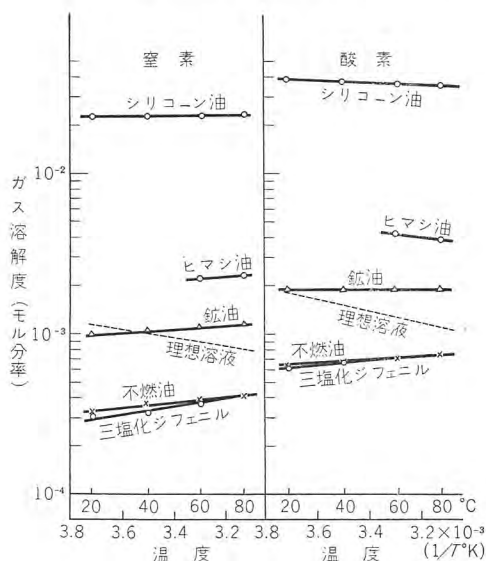


図 5.2 各種の絶縁液体中へのガスの飽和溶解度
(表 4.3 をモル分率で表わしたもの)
Fig. 5.2 Saturation solubility of gases in
various insulation liquid.

が大となり、またシリコン油が理想溶液といちじるしく離れているのは注目すべきである。

6. 密閉変圧器中のガス圧の変化

温度変化による油入密閉変圧器中の油面上空間のガス圧の変化はつぎの原因によっておこる変化の組合わされたものである。

- (1) 封入ガスの定容積における温度変化によるもの。
- (2) 油の膨張収縮によるガス空間の容積変化によるもの。

(3) 油中への封入ガスの飽和溶解度の温度による変化によるもの。

(4) タンク壁のヒズミによるもの。

(5) ガスと油の化学反応によるガスの減少によるもの。

このうち(4)は変圧器タンク壁の構造によってことなるわけで、一般的に論じがたい。しかし近ごろの変圧器は非常に強固に作られているのが普通であるから、これによるガス空間の容積の変化はきわめて少ないものと考ええる。(5)は封入ガスに空気を使用した場合におこり、空気中の酸素が油と反応して、ガス量が減少する。しかしこれも油入密閉変圧器においては窒素を封入ガスに使用するのが普通であるから、その場合は窒素は油と反応せず、ガスの減少はおこらない。結局、問題となるのははじめの三つである。

いまガス空間の温度が絶対温度で T_1 から T_2 に、油温が θ_1 から θ_2 に、ガス空間の容積が V_1 から V_2 に、油の体積が v_1 から v_2 に、油中へのガスの飽和溶解度(ブンゼン係数)が α_1 から α_2 に変化したとする。この際ガス圧が P_1 から P_2 に変化したとして P_2 を求めてみよう。この場合、油へのガスの飽和溶解度が温度によりことなるから、ガス空間にあるガスのモル数が変化する。はじめガスが n モルあったものが、温度上昇により $(n-x)$ モルとなったとすると、平衡状態において

$$P_1 V_1 / T_1 = nR, \quad P_2 V_2 / T_2 = (n-x)R \quad \dots \dots \dots (6.1)$$

ここで R はガス恒数である。 x をブンゼン係数で表わすと

$$x = (P_2 \alpha_2 v_2 - P_1 \alpha_1 v_1) / 22.4 \times 10^3 \quad \dots \dots \dots (6.2)$$

$R = 22.4 \times 10^3 / 273$ (cc/°K) であるから

$$xR = (P_2 \alpha_2 v_2 - P_1 \alpha_1 v_1) / T_0 \quad \dots \dots \dots (6.3)$$

ただし $T_0 = 273^\circ\text{K}$ である。式(6.1)より

$$P_2 V_2 / T_2 = P_1 V_1 / T_1 - (P_2 \alpha_2 v_2 - P_1 \alpha_1 v_1) / T_0$$

$$\therefore P_2 \left(\frac{V_2}{T_2} + \frac{\alpha_2 v_2}{T_0} \right) = P_1 \left(\frac{V_1}{T_1} + \frac{\alpha_1 v_1}{T_0} \right) \quad \dots \dots \dots (6.4)$$

ここで

$$v_2 = v_1 \{ 1 + \beta(\theta_2 - \theta_1) \} \quad \dots \dots \dots (6.5)$$

$$V_2 = V_1 - \beta v_1 (\theta_2 - \theta_1) \quad \dots \dots \dots (6.6)$$

ここで β は油の膨張係数である。 $V_1/v_1 = \gamma$ として表わすと

$$P_2 = P_1 \left(\frac{\gamma}{T_1} + \frac{\alpha_1}{T_0} \right) / \left[\frac{\gamma - \beta(\theta_2 - \theta_1)}{T_2} + \frac{\alpha_2 \{ 1 + \beta(\theta_2 - \theta_1) \}}{T_0} \right] \quad \dots \dots \dots (6.7)$$

となる。窒素の場合のように温度上昇により油への飽和

溶解度が増加する場合は、 $x > 0$ で、ガスの溶解度の変化を考えない場合よりガス圧の変化は小になる。

以上は平衡状態において成立するものである。しかし実際の変圧器においてはこのような平衡状態にはただちに達しない。油中へのガスの溶解は油面からの溶解であるから、油面に比して油量の大きい場合は平衡に達するまでかなりの時間がかかる。これに反し温度上昇による油の膨張は比較的早く平衡に達するであろう。このため平衡に達する前に一時的にガス圧が平衡圧よりも上昇する。極端な場合を考えると、油温が上がってもガスの溶解状態が変化しないとすると $x = 0$ である。この場合の最高圧を P_2' とすると

$$P_1 V_1 / T_1 = P_2' V_2 / T_2$$

$$\therefore P_2' = P_1 \left(\frac{T_2}{T_1} \right) \frac{\gamma}{\{\gamma - \beta(\theta_2 - \theta_1)\}} \quad \dots\dots\dots (6.8)$$

この温度に長く保たれれば、油中へのガスの溶解は増大して、平衡状態では P_2' が P_2 になる。この平衡状態よりふたたび温度が T_1 にもどると、平衡状態ではガス圧はもとの P_1 にもどるけれど、一時的には油はガスを T_2 に平衡した溶解量のまま収縮するから、かえって P_1 より低い圧になる。これを P_1' とすると

$$P_2 V_2 / T_2 = P_1' V_1 / T_1$$

$$P_1' = P_1 \left(\frac{\gamma + \alpha_1}{T + T_0} \right) \left\{ \frac{\gamma - \beta(\theta_2 - \theta_1)}{\gamma} \right\} \left(\frac{T_1}{T_2} \right) \left[\frac{\gamma - \beta(\theta_2 - \theta_1)}{T_2} + \frac{\alpha\{1 + \beta(\theta_2 - \theta_1)\}}{T_0} \right] \dots\dots\dots (6.9)$$

いま一例として常温で変圧器に油を入れ、油上に 1 気圧の窒素を満たし、これが使用中、温度上昇した場合のガス圧の変化を考えてみよう。ガス空間は油量の 1/10 くらいにとるのが普通とされているから、 $\gamma = 0.1$ とする。 $\theta_1 = T_1 = 20^\circ\text{C}$, $\theta_2 = 80^\circ\text{C}$, $T_2 = 70^\circ\text{C}$ とする。油ははじめ 1 気圧の窒素で飽和していたものとする。表 4.1 により $\alpha_1 = 0.077$, $\alpha_2 = 0.085$ である。 $P_1 = 1$, $\beta = 0.0007$ とする。

式 (6.7) より $P_2 = 1.29$ 気圧

式 (6.8) より $P_2' = 2.27$ "

式 (6.9) より $P_1' = 0.57$ "

すなわち、この場合油へのガスの溶解を無視すれば、1~2.27 気圧の間に变化するものが、油へのガスの溶解を考慮に入れば、平衡状態で 1~1.29 気圧の間の变化を考えればよい。しかしこの平衡にはただちに達しないから、一時的には 0.57~2.27 気圧の間の变化を考える必要がある。油への窒素の溶解はこのように一見、ガス圧の変化を小にするように見えるが、一時的にはかえって

ガス圧の変化する範囲が大きくなるのである。

7. 絶縁油中の窒素の拡散

上述のように油入密閉変圧器のガス空間の圧力は、平衡状態だけを考えたのでは不十分であるから、平衡に達するまでの時間が問題となる。絶縁油中への油面上のガスの溶解速度は、油中におけるガス分子の拡散によるだけでなく、油の対流によって大きく支配される。しかし油の対流は変圧器の形状、油の循環の方法、周囲温度や負荷状態により非常に変化すると考えられるから、これを一般的に論じることとはできない。よって周囲温度を一定にして、対流のおこらないようにし、油面上の窒素の油中への溶解速度を測定し、これより絶縁油中の窒素の拡散係数を求めた。油中へのガスの溶解速度が拡散だけによる場合は、ガスの溶解速度がもっともおそい場合である。

油面上のガスが油中へ溶解あるいは油中から放出される場合、油上のガス圧が一定に保たれ、溶解、放出が拡散だけによって行なわれ、対流が行なわれないとすれば⁽¹⁵⁾

$$\frac{C_0 - \bar{C}}{C_0 - C_i} = \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2} \exp \left[- \left(\frac{(2n+1)\pi}{2h} \right)^2 D t \right] \quad \dots\dots\dots (7.1)$$

ここで C_0 は油へのガスの飽和溶解度、 C_i は最初油に持っているガスの濃度、 \bar{C} は t 時間後に油に溶解しているガスの平均濃度である。 h は油の深さ、 D は油中におけるガスの拡散係数である。

いま式 (7.1) で $\pi^2 D t / 4 h^2 = x$ において、 x に各種の数値を与えて、 $(C_0 - \bar{C}) / (C_0 - C_i)$ を計算してみると図 7.1 のようになる。 x に十分大きな値 (約 0.2 以上) を与えると、式 (7.1) の級数の第 2 項以下は非常に小さくなり、第 1 項だけで十分よい近似を与えることがわかる。 $(C_0 - \bar{C}) / (C_0 - C_i)$ を対数目盛にとれば、 x の大きいところでは直線になる。この直線を延長して $x = 0$ の軸と交わる場所は $8/\pi^2$ ($\doteq 0.81$) である。 x が約 0.2 より

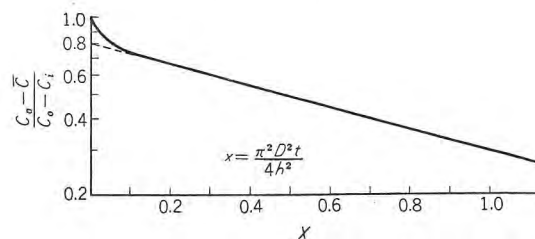


図 7.1 $(C_0 - \bar{C}) / (C_0 - C_i)$ の理論式の曲線
Fig. 7.1 Curve of theoretical formula of $(C_0 - \bar{C}) / (C_0 - C_i)$.

小さいところでは式 (7.1) の第 2 項以下が第 1 項に比して無視しえないほど大きくなるからほぼ直線とならず、 $x=0$ で $(C_0-\bar{C})/(C_0-C_i)=1$ となる。直線となるのは $(C_0-\bar{C})/(C_0-C_i)$ が約 0.7 以下で、この範囲では式 (7.1) の近似として次式を用いることができる。

$$\frac{C_0-\bar{C}}{C_0-C_i} = \frac{8}{\pi^2} e^{-bt} \quad b = \frac{\pi^2 D}{4h^2} \quad \dots\dots\dots(7.2)$$

$$\log\left(\frac{\pi^2}{8}\right)\left(\frac{C_0-\bar{C}}{C_0-C_i}\right) = -\frac{b}{2.3}t \quad \dots\dots\dots(7.3)$$

固体の場合はこの式 (7.3) の関係を用い、その直線部分の傾斜より拡散係数 D を求めている。液体の場合も対流がない場合は式 (7.3) があてはまるとし、式 (7.3)

の関係を用い D を求めることとした。

実験方法はガスの飽和溶解度を求めたやり方とほぼ同じで、ただガスは油中にふきこまず油面上を流すようにする。数個のガラス容器にあらかじめ脱気した油を所定の深さだけ入れ、油面上を真空にした後、恒温槽に入れる。油の温度が水槽の温度に等しくなったら、油面上に窒素ガスを流す。一定時間ごとにガラス器を 1 個ずつとりだして油に含まれるガス量を測定する。油面上に送る窒素ガスは水槽中に沈めた蛇管を通すことにより、あらかじめ実験温度に保ち、実験中、油面が冷却されるのをふせぐ。

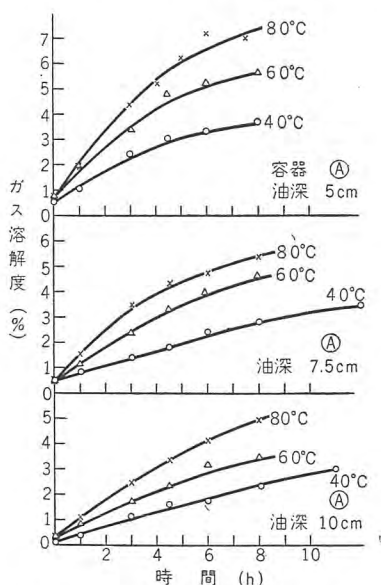


図 7.2 絶縁油中への窒素の溶解量と時間の関係

Fig. 7.2 Relation between dissolved volume and time of nitrogen in insulation oil.

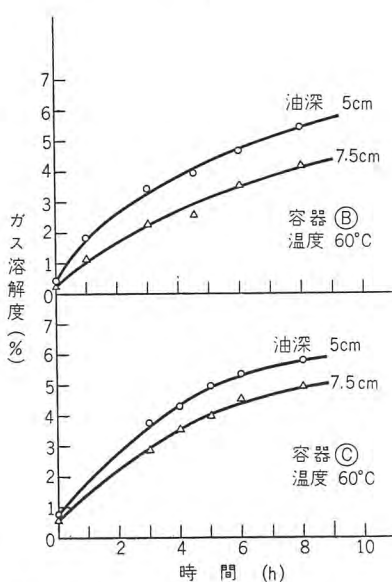


図 7.3 絶縁油中への窒素の溶解量と時間の関係

Fig. 7.3 Relation between dissolved amount and time of nitrogen in insulation oil.

温度は 40, 60, 80°C の 3 水準で、油の深さは 5, 7.5, 10 cm の 3 水準で実験を行なった。また油表面積を変えて実験するため、ガラス器の直径のちがったもの 3 種を用い

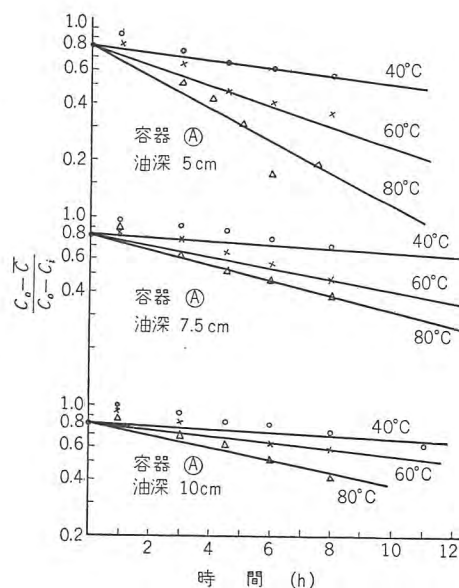


図 7.4 $\log(C_0-\bar{C})/(C_0-C_i)$ と時間との関係 (I)

Fig. 7.4 Relation between $\log(C_0-\bar{C})/(C_0-C_i)$ and time.

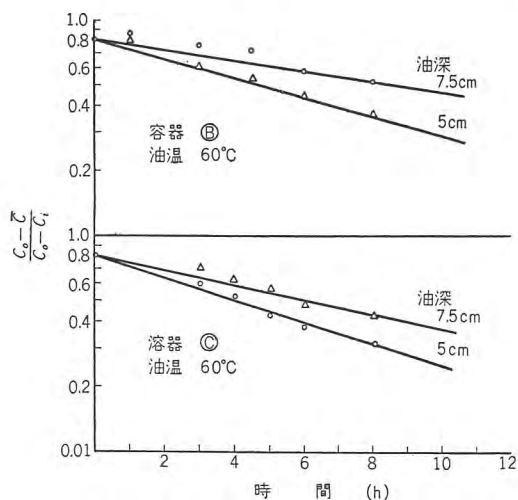


図 7.5 $\log(C_0-\bar{C})/(C_0-C_i)$ と時間との関係 (II)

Fig. 7.5 Relations between $\log(C_0-\bar{C})/(C_0-C_i)$ and time.

表 7.1 絶縁油中の窒素の拡散係数

容 器	油表面積 (cm ²)	温 度 (°C)	油 深 (cm)	b/2.3	拡散係数 D (cm ² /h)	D の平均 (cm ² /h)
A	12.6	40	5	0.020	0.467	0.580
			7.5	0.010	0.524	
			10	0.008	0.750	
		60	5	0.053	1.235	1.433
			7.5	0.030	1.576	
			10	0.016	1.488	
		80	5	0.085	1.983	2.355
			7.5	0.040	2.100	
			10	0.032	2.985	
B	28.3	60	5	0.043	1.003	1.132
			7.5	0.024	1.260	
C	44.0	60	5	0.050	1.166	1.451
			7.5	0.033	1.734	

で実験した。油上のガス圧はすべて1気圧で行なった。

油中への窒素ガスの溶解量 \bar{C} と時間の関係は図 7.2, 7.3 に示す。あらかじめ油は脱気しておいたが、約 0.5% ばかりの空気がのこり、それは実験ごとにくぶん違っていた。ここで容器 A, B, C はガラス器の径の違ったものを表わし、その油の表面積はそれぞれ 12.6, 28.3, 44.0 cm^2 である。窒素の各温度における油への飽和溶解度は表 4.1 の値を使用した。

$\log (C_0 - \bar{C}) / (C_0 - C_i)$ と t との関係を求めると、図 7.4, 7.5 となる。 $t=0$ で $(C_0 - \bar{C}) / (C_0 - C_i) = 0.81$ を通るような直線を求めて、その傾斜 $b/2.3$ を求めた。これを表 7.1 に示す。 b と油の深さとの関係を図示したのが図 7.6 である。多少のバラツキがあるが、 b は油の深さ h の 2 乗に反比例するようであるから、式 (7.2) に従うものとして D を計算した。 D は油の深さが大きくなるにしたがって、大きくなる傾向が見える。これは温度を一定に保ったが、多少の対流はまぬかれず、油の深さが大きいほどその影響が大きいのかも知れない。

D のバラツキはあまり大きくないものと見なして平均値を求め、これと温度の関係を求めた。普通、拡散係数と温度の関係は

$$D = D_0 \exp(-A/RT) \dots\dots\dots (7.4)$$

で表わされているから、 $\log D$ と $1/T$ の関係を求めた。ここで D_0 と A は実験によってきまる常数である。その結果は図 7.7 に示すようにほぼ直線となり、式 (7.4) の関係が満たされることがわかる。油中における窒素の拡散係数は温度が高くなるとともに大きくなる。

径のことなるガラス器で行なった実験結果も表 7.1 に

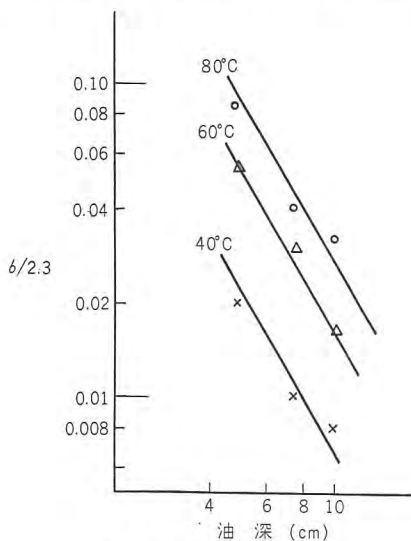


図 7.6 b と油深の関係

Fig. 7.6 Relations between b and oil depth.

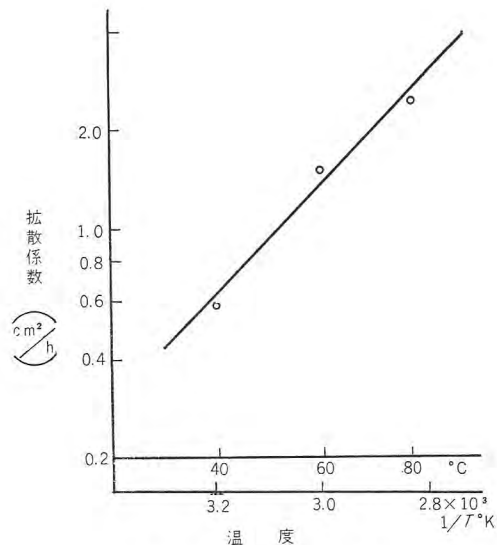


図 7.7 D と温度の関係

Fig. 7.7 Relations between D and temperature.

示す。これは 60°C だけを実験したがほぼ同じ値を示した。測定された D の値は室温ではほぼ 10^{-5} (cm^2/sec) の値となり、これまでに測定されている液体中の各種の物質の拡散係数とほぼ同じ order である⁽¹⁵⁾。以上の結果は温度を一定にし、油が静止している場合である。この場合のガスの油への溶解速度はかなりおそいものといえよう。

図 7.8 は実際のある油入密閉変圧器と同じ油の深さとガス空間をもつ密閉ガラス器を室温に放置して、圧力の変化を測定したものである⁽¹⁶⁾。油はあらかじめ脱気しておき、ガスは窒素を用いた。圧力は 30°C に換算してある。平衡圧に達するには約 3 カ月を要した。

空間の圧力と溶解ガスの間にはつぎの関係がある。

$$(P_0 - P)V = P_s(\bar{C} - C_i)v$$

$$\bar{C} - C_i = (P_0 - P)V/P_s v \dots\dots\dots (7.5)$$

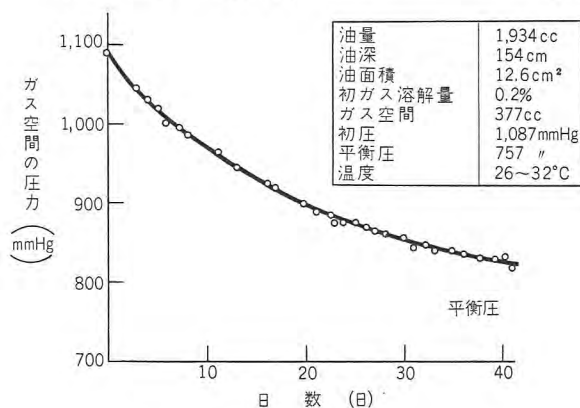


図 7.8 密閉油入器における油上ガス圧の変化 (室温に放置した場合)

Fig. 7.8 Change of pressure on the oil in sealed oil apparatus (when left to room temperature).

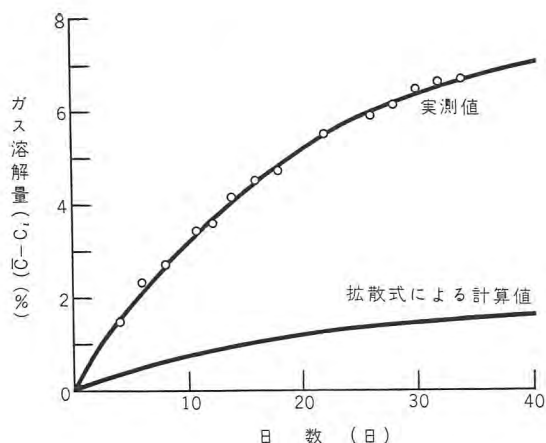


図 7.9 図 7.8 より求めた窒素の油への溶解量
Fig. 7.9 Dissolved volume of nitrogen obtained from Fig. 7.8.

ここで、 P_0 ははじめのガス空間の圧力、 P はガスの平均溶解度が \bar{C} となったときの圧力、 V, v はそれぞれガスの空間の容積および油量である。 P_s は 1 気圧 (760 mm Hg)、 C_i ははじめのガス溶解度である。これより求めたガス溶解量 $(\bar{C} - C_i)$ を図 7.9 に示す。もしこの場合ガスの溶解速度が拡散だけによるとすれば、図 7.9 の下の曲線のようになり、実際のガス溶解量よりいじりしく小さい。この計算値は式 (7.1) を用いて計算しているの油上のガス圧は変化しないものとして計算しているから、ガス圧が低下する場合はガス溶解量はこれよりさらに小になる。この場合のガスの溶解速度はほとんど対流によって支配されているといえることができる。

W. J. Degnan 氏ら⁽¹⁷⁾ は一定温度、一定圧力で変圧器の油の強制循環を行ない、そのガスの溶解度を次式のようにおいている。

$$\bar{C} = C_0 - (C_0 - C_i) \exp(-t/B) \quad (7.6)$$

この式はガスの溶解速度を

$$d\bar{C}/dt = (C_0 - \bar{C})/B \quad (7.7)$$

とおいたときに導かれるものである。油がよく循環されている場合には、ガスの溶解速度は飽和溶解度と現在の溶解量との差に比例すると考えてよいのであろう。しかし B は温度を一定としても変圧器の形状や油の循環方法によりことなるであらう。

8. む す び

油入密閉変圧器の内部のガス圧には絶縁油のガスの飽和溶解度が関係する。このため絶縁油、不燃油、シリ

コン油、ヒマシ油などへの各種のガスの飽和溶解度を液上のガス圧を 1 気圧として、20~80°C の間で測定した。これらのガスの溶解度の温度変化はガスと油の組合わせによって、ある場合は温度の上昇とともに増加し、ある場合には減少する。これらの測定結果を Hildebrand 氏の溶解度理論によって考察し、理想溶液の場合といかにことなるかを検討した、

また油入密閉変圧器の油上のガス圧の温度による変化を窒素の場合について検討してみると、油へのガスの溶解を考慮した場合は、これを考慮しない場合に比べて、平衡状態ではガス圧の変化が少なくなる。しかしこの平衡にはただちに達しないから、一時的にはかえってガスの溶解を考慮しない場合より大きなガス圧の変化がある。この平衡に達するまでの時間は油へのガスの溶解速度によるが、これはガス分子の液中の拡散と液の対流が関係する。この対流は変圧器の形状や油の循環方法によって異なるから一般的に論じがたい。このためできるだけ温度を一定にして対流の影響をさけ、絶縁油への窒素の溶解速度を測定し、これより絶縁油中の窒素の拡散係数を求めてみると、液体中の他の物質の拡散係数とほぼ同じ order の値、 10^{-5} (cm²/sec) が得られた。この拡散係数は温度とともに大きくなり、その対数は絶対温度の逆数と直線関係にある。温度が一定に保たれない場合は、ガスの油への溶解速度は対流に大きく支配されるようである。

(34-8-27 受付)

参 考 文 献

- (1) 白井：昭和 34 年電気学会，299.
- (2) E. W. Tipton：AIEE. Trans, 69 1669 (1950).
- (3) E. B. Frankline：PIEE. 102, Pt A 265 (1955).
- (4) R. B. Kaufman：AIEE. Trans, 1315 (1958).
- (5) Buchholz：ETZ-A 763 (1954).
- (6) H. Lutter：ETZ-A 462 (1957).
- (7) F. M. Clark：J. Frank. Inst, 215 39 (1933).
- (8) P. B. Kaufman：AIEE. Trans, Pt 1 312 (1955).
- (9) P. B. Boldwin：JIP. 161 (1953).
- (10) 河村：電研月報，3, No. 5, 31, No. 6, 15 (昭 28).
- (11) 白井：「三菱電機」154 (昭 29).
- (12) E. B. Frankline：PIEE. 829 (1955).
- (13) 白井：「三菱電機」145 (昭 31).
- (14) Hildebrand：Solubility of non electrolytes, 239 (1950 刊).
- (15) W Jost：Diffusion, 37, 475 (1952 刊).
- (16) 白井：昭和 33 年電気学会，340.
- (17) W. J. Degnan：AIEE. Trans. 657 (1958).

方向性 50% Ni-Fe 合金の磁性におよぼす溶解法の影響

研 究 所 山森末男*・野口英男**・政木淑人**
世田谷工場 小倉忠利***

Effect of Melting Technique on Magnetic Properties of Grain-Oriented 50% Ni-Fe Alloy

Research Laboratory Suetogaya Factory Suetogaya Factory
Sueo YAMAMORI・Hideo NOGUCHI・Yoshito MASAKI
Tadatoshi OGURA

In the experiment of magnetic properties, four kinds of 50% Ni-Fe alloy were prepared by respectively different melting methods: air melting (M), vacuum melting (V) in the industrial induction furnace, and vacuum-arc melting (MA) and (VA) from each ingot of (M) and (V). The four specimens were examined of their purity by chemical analysis and also of their magnetic properties. The experiments have revealed that both MA and VA produce materials having prominent magnetic properties as compared with those by M and V. Another fact found is that the alloy made by MA has higher purity than that by M in coincidence with the difference of the magnetic properties, while VA has no better effect of decreasing impurities than V.

1. ま え が き

角形ヒステリシス・ループの特性をもつ磁性合金のうち、とくに透磁率が大きいものとして 50% Ni-Fe 合金がある。その特性を磁気増幅器や接触変流器用リアクタなどの鉄心に適当なものとして利用されていることは、衆知の事実である。

一般に、磁性合金は純度にきわめて敏感であり、50% Ni-Fe においても、ガスあるいは脱酸剤などのいわゆる不純物と考えられるものの影響に対する研究が非常に多い。主として C, O₂ が悪影響を与えることが指摘され、これらは結晶格子をひずませ、磁区の運動をさまたげ、さらに結晶粒子の成長を抑制するなどの害があるとされている。すでにわれわれも C, O₂ その他 Mn, Si などの不純物に対して検討を続けてきている。しかしながら、たとえば不純物の中でも Mn, Si などの脱酸剤に関しては、合金中のこれらの残存量が酸素と結合した状態にあるのか、あるいは固溶して酸素と無関係の状態にあるのかなどを分析的に区別することは困難であり、そのためにこれらの不純物の量の大小に対して、酸素量とともに、その是非の判断を誤る場合がつねに生じてくる。

この報告は、いったん真空あるいは大気中で脱酸剤を使用して溶解した 50% Ni-Fe 合金を、さらに真空アーク溶解法により再溶解した例を採り上げて、その際の純

度の変化を分析し、かつ磁気特性について調査したものであり、不純物の量と磁気特性（主として方向性）との対応ならびにその他の注目された点について論及する。

2. 実 験

2.1 実験試料および実験方法

50% Ni-Fe 合金を大気中で高周波電気炉により普通溶解したものと、真空中で同様溶解したものの 2 種を作り、ついでそれぞれのインゴットの半分をさらに真空アーク炉の電極として溶解し、以上合計 4 種の試料を作った。これらの試料名を、以下、つぎの記号で示すことにする。

M : 空气中溶解

V : 真空中溶解

MA : 空气中溶解した M をさらに
真空アーク溶解

VA : 真空中溶解した V をさらに
真空アーク溶解

表 2.1 には M および V 試料の溶解時の原料の配合量を、表 2.2 には使用した原料の分析値を掲げた。

なお、V 試料の溶解時の真空度は $5 \times 10^{-3} \sim 1 \times 10^{-3}$ mmHg であった。また、MA および VA 試料は、いずれも M および V 試料の約半分の径 80 mm の丸棒に熱間鍛造し、面削によって表皮の酸化物などを除去し

表 2.1 配合量 単位: kg

試料	電解鉄	電解ニッケル	脱酸剤
M	50	50	0.5
V	50	50	0.3

注: 脱酸剤は Ni-Si-Mn 合金を使用した。
その組成は Ni: 12.5%, Si: 17.8%, Mn: 69.7%

表 2.2 原料の分析値 単位: % (wt)

原料	C	Si	Mn	P	S	Cu	Pb	Fe	Co
電解鉄	0.013	0.010	0.015	0.010	0.003	0.002	—	残	—
電解ニッケル	0.01	—	—	—	trace	0.001	0.0002	0.005	0.67

て電極とし、真空アーク溶融して作ったものであり、そのときの条件はアルゴン・ガスふんい気で約 10^{-3} mmHg の真空度 (ただし、炉のガス引口) であった。

鑄造品の分析は、すべてその数箇所より試料を採取して実施した。そのうちガス分析は NRC 法によったものである。

磁気測定には厚さ 0.1 mm および 0.05 mm の試料を用い、その製作にはつぎの工程によった。すなわち、すべての鑄造試料を同一加工歴の下に薄帯とすることに留意し、最終冷間圧延率はそれぞれ 98% (0.1 mm), 99% (0.05 mm) 一定とした。なお、各試料を幅 10 mm 内径 60 mm 外径 75 mm の巻鉄心とし、その熱処理は高純度 H_2 気流中で $1,020 \sim 1,100^\circ C$ 1~1.5 h とし、それぞれの試料について立方体組織を作らせ、二次再結晶がほとんど起りがたい範囲を選んだ。測定は弾動検流計法によった。

2.2 実験結果

(1) 鑄造試料の組織

M, V, MA および VA 試料のそれぞれの鑄造組織を図 2.1, 2.2, 2.3 および 2.4 に掲げた。前の二つはその横断面を、後の二つはその縦断面を示す。M 試料の組織が比較的以小、V 試料はそれよりも大きく、MA および VA 試料はいずれもとくに粗大であることが見られる。アーク溶解法の際には、アーク熱による溶湯が水冷



図 2.1 M-インゴットの横断面

Fig. 2.1 Macro-structure of the cross section of M-ingot.

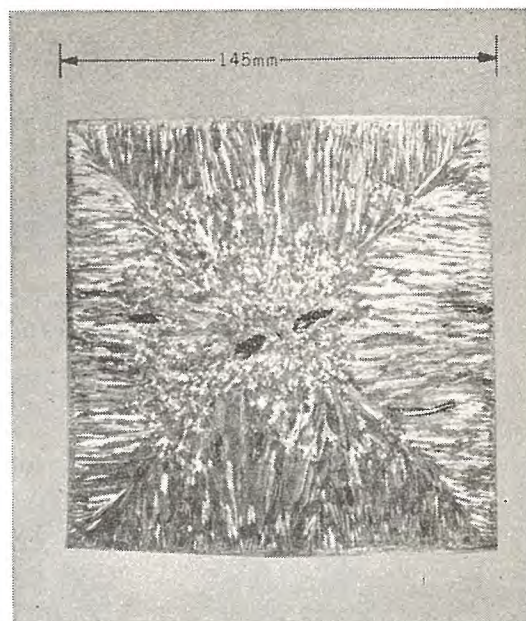


図 2.2 V-インゴットの横断面

Fig. 2.2 Macro-structure of the cross section of V-ingot.

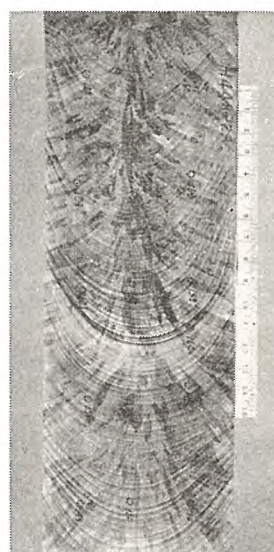


図 2.3 MA-インゴットの縦断面

Fig. 2.3 Macro-structure of the longitudinal section of MA-ingot.

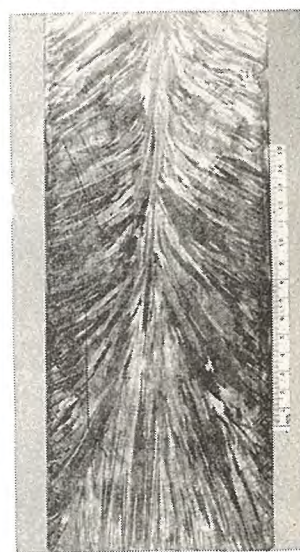


図 2.4 VA-インゴットの縦断面

Fig. 2.4 Macro-structure of the longitudinal section of VA-ingot.

ルツボ中で冷却されながら連続的に上部に移行する特長のために、MA および VA 試料にとくに巨大な柱状晶が上方を向いて発達したもので、このような組織をもつ試料の特長として、柱状晶の粒間から割れやすく、加工には特別の注意が必要であった。

図 2.5 は M 試料を、図 2.6 は V 試料をそれぞれ丸棒に熱間鍛造後、その一端より採取した試片について調査した顕微鏡組織 (a) および inclusion (b) の写真である。V 試料にも M 試料と同様にかなりの inclusion があることがわかる。

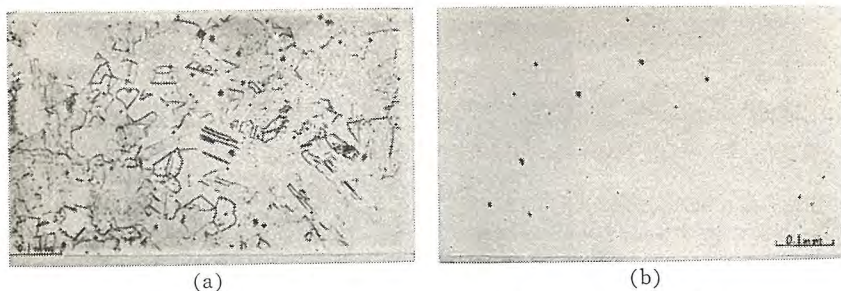


図 2.5 M-インゴット（鍛造後）の組織 (a) と介在物 (b)

Fig. 2.5 Micro-structure (a) and inclusions (b) shown in M-ingot (after hot forging).

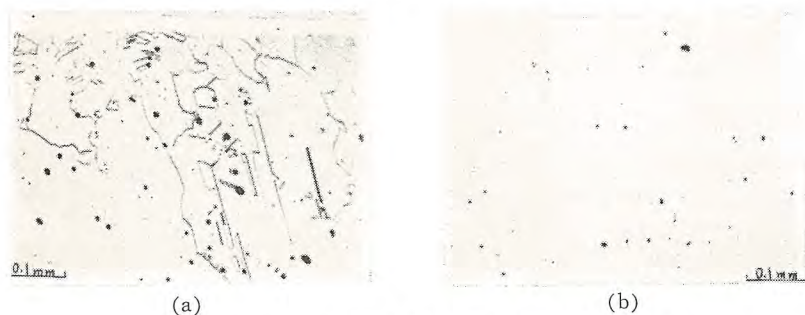


図 2.6 V-インゴット（鍛造後）の組織 (a) と介在物 (b)

Fig. 2.6 Micro-structure (a) and inclusions (b) shown in V-ingot (after hot forging).

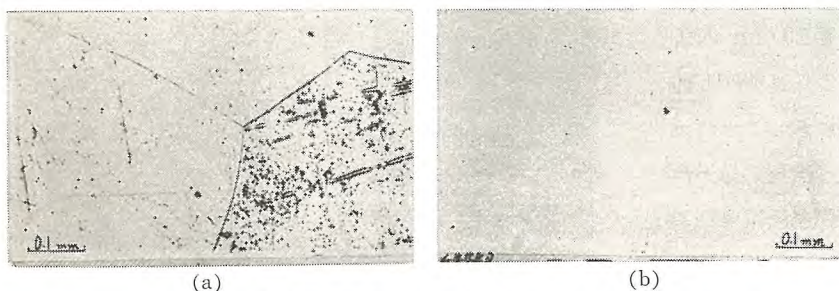


図 2.7 MA-インゴットの組織 (a) と介在物 (b)

Fig. 2.7 Micro-structure (a) and inclusions (b) shown in MA-ingot.

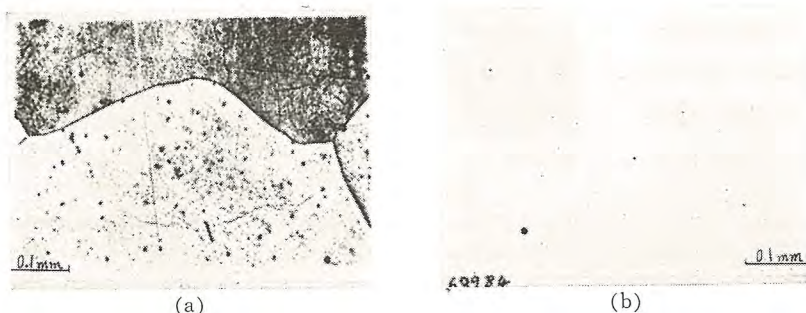


図 2.8 VA-インゴットの組織 (a) と介在物 (b)

Fig. 2.8 Micro-structure (a) and inclusions (b) shown in VA-ingot.

図 2.7 および図 2.8 は上記 M および V の鍛造試料をそれぞれ真空アーク溶融した MA および VA 試料についての同様の写真である。いずれも inclusion は少なくなっており、とくに MA 試料においては粒界の直線性に純度の向上を思わせるものがあった。

(2) 鑄造試料の分析値

鑄造試料の分析結果を表 2.3 および表 2.4 に示した。

a. M 試料と V 試料との比較

この実験例においては、溶解にあたり真空の際にも 0.3% の Ni-Si-Mn を、大気中の際にはそれよりも多く 0.5% の同様脱酸剤を添加したので、鑄造試料の分析値の相違が Mn, Si にいちじるしいことは当然であるが、一応、両者の比較をすると、P および N 量は M 試料に多く、O₂ 量をはじめほかはほとんど差がなかった。

この種の合金の普通溶解と真空溶解とによるガス不純物の残存量についての比較例はかなりあり、たとえば、O₂ 量は普通溶解試料の場合には約 0.02% であるが、真空溶解試料ではその約 1/10 にまで減少するなどが報告されている。この報告例と対比しても、またその後製作した真空溶解試料のほとんどは O₂ 量が約 0.005% のものであったことからしても、この実験の V 試料は O₂ を除去するのになお不十分であったことが推定される。また N₂ 量も真空溶解試料においては、普通溶解試料よりも少なくなるものであり、O₂ 同様に約 1/10 にまで減少する例が報ぜられているが、V 試料においては、そのような大差が認められず、これもまた真空溶解時の脱ガスの不十分を裏書きしたものと思う。

b. M および V 試料と MA および VA 試料との比較

M および V 試料が真空アーク溶融された場合の純度の変化を、まず、

M と MA 試料から述べると、MA においては O₂ と Si とが顕著に減少し、O₂ は約 1/4 に、Si は真空溶融の際の V 試料と同程度にまで微量となっていることがわかる。これに反して、V と VA の両試料においてはそのような O₂ 量の相違はほとんど認められなかった。M 試料中の Si 量が V 試料よりも多かったことが、アーク溶融時に O₂ 量を減少させた原因かと思われる。なお、MA, VA のいずれの試料の分析結果もアーク溶融によ

表 2.3 インゴットの化学分析値 単位: % (wt)

試料	採取位置	C	Mn	Si	P	S	Fe	N
M	頭部	0.015	0.20	0.04	0.007	0.008	50.07	0.0027
	中央部	0.015	0.21	0.04	0.004	0.010	50.13	0.0027
	底部	0.010	0.19	0.02	0.006	0.013	50.02	0.0030
	平均	0.013	0.20	0.03	0.006	0.010	50.07	0.0028
V	頭部	0.015	0.14	<0.01	0.003	0.010	49.97	0.0018
	中央部	0.015	0.12	<0.01	0.003	0.010	49.64	0.0018
	底部	0.010	0.14	<0.01	0.003	0.009	49.81	0.0018
	平均	0.013	0.13	<0.01	0.003	0.010	49.81	0.0018
MA	1	0.015	0.21	<0.01	0.003	0.010	49.21	0.0032
	2	0.015	0.19	<0.01	0.003	0.011	49.44	0.0032
	3	0.015	0.25	<0.01	0.003	0.010	49.44	0.0030
	4	0.020	0.22	<0.01	0.003	0.007	49.54	0.0032
	5	0.010	0.25	<0.01	0.003	0.007	49.52	0.0030
	6	0.010	0.24	<0.01	0.003	0.008	49.44	0.0028
	7	0.030	0.24	<0.01	0.003	0.016	49.43	0.0028
	平均	0.016	0.23	<0.01	0.003	0.010	49.43	0.0030
VA	1	0.029	0.07	<0.01	0.002	0.013	49.54	0.0016
	2	0.010	0.10	<0.01	0.004	0.011	49.71	0.0017
	3	0.005	0.12	<0.01	0.004	0.010	49.56	0.0016
	4	0.010	0.14	<0.01	0.002	0.009	50.02	0.0018
	5	0.010	0.21	<0.01	0.004	0.011	49.88	0.0018
	6	0.034	0.13	<0.01	0.003	0.013	49.66	0.0016
	平均	0.016	0.13	<0.01	0.003	0.011	49.80	0.0017

表 2.4 インゴットのガス分析値 単位: % (wt)

試料	採取位置	*M		*V		MA		VA	
		O ₂	H ₂	O ₂	H ₂	O ₂	H ₂	O ₂	H ₂
1	1	—	—	—	—	0.0055	trace	0.028	trace
	2	—	—	—	—	0.0058	"	0.026	"
	3	—	—	—	—	0.0079	"	0.020	"
	4	0.0243	trace	0.0246	trace	0.0054	"	0.022	"
	5	—	—	—	—	0.0058	"	0.021	"
	6	0.0254	trace	0.0216	trace	0.0068	"	0.021	"
	平均	0.0248	trace	0.0231	trace	0.0060	trace	0.023	trace

注 *: M と V は鍛造した丸棒の頭部と、底部から試料をとった。

って C, Mn, S, N₂ の量に変化を与えることができなかったことを示した。とくに N₂ がほとんど変化しなかった事実は、脱ガス操作としてこのアーク溶融方法が効果をあげていなかったことを物語るものであり、したがって M→MA の際の O₂ 量の減少を Si に原因を求めたことは妥当のようである。

(3) 強圧延後の薄板の再結晶特性

上記の鍛造試料は既述のように 0.1 mm および 0.05 mm 厚の薄帯に圧延し、10 mm 幅にスリットした後、これを熱処理して方向性として適切な (100) [001] の立方体組織を与えて磁気測定試料としたわけであるが、その際の試料の相違による再結晶特性の比較を述べる。

一般にかかる熱処理は加熱温度が高く上げるほど、また、その最高温度に長時間加熱維持しうるほど、ヒズミのない大きな結晶粒の立方体組織が得られて、角形ヒ

ステリシス・ループにおいてより大きな透磁率と、より小さなヒステリシス損のものを作ることができるはずである。50 % Ni-Fe 合金においては、強冷圧延して方向性を与えた加工組織が焼鈍されると、まず一次再結晶として立方体組織を示すものであるが、これがさらに長時間、あるいはより高温に加熱されると二次再結晶して立方体組織と別個の配列を示す特

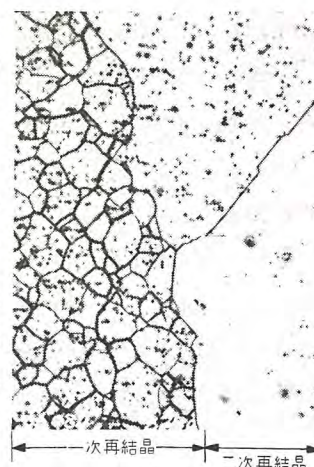


図 2.9 二次再結晶発生の一例
Fig. 2.9 Primary recrystallization structure mixed with the huge grains (shown on the right side) grown by the secondary crystallization.

長がある。図 2.9 は一次再結晶した地に二次晶が出現した例を示した。大きい結晶粒が二次晶である。したがってこのような二次再結晶を生ずる難易を検討するために、各種温度に 1 時間加熱した試料を顕微鏡で観察して二次再結晶を認めることの少ない最高加熱温度を見出す実験をした。図 2.10 にこの結果を示す。横軸は加熱温度、縦軸は二次晶の占める面積%である。この実験においては、小さな試片を使用したのであるが、この温度関係は後述の磁気測定用巻鉄心試料の加熱の際の温度とかなりのずれを示している。しかしながら各試料の焼鈍による再結晶の特長を比較するという意味ではさしつかえないので、一応掲げることにした。

まず M 試料と V 試料とを比較すると、いずれの厚さ

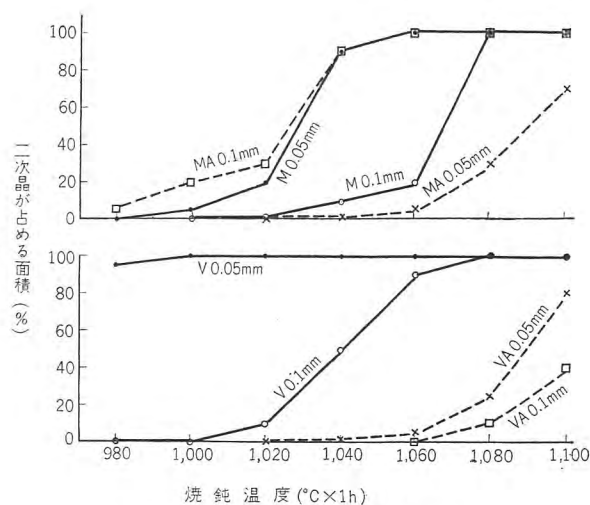


図 2.10 焼鈍温度と二次晶発生率

Fig. 2.10 Percentage of area occupied by the secondary recrystallization for annealing temperature.

の場合も M のほうが V よりも二次再結晶の出現がおそく、ついで M と MA および V と VA のそれぞれを比較すると、いずれも真空アーク溶解した MA, VA の両試料に、同様、その出現はおそい。(MA の 0.1 mm 試料は図 2.10 においてはこの傾向から離反しているが、これは以下の実験結果と対照しても採取場所その他の特殊性によったものと思う。)

従来われわれの実験においてつぎの経験がある。すなわち Si 脱酸剤の添加量が比較的多い試料は磁性が悪いことは当然であるが、二次再結晶の出現をおくらせる点においては顕著な効果を示す例がある。この例と O_2 の少ない MA 試料の一次再結晶がより高温域に可能であることより一応、Si は O_2 量を減少させることに役立ち、そのために一次再結晶処理の可能温度範囲を上げたものと考えられるが、V 試料と VA 試料の O_2 量に差のない結果からしては、この点明確な関係としてただちには断定し得ない。

なお、磁気測定用巻鉄心試料の熱処理として実際に採用した温度および時間は以下のとおりであった。

- M 試料
 - 0.1 mm 厚 1,100°C 1 h
 - 0.05mm 厚 1,060°C 1 h
- MA 試料
 - 0.1 mm 厚 1,060°C 1 h + 1,075°C 1 h
 - 0.05mm 厚 1,090°C 1 h + 1,100°C 1 h
- V 試料
 - 0.1 mm 厚 1,075°C 1 h
 - 0.05mm 厚 1,020°C 1 h
- VA 試料
 - 0.1 mm 厚 1,060°C → 1,090°C 1.5 h
 - 0.05mm 厚 1,060°C → 1,090°C 1.5 h

熱処理後はいずれの試料も磁性において $B_r/B_m > 95\%$ であり、二次再結晶の少ない温度範囲で処理されたこ

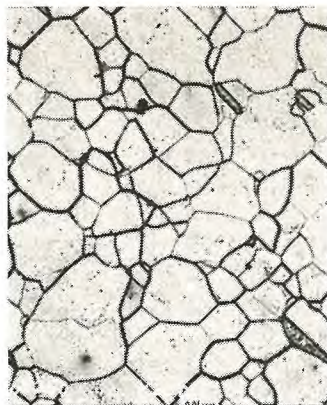


図 2.13 V-0.1 mm 1,050°C 1 h



図 2.14 VA-0.1 mm 1,060°C 1 h

Fig. 2.13 Micro-structure of heat-treated V-specimen.

Fig. 2.14 Micro-structure of heat-treated VA-specimen.

表 2.5 熱処理後の試料の電磁気特性

試料	厚さ (mm)	μm	H_{10} (Oe)	$B_{0.2}$ (G)	$B_{0.3}$ (G)	H_{15} (Oe)	Br_{15} (G)	Hc_{15} (Oe)	B_r/B_m (%)	ρ ($\mu\Omega\text{-cm}$)
M	0.1	89,300	0.12 ₇	14,16 ₁	14,510	1.00	14,520	0.12 ₁	96.8	36.7
MA	"	100,800	0.11 ₇	16,440	14,720	0.81 ₈	14,480	0.11 ₂	96.6	36.9
V	"	76,400	0.14 ₇	13,610	14,160	1.88 ₅	14,220	0.14 ₄	94.8	35.1
VA	"	108,800	0.11 ₅	15,030	15,140	0.18 ₅	14,910	0.11 ₃	99.4	34.8
M	0.05	68,600	0.15 ₅	13,260	14,160	1.35 ₁	14,290	0.13 ₇	95.3	36.6
MA	"	100,800	0.10 ₉	14,580	14,860	0.41 ₃	14,720	0.10 ₈	98.1	36.9
V	"	62,700	0.16 ₇	12,500	13,890	1.70 ₁	14,210	0.15	94.7	35.4
VA	"	104,200	0.11 ₄	14,800	15,070	0.24 ₉	14,830	0.10 ₂	98.9	34.8

表 2.6 熱処理前の試料の電磁気特性

試料	厚さ (mm)	μm	H_{10} (Oe)	Br_{10} (G)	Hc_{10} (Oe)	B_{25} (G)	ρ ($\mu\Omega\text{-cm}$)
M	0.1	729	12.0	14.6 ₄	8,760	9.0	11,590
MA	"	660	12.0	16.6 ₈	8,660	9.0 ₅	11,250
V	"	643	13.5	15.5 ₄	8,850	10.4 ₃	11,590
VA	"	606	13.5	17.9	8,570	10.4 ₂	11,040
M	0.05	833	12.0	11.8 ₅	9,070	9.3 ₈	12,430
MA	"	686	14.0	14.2 ₂	8,720	10.0	11,94 ₀
V	"	685	15.0	13.8 ₉	8,920	10.5 ₇	11,940
VA	"	662	15.0	15.4 ₅	8,750	11.0 ₄	11,660

とを証明していた。また、それぞれの試料に応じたこれらの熱処理温度は図 2.10 に示した温度関係とその順序

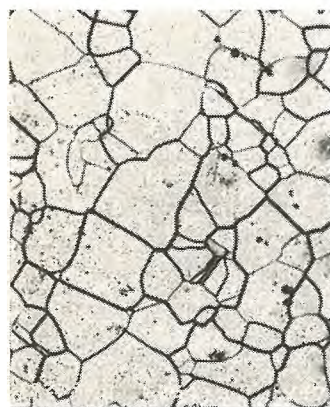


図 2.11 M-0.1 mm 1,060°C 1 h

Fig. 2.11 Micro-structure of heat-treated M-specimen.

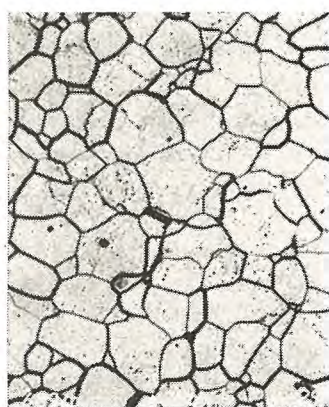


図 2.12 MA-0.1 mm 1,060°C 1 h

Fig. 2.12 Micro-structure of heat-treated MA-specimen.

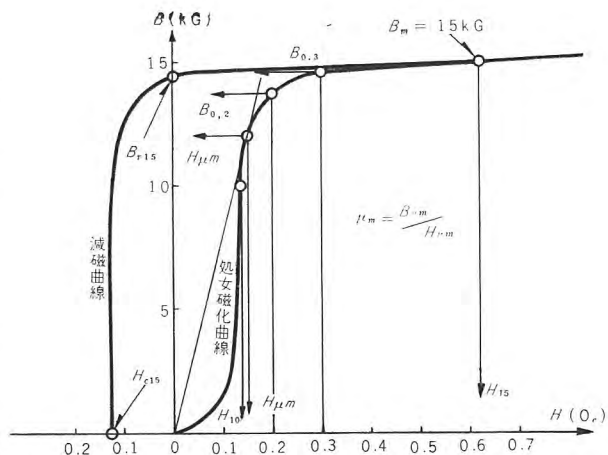


図 2.15 記号説明図

Fig. 2.15 Illustrated diagram of symbols used in table 4 and 5.

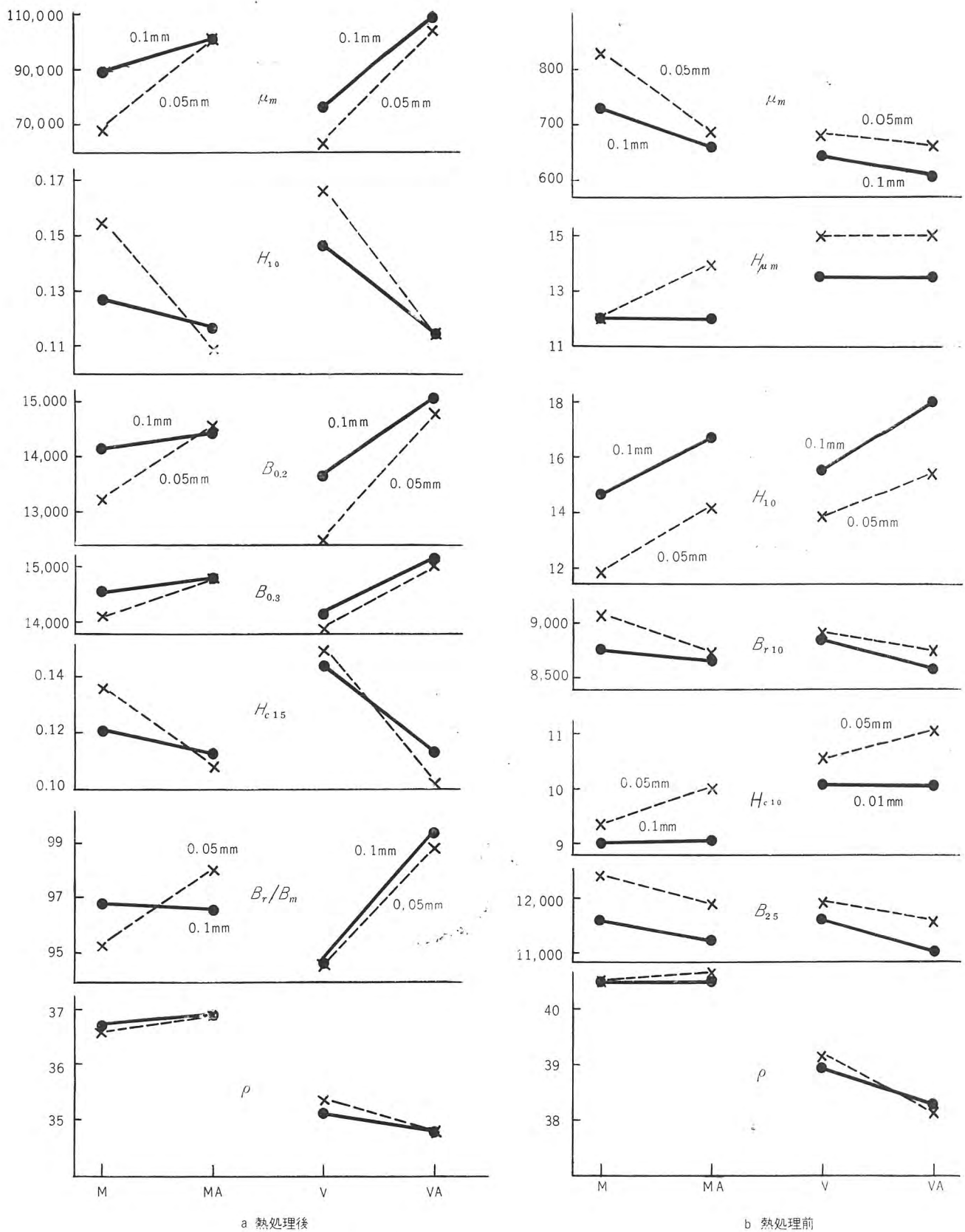


図 2.16 各試料の電磁気特性の比較

Fig. 2.16 Comparison of magnetic and electrical properties corresponded to the kind of the specimen.
a. after heat-treatment b. as cold rolled.

において一致している。

以上の熱処理後の顕微鏡組織を図 2.11, 2.12, 2.13 および図 2.14 に示す。いずれも結晶粒に大小の差を認めにくく、(むしろ M および V が MA および VA よりも大) またとくに酸化物などの inclusion の量的差も見出しにくかった。

(4) 磁気特性と電気抵抗

表 2.5 に前記熱処理試料の、表 2.6 に圧延加工のままの試料の磁気特性を示す。表の各記号については、図 2.15 に説明図を掲げた。すなわち表 2.5 において

μ_m	は最大透磁率
H_{10}	は 10,000 G にするための所要磁化力
$B_{0.2}$	は 0.2 Oe における磁束密度
$B_{0.3}$	は 0.3 Oe における磁束密度
H_{15}	は 15,000 G にするための所要磁化力
B_{r15}	は最大磁束密度 15,000 G から減磁したときの残留磁束密度
H_{c15}	は最大磁束密度 15,000 G から減磁したときの保磁力
B_r/B_m	は最大磁束密度 15,000 G から減磁したときの残留磁束密度 B_r と、最大磁束密度 15,000 G (この場合は B_m) との比
ρ	は固有抵抗

表 2.6 において

H_{μ_m}	は最大透磁率を与えるときの磁化力
B_{r10}	は最大磁束密度 10,000 G から減磁したときの残留磁束密度
H_{c10}	は最大磁束密度 10,000 G から減磁したときの保磁力
B_{25}	は 25 Oe における磁束密度

なお、表 2.5 および表 2.6 の電磁気特性の各試料間の比較を便にするため図 2.16 を掲げた。横軸は試料の種類を、縦軸は電磁気特性を示す。まず、熱処理後の磁性において M 試料と V 試料とを比較すると、M 試料のほうが μ_m はやや大であり、 H_{c15} はいくぶん小で、またその他の特性値においてもより良好な結果を示している。このことは前述したように V 試料が真空溶解されたとはいいながら、脱ガスが不十分であったような溶解条件と関連して M 試料よりも劣ったものと思う。つぎに、M と MA 試料とを、および V と VA 試料とをそれぞれ比較すると、いずれの場合も真空アーク溶融した MA および VA 試料のほうに熱処理後の磁性は顕著

に良好であり、しかも MA および VA 両試料の間にはほとんど優劣の差が認められない。したがって、磁気特性の結果より見れば、 $V \rightarrow VA$ の場合が $M \rightarrow MA$ の場合よりも真空アーク溶融による純化の効果をよけいにあげたことになるが、表 2.3, 2.4 の分析結果は $M \rightarrow MA$ の場合を適当に説明しえても、 $V \rightarrow VA$ の場合には困難であった。

なお、電気抵抗値は M 試料のほうが V 試料よりも高く、これは主として脱酸剤の量の差によるものと思われたが、 $M \rightarrow MA$ 、および $V \rightarrow VA$ のいずれの場合にもとくに純化の進行と関連づけるような変化は認め得なかった。

つぎに、表 2.6 の結果に言及する。一般に圧延加工のままの試料の磁性は、試料が受けた圧延組織の加工ヒズミの目安となるもので、圧延度が大きいものほど、 H_{μ_m} 、 H_{10} などの数値も大となる傾向がある。しかし、圧延度が一定の場合について比較すると、試料の純度が良好であるほど、加工ヒズミに寄与する不純物量が小となるので、 H_{μ_m} 、 H_{10} 、 H_{c10} の特性値はより小となり (B_{r10} 、 B_{25} および μ_m は大となる)、したがってそれらより純度についても判断しうるはずである。事実、われわれが現在製造している空气中溶解と真空中溶解のそれぞれの圧延のままの試料の磁気特性としてこのような顕著な相違を認めている。しかしこの際にも不純物が圧延組織の方向性の規則度にどのように影響するかという問題など疑問点が多々あり、特性値の解釈に混乱を招くこともあるが、これは焼鈍後の磁性とあわせて検討することにした。

いま、表 2.6 において M 試料と V 試料とを比較すると、同一圧延率であるにもかかわらず V 試料に圧延の影響がより顕著であることは、前述の見解を適用して V 試料が M 試料よりも純度においていくぶん劣るという考えによっても説明される。つぎに真空アーク溶解した MA および VA 試料をそれぞれ M および V 試料と比較すると、いずれも前者が圧延の影響をより多く受けていることが認められ、上述の見解からは不純物がむしろ多いことになり、焼鈍後の磁性に示された純度の向上結果と相反している。焼鈍後には磁性に大して悪影響を与えないが、圧延時にはヒズミをより多く与えるような不純物の存在状態があるものか否か、たとえば O_2 を例にとればそれが固溶する場合と酸化物として粒界に析出している場合などの差によって、そのようなことが可能か否か、この点検討を要する問題と思われた。

3. 総括および考察

以上に述べたことは、空気中および真空中の溶解によるそれぞれの試料を真空アーク炉で再溶解した場合の性質変化を、主として純度と磁気特性の点から追及したものである。しかもこの実験においてはそれぞれ一定量の脱酸剤を添加した試料を用いている。したがって、この実験の試料をもって空気中あるいは真空中の溶解によるものの代表として受け取るわけにはいかないことは当然であり、たまたま得られた試料についての一実験例とみなさなければならない。しかしながら、真空アーク炉で再溶解することによって、もたらされた性質変化を比較検討したことは意義があったと思う。この実験だけの特異例とみなされる点も多いが、以下に結果を総括する。

(1) 真空アーク炉により再溶解されたために分析値に認められた純度の変化として、以下のことをあげることができる。

Si と P とは少なくなる。(Si は約 $<0.01\%$ P は 0.003% にまで減少する。)

C, Mn, S, N₂ はほとんど変化がない。

O₂ は Si の含有の多い試料を用いた場合に減少したが Si の含有の少ない試料においては変化がなかった。

ただし、この純度の変化はこの実験だけの特例とみなすべきであり、真空アーク溶解条件によってその結果は左右されるべきものと思う。

(2) 鑄造組織は、真空アーク溶解の試料にもっとも大で、加工にあたりとくに粒間のぜい性が注目された。

(3) 立方体組織 (100) [001] を得るための焼鈍は、真空アーク溶解した試料において、より高温度を可能とした。焼鈍後の結晶粒の大小についてはとくに他の試料との差異は認められなかったが、inclusion の量はいくぶん少ないようである。

(4) 空気中溶解した試料 (Si 含有が多い) を真空ア

ーク炉で再溶解したものは磁性が向上し、分析値における O₂ 量の減少が主としてその原因となったと思われるが、真空中溶解試料を真空アーク再溶解したものに認められた磁性の向上は、分析値における対応が見出しにくかった。

以上述べたように、この実験の結果よりは、一応真空アーク溶解法を採用すれば磁性のよい ingot への改善の可能性がわかるが、分析値と磁性の向上 (純化によると考えられる) との関連について、なお不明確な点が残されている。すなわち、V 試料と VA 試料の比較において O₂ 量、その他が同一の分析値をもつにかかわらず VA 試料の磁性が良好な場合もあることは、真空アーク溶解法によって C, O₂ などの不純物の存在を磁気的性質をよりそこなわないような状態に置いたということであるのか、あるいはほかに分析の対象としなかった微量不純物の有無に帰因したものか、いずれにしても将来、検討すべき問題である。これに対してわれわれは一応アーク溶解した場合には特有な巨大柱状組織の発達に伴い粒間に不純物が押しやられて自体の純化を図ることができやすいためであろうと考えている。なにぶん、真空溶解と真空アーク溶解の実験はいずれも着手してなお日が浅く、今後の継続によりさらに確かめたいと思っている。

なお、真空アーク溶解の特長である巨大な柱状組織の示す方向性発達が、とくに方向性配列を問題とする磁気的性質に有効であったのではないかという点も考えられるが、そのような組織をもたない真空溶解試料においてもより以上の良好な特性を示す場合が多いことと比較すると、しいて柱状組織の方向性にその原因を求めにくいようである。

最後に臨み、この研究における真空アーク溶解と全試料の分析とは、いずれも神戸製鋼所研究部で実施していただいたものであり、同研究部長高尾善一郎博士をはじめ関係の方々のご協力に深甚の感謝を表する。

(34-8-8 受付)

ジルコニウムおよびその合金の高温酸化 (2)

研 究 所 山 森 末 男*・実 博 司**・中 島 陽 三**

High Temperature Oxidation of Zr and Its Alloy (Part 2)

Sueo YAMAMORI・Hiroshi JITSU
Research Laboratory
Yōzō NAKAJIMA

Much study was made on the effect of amount of elements added to oxidation properties of binary alloy of Zr with Cu, W, Mo and Nb respectively and on the oxidation properties of several ternary alloys. Examination by X-ray diffraction was also made on the oxide film on the pure Zr and its alloy. Results were very remarkable. The writers make their report on a number of discoveries. Of them, that attracts attention most is the improvement made on a certain binary alloy with poor oxidation-resistance by addition of other element. This oxidation-resistance has import bearings on the oxide film made on the alloy, and this point is also elucidated by the writer.

1. ま え が き

前報⁽¹⁾では Zr およびその合金の高温酸化を weight gain curve の測定ならびに酸化膜の顕微鏡的観察の両面から検討した。その結果、Zr に固溶した気体不純物の影響を知り、さらに純 Zr をも含めた 10 数種の二元合金がその酸化膜の状態によって二つの type に大別され耐酸化性の優劣の区別によく対応することを見出した。

この報告では前回しらべた二元合金のうちの 2, 3 について添加元素の量による影響を、さらに耐酸化性のわるい二元合金に他の元素を添加した場合の改善の影響を weight gain の測定と酸化膜の顕微鏡観察からしらべた。なお前報で取扱った各種合金の酸化膜を、ならびに酸化時間の経過にともなう酸化膜の結晶構造の変化を X 線によって検討した。この報告においてはかかる酸化被膜の結晶構造および顕微鏡組織の調査結果を耐酸化性と対応させてその相互関係を述べる。

2. 試料および実験方法

各種 Zr 合金の製作は原料として東洋ジルコニウム社製の Reactor grade インゴットを用い、これにそれぞれ合金元素を添加し、ボタンアーク溶解炉によって溶解した (再溶解)。溶製したボタンインゴットは鍛造、圧延、焼鈍、酸洗などの各工程を組合わせて 0.35 mm の

厚さの薄板に加工したが、製作方法の詳細は第 1 報とまったく同様であるのでここでは省略する。新たに製作した合金の組成を表 2.1 に掲げたが、この値は配合値であり特別に分析はしなかった。

Weight gain curve の測定には上記の板から切出した 10×10 mm の小片を 10⁻⁵mm Hg の真空中 800°C で最終焼鈍後徐冷し、さらに酸洗 (5% HF+45% HNO₃ 水溶液) したものを、まずその状態で秤量後 dry O₂ を通じた前報と同じ炉につるして酸化し、酸化前後における重量

表 2.1 試料 (配合値)

Sample No.	Alloys and their composition
18	Zr-3% Cu
19	Zr-5% Cu
20	Zr-3% W
21	Zr-5% W
22	Zr-7% W
23	Zr-3% Mo
24	Zr-7% Mo
25	Zr-3% Nb
26	Zr-5% Nb
27	Zr-7% Nb
28	Zr-10% Nb
29	Zr-15% Nb
30	Zr-2.5% Sn-0.5% Ni
31	Zr-2.5% Sn-1% Ni
32	Zr-2.5% Sn-1% Fe
33	Zr-7% Nb-3% Ni
34	Zr-3% Al-1% Cu

増加を秤量して curve を作製した。なお今回の酸化温度はすべて 700°C とし、またそれぞれの酸化時間に対して任意に選んだ 3 枚の結果を平均した。

Weight gain を測定したのちの試料は合成樹脂に埋めて断面を研磨し、顕微鏡によって酸化膜の発達と状態とを観察した。

つぎに X 線回折実験に用いる酸化物試料の作製には、それぞれの合金を酸化したのち酸化膜の付着したまま細かくサイ断しこれを HF のアルコール溶液中に浸漬する方法をとった。この場合 Zr およびその合金自体は容易

表 2.2 X 線回折実験条件

Target;	Copper
Filter;	Nickel
Voltage;	30 kVP
Current;	15 mA
Count Full Scale;	100 400 c's
Scale Factor;	1 4
Time Constant;	16 sec
Multiplier;	1
Scanning Speed;	1.4° min
Chart Speed;	1 cm min
Slits (divergence)	1°
(scatter)	1°
(receiving)	0.1 mm
Soller slit;	2.5°
Grancing Angle;	3°

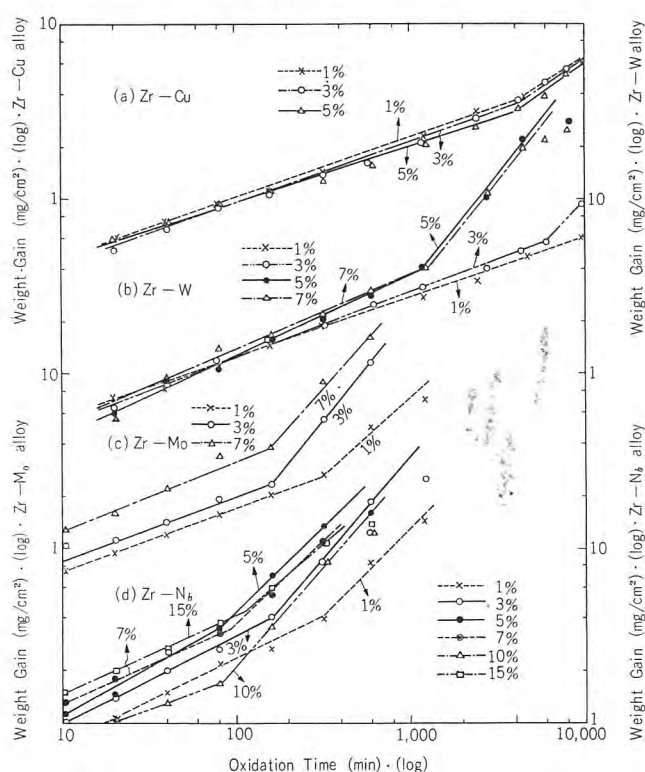
に溶解し、酸化物は不溶性であるので残さとして分離することができる。筆者らはこの残さを水洗およびアルコール洗浄のち乾燥し、軽く乳はちでおしつぶして試料とした。また X 線回折には自動記録式 X 線回折装置を用い、表 2.2 の条件で実験した。

3. Weight gain curve

(1) Cu, Mo, W および Nb の添加量の影響⁽²⁾

第 1 報の結果において耐酸化性が良好であった Zr-Cu, Zr-W 合金、および耐酸化性は純 Zr に比べてやや劣るが高温強度を改良するといわれている⁽³⁾ Zr-Mo, Zr-Nb 合金について、合金元素添加量の weight gain curve にあたえる影響をしらべた。

図 3.1 には比較のために前報ですでに掲げた添加量 1



(a) Zr-Cu alloy (b) Zr-W alloy (c) Zr-Mo alloy (d) Zr-Nb alloy

図 3.1 種々の Zr 合金の weight-gain curve

Fig. 3.1 Weight-gain curves of various Zr alloys.

% の合金の weight gain curve もあわせ示した。図 3.1(a) は Zr-Cu の curve であるが、5% までの Cu の添加によってその weight gain curve はほとんど相違がなく、break away は約 6,000 分で認められた。

図 3.1 (b) は Zr-W の curve である。3% W-Zr は 1% W-Zr や純 Zr ととくに大きな差はないが、5%、7% の合金では weight gain の時間に対する変化が急となり、break away time も短く、かつ 6,000 分の酸化ではすでに酸化膜の崩落も認められ、耐酸化性はやや劣るようであった。

Zr-Mo 合金は 1% 添加の場合にすでに純 Zr より耐酸化性が低い、3% および 7% では図 3.1 (c) のように break away が短く、初期酸化 (break away までの酸化) の weight gain もかなりいちじるしい。したがってこの合金では添加量とともに耐酸化性が劣化することがわかった。

つぎに図 3.1 (c) に Zr-Nb 合金の weight gain curve を示した。この合金では高温強度の最高が 7% Nb にあるといわれているので⁽³⁾それに対応する耐酸化性をしらべるためにとくに 15% Nb まで調査した。この合金も 1% の添加で純 Zr より耐酸化性がわるいが、さらに含有量の増加とともに次第にわるくなる。しかし 10% Nb 合金は break away は早い初期酸化速度が 1% の場合よりも低い特長があった。

以上の結果から酸化反応次数 (n) (すなわち weight gain curve の slope) と break away までの酸化時間 (t_b) を求めこれらを表 3.1 に一括した。さらにこの表にはそれぞれの合金の特定時間後における weight gain を、初期酸化の状態と長時間後 (break away しているものとしていないものがある) の状態に区別して比較した。

(2) 三元合金の酸化⁽⁴⁾

表 3.1 酸化反応次数, break away までの時間, 酸化増量

Alloys	Per-centage of Adding element	Slope of log w vs. log t curve. (n .)	Break away time (min)	Weight gain of initial oxidation		Weight gain of long-time oxidation	
				Oxi-dation time (min)	Weight gain (mg/cm²)	Oxi-dation time (min)	Weight gain (mg/cm²)
Zr-Cu	1	0.33	4,500	320	1.5	4,300	3.8
	3	0.35	4,500	320	1.4	4,300	3.7
	5	0.33	5,000	320	1.3	4,300	3.4
Zr-W	1	0.33	>10,000	320	1.9	4,300	4.7
	3	0.36	6,000	320	1.9	4,300	5.2
	5	0.47	1,200	320	2.0	4,300	22.0
Zr-Mo	1	0.37	320	80	1.6	320	2.7
	3	0.37	160	80	1.9	320	5.6
	7	0.39	160	80	3.4	320	9.0
Zr-Nb	1	0.45	320	80	2.2	320	3.9
	3	0.50	160	80	2.7	320	8.4
	5	0.56	80	80	3.5	320	13.5
	7	0.52	150	80	3.3	320	11.0
	10	0.42	80	80	1.7	320	10.5
	15	0.50	150	80	3.8	320	8.3

Al および Nb を添加した Zr 合金は耐酸化性においては純 Zr より悪いが高温強度が高く、このような合金の耐酸化性の改善が望まれる。筆者らはこのような目的のためにさらに他の元素を添加することを考慮して実験を開始したが、この報告ではその一部として Al, Nb および Sn などとの合金に対して Cu, Ni あるいは Fe を添加した結果を述べる。

図 3.2 には Zr-Sn 合金に Fe あるいは Ni を添加した合金, Zr-Nb に Ni を添加した合金, さらに Zr-Al に Cu を添加した合金の weight gain curve をそれぞれの二元合金と比較して示した。この結果より改善の効果をしらべると、まず Zr-Sn に 1% の Fe を添加したものは耐酸化性にほとんど影響をあたえていない。Zr-Sn に Ni を添加した場合および Zr-Nb に Ni を添加した場合は耐酸化性がやや改良されたが顕著ではない。これに対して Zr-Al-Cu 合金は図から明らかなように Zr-Al に比べて break away time は長く、酸化速度が低くて、Cu の添加は Zr-Al の耐酸化性改良にいちじるしい効果が認められた。

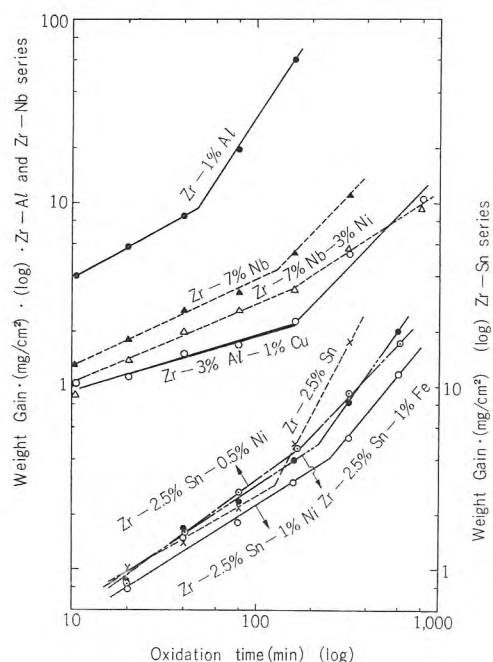


図 3.2 三元合金の Weight gain curve

Fig. 3.2 Weight gain curves of ternary alloys.

表 3.2 酸化反応次数, break away までの時間, 酸化増量

Alloys	Slope of log w-log t curve, (n)	Break away time (min)	Weight gain of initial oxidation		Weight gain of long-time oxidation	
			Oxi-dation time (min)	Weight gain (mg/cm ²)	Oxi-dation time (min)	Weight gain (mg/cm ²)
Zr-2.5% Sn	0.63	120	80	2.2	320	17.0
Zr-2.5% Sn-0.5% Ni	0.70	180	80	2.7	320	9.2
Zr-2.5% Sn-1% Ni	0.67	260	80	1.8	320	5.2
Zr-2.5% Sn-1% Fe	0.72	210	80	2.4	320	8.2
Zr-7% Nb	0.52	150	80	3.3	320	11.0
Zr-7% Nb-3% Ni	0.47	180	80	2.6	320	5.7
Zr-1% Al	0.60	50	40	8.5	160	60.0
Zr-3% Al-1% Cu	0.33	160	40	1.5	160	2.3

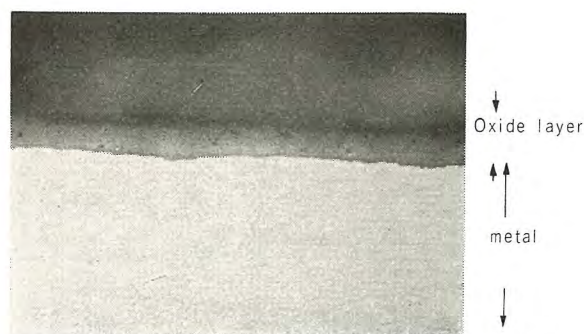


図 4.1 5% Cu-Zr 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (700°C・2,400 分) (×300)

Fig. 4.1 Microphotograph of the oxide layer of 5% Cu-Zr alloy (700°C・2,400 min).



(a)



(b)



(c)

- (a) 3% W-Zr 700°C・2,400 min
- (b) 7% W-Zr 700°C・320 min
- (c) 7% W-Zr 700°C・2,400 min

図 4.2 Zr-W 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×300)
Fig. 4.2 Microphotograph of the oxide layer of Zr-W binary alloys in the cross section.

表 3.2 にはこれらの合金について酸化反応次数, break away time および特定時間後の weight gain を比較した。

4. 酸化膜の顕微鏡的観察

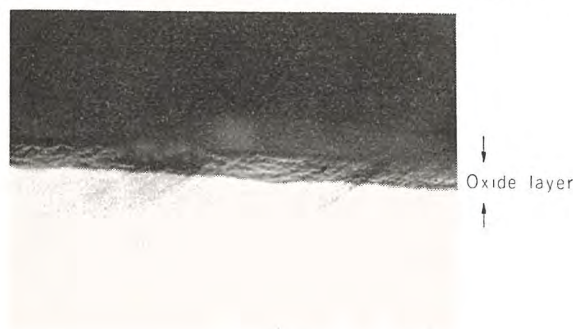
酸化膜の特長をしらべるためには試片の表面から平面的に観察するよりも断面からしらべたほうがわかりやすい。この報告では断面よりの顕微鏡的観察結果を述べる。

(1) 二元合金⁽²⁾

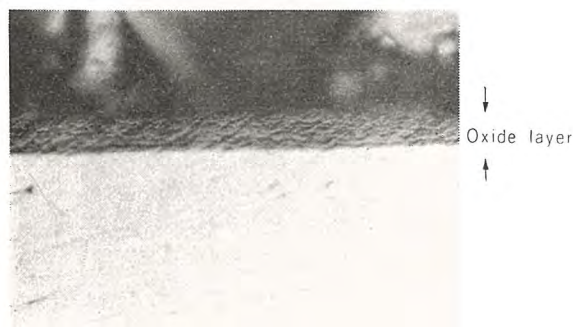
1% Cu-Zr 合金の酸化膜は純 Zr と同様に緻密な特長をもつことは前報でのべたが、添加量が 5% まで増加しても酸化膜の特長に変化はない。すなわちこれらの合金では酸化時間の経過にしたがって酸化膜には縦の

crack が生じ、この部分で局所的な酸化膜の肥大があるが、膜自体は break away の前後にわたる全酸化過程を通じて緻密であった。この特長は第 1 報でのべたいわゆる I 形の特長である。図 4.1 には代表例として、5% Cu-Zr の 2,400 分酸化後の酸化膜を示した。

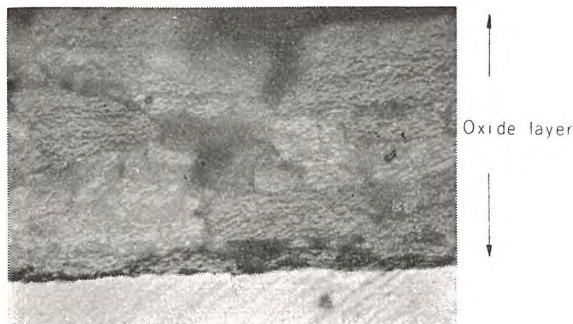
3% W-Zr 合金の酸化膜は 1% W-Zr と同様に I 形の特長を有する。図 4.2 (a) には 2,400 分酸化した被膜を示したがその状態は dense であり、break away 後の 10,000 分でもその特長は失われない。これに対して 5%, 7% の W を添加した合金の初期酸化膜はたとえば図 4.2 (b) のように比較的 dense であるが、break away ののちの 2,400 分の酸化膜は図 4.2 (c) のようになかなり porous であって、3% 以下の合金とはやや異



(a)



(b)

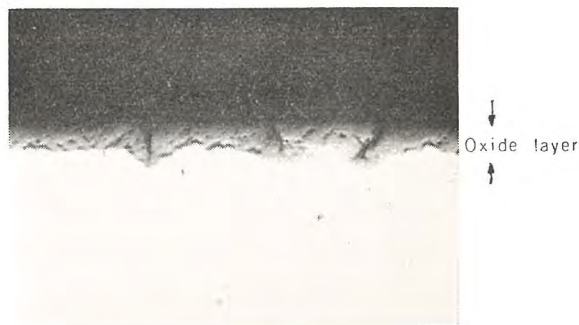


(c)

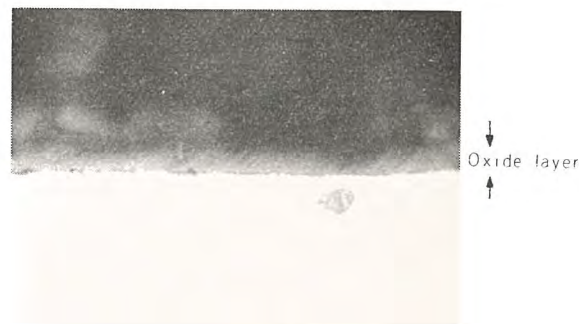
(a) 3% Mo-Zr 700°C・160 min
(b) 7% Mo-Zr 700°C・80 min
(c) 7% Mo-Zr 700°C・600 min

図 4.3 Zr-Mo 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×300)

Fig. 4.3 Microphotograph of the oxide layer of Zr-Mo binary alloys in the cross section.



(a)



(b)



(c)

(a) 1% Nb-Zr 700°C・320 min
(b) 5% Nb-Zr 700°C・40 min
(c) 5% Nb-Zr 700°C・320 min

図 4.4 Zr-Nb 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×300)

Fig. 4.4 Microphotograph of the oxide layer of Zr-Nb binary alloys in the cross section.

なった特長が認められた。なお break away 後の酸化膜は weight gain の急増に対応してきわめて厚いことも認められる。

1% Mo-Zr の酸化膜は break away 後では dense な部分と porous な部分が共存するが、初期酸化膜は dense でありこの合金は I 形と II 形の間決的な特長があることを第 1 報で述べた。3% Mo となると図 4.3(a) のように初期酸化膜でも porous であり、この点は 7% Mo でも同様で、さらに break away 後の図 4.3(c) ではいちじるしく porous であった。したがって Zr-Mo では添加量が増加すると酸化膜の特長は II 形に変化する

るようである。

図 4.4(b) は 5% Nb-Zr の初期酸化膜でその状態は dense であり、15% までの合金の初期酸化膜はいずれも weight gain の大小に応じて厚さに相違はあるが、膜自体の特長は同様であった。これに対して break away 後の酸化膜は 1% Nb 合金では図 4.4(a) のように crack を中心とした局部肥大のある点でやや I 形の特長を残していたが、5% 以上の合金ではたとえば図 4.4(c) のように一様な porous な酸化膜であった。以上のように Zr-Nb 合金は 1% ではやや I 形に近いが、添加量の多いものでは間決的な特長を示すことがわかる。なお

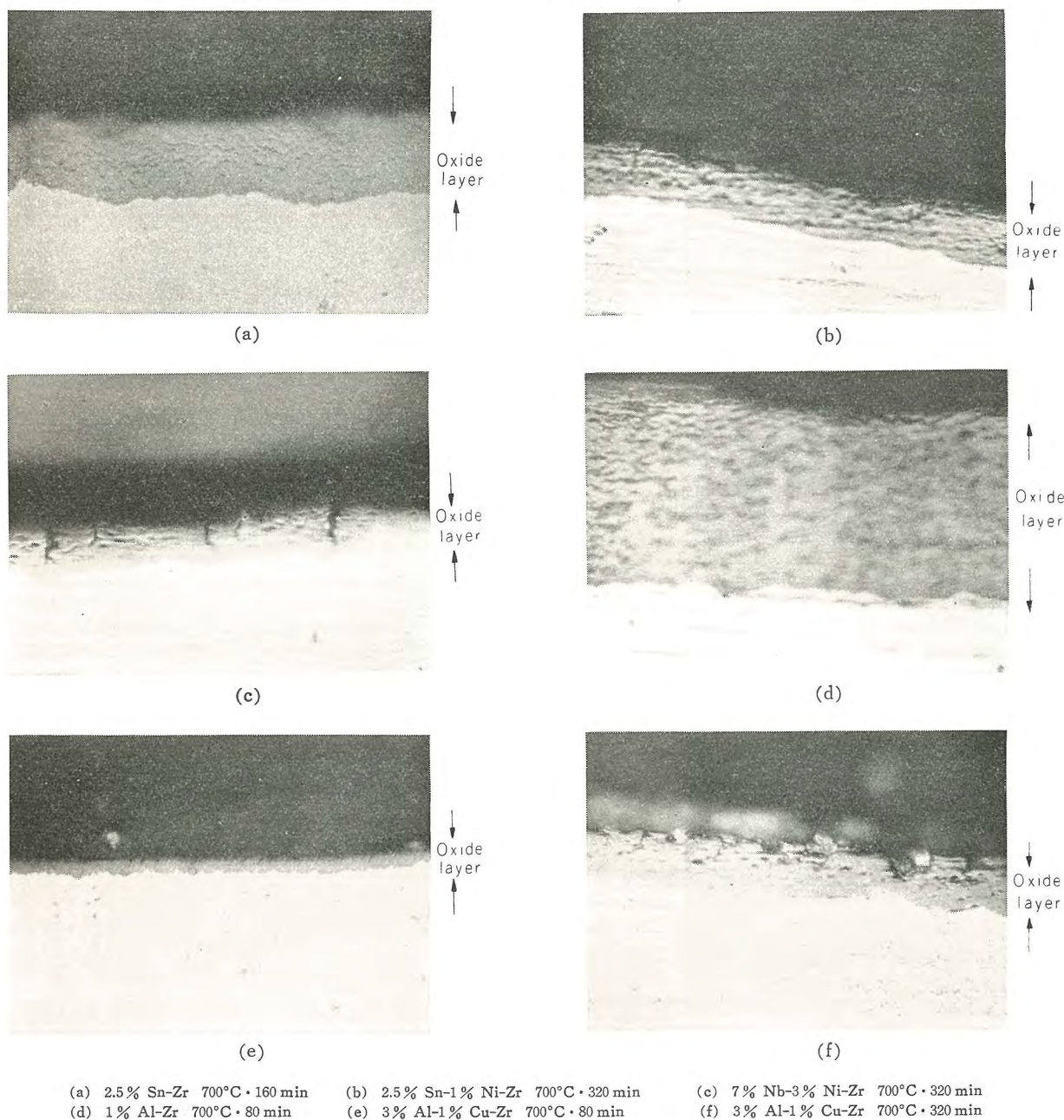


図 4.5 各種三元 Zr 合金の酸化膜の断面顕微鏡写真 (×300)

Fig. 4.5 Microphotograph of various Zr ternary alloys.

weight gain curve で 10 % Nb-Zr にやや特異性があったが、膜自体の状態にとくに異なった特長は認められない。

(2) 三元合金⁽⁴⁾

図 4.5 (b) には Zr-Sn-Ni 合金の酸化膜、図 4.5 (a) には比較のために Zr-Sn 合金の酸化膜の顕微鏡写真を掲げた。この図からわかるように酸化膜の特長は Ni の添加によって変化せず porous であった。(なおこの写真は break away 後であるが、初期酸化膜も porous であり依然として II 形である。) Zr-Sn-Fe 合金でもまったく同様であった。

Zr-Nb-Ni 合金も Zr-Nb と同様に初期酸化膜は dense であるが、break away 後では図 4.5 (c) のような酸化膜を生成し、Ni を添加しても Zr-Nb と同様に I 形と II 形の間的な特長を変化しない。

上記の場合に比べて Zr-Al 合金に対する Cu の影響は weight gain curve における相違と同様にかなり顕著であった。図 4.5 (d) は 1 % Al-Zr の 80 分酸化後の被膜で比較のために再掲載したが酸化膜は厚くかつきわめて porous であった。これに対して図 4.5 (e) に示した Zr-3 % Al-1 % Cu は同じ酸化時間で被膜が薄くかつ pore はほとんどなくて、Cu の添加によって酸化膜の特長に大きな変化があった。さらに break away 後の図 4.5 (f) では多少の pore は認められるが Zr-Al に比べればはるかに少なく、Cu の添加によって被膜の特長は I 形 II 形の間 type に変化した。

5. 酸化膜の X 線による調査結果⁽⁴⁾

Zr の高温水中における酸化について検討した Schwartz ら⁽⁵⁾によれば、この場合生成される酸化膜は酸化の初期においては tetragonal ZrO_2 であり、酸化時間の経過とともに monoclinic ZrO_2 に変態する。また Korobkow ら⁽⁶⁾は 1,300°C までの酸素中または空气中で加熱して生成した酸化物を電子回折によって検討し、270~650°C では cubic ZrO_2 、650~750°C では tetragonal ZrO_2 、750~1,100°C では tetragonal と monoclinic ZrO_2 が混在し、1,100~1,300°C では完全に monoclinic ZrO_2 が検出されることを報告している。またこの結果、cubic には $a=5.09 \text{ \AA}$ 、tetragonal には $a=5.07 \text{ \AA}$ $c=5.16 \text{ \AA}$ 、monoclinic には $a=5.17 \text{ \AA}$ $b=5.26 \text{ \AA}$ $c=5.30 \text{ \AA}$ $\beta=80^\circ 48'$ の各格子定数をあたえている。

第 1 報でも少しふれたように筆者らは Zr およびそのジルコニウムおよびその合金の高温酸化 (2)・山森・実・中島

表 5.1 ZrO_2 の回折面と回折角度

2θ	monoclinic ZrO_2	tetragonal ZrO_2	cubic ZrO_2
	$a=5.17$ $b=5.26$ $c=5.30$ $\beta=80^\circ 48'$	$a=5.07$ $c=5.16$	$a=5.09$
16	010 001 100	001	100
18		100	
20			
22	101		
24	011 110	110 101	110
26	101		
28	111		
30		111	111
32	111		
34	002 020 200	002	200
36	102 201	200	
38	120 021 210	102 201	
40	112 211 121 102		120
42	201		
44	121	112	121
46	112 202 211		
48			
50	022 212 220 122	202 220	220
52	030 003 103	003	
54	300	122	221

合金の結晶構造をしらべ、酸化時間にもなう変化ならびにそれらの結晶構造と酸化特性 (weight gain curve および酸化膜の顕微鏡的状态) との関連を検討しようとした。さて一般には Zr およびその合金の酸化膜には monoclinic と tetragonal が混在しているようにいわれているので、まずこれらを区別して比較検討しようとする回折線を選択したが、表 5.1 に示す Korobkow の結果を基とした計算値のようにそれぞれの結晶構造による回折線は非常に一致し、異なった結晶構造の酸化物の混在を十分に分離した回折線より検討することが困難である。したがってこの実験では、十分とはいいがたいが

表 5.2 Zr の酸化膜の X 線回折結果

Condition of Oxidation	monoclinic (111)				tetragonal (111)			monoclinic ($\bar{1}11$)				$\frac{I_t(111)}{I_m(\bar{1}11)}$
	2θ	d	I	β	2θ	d	I	2θ	d	I	β	
700° · 10 min	28.2	3.17	196	0.38	30.2	2.96	17	31.4	2.84	45	0.50	0.38
700° · 20 min	28.2	3.16	200	0.38	30.3	2.96	9	31.4	2.85	25	0.48	0.36
700° · 320 min	28.2	3.16	264	0.34	30.2	2.96	15	31.4	2.84	52	0.43	0.29
700° · 3,000 min	28.2	3.16	244	0.35	30.2	2.94	14	31.5	2.84	56	0.43	0.25

2θ ; 回折角, d ; 面間距離 (Å), I ; peak の高さ, β ; half value

一応比較的回折角度にひらきのある monoclinic (111), monoclinic ($\bar{1}11$), tetragonal (111) の回折角度領域を選び, monoclinic ZrO_2 以外の tetragonal または cubic に属する結晶構造を異にした酸化物の存在の有無を調査した。

(1) 酸化時間に伴う変化

Pure Zr を 700°C の酸素中でそれぞれ 10, 20, 320, 3,000 分酸化した試料からはく離した酸化物の X 線回折

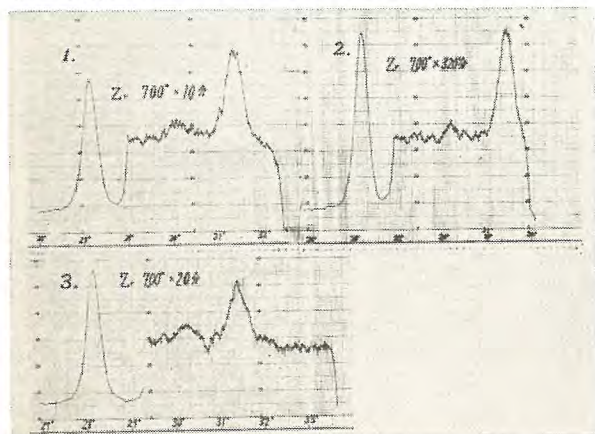


図 5.1 pure Zr の酸化膜の X 線回折結果

Fig. 5.1 Recorder chart traces for X-ray-diffraction of the oxide film of the pure Zr.

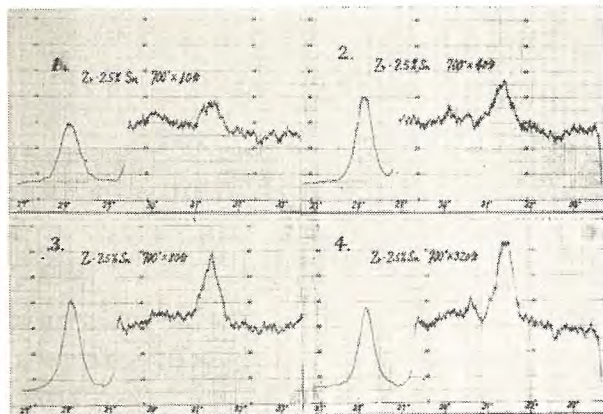


図 5.2 Zr-Sn 合金の酸化膜の X 線回折結果

Fig. 5.2 Recorder chart traces for X-ray diffraction of the oxide film of Zr-Sn alloy.

結果を図 5.1 に示し, 各回折線の回折角度および peak の高さを表 5.2 に示した. なお図 5.1 および以下の各図において monoclinic (111) は強度が高いのでこれだけはスケールを 1/4 としている. この図からわかるように 700°C 10 分の酸化膜からは monoclinic ZrO_2 の回折線として $2\theta=28.1^\circ$ ($d=3.16$) および $2\theta=31.4^\circ$ ($d=2.84$) が認められるが, このほかに $2\theta=30.1^\circ$ ($d=2.96$) になり明瞭な回折線が認められた. この回折線はこれだけで判定するのは疑問があるが, tetragonal ZrO_2 または cubic ZrO_2 の (111) として計算した回折角度によく一致するので, 一応 tetragonal あるいは cubic ZrO_2 に属すると思われる異種結晶構造による回折線とみなした. 表 5.2 には各試料の異種結晶構造による回折線の peak の高さと monoclinic ($\bar{1}11$) の peak の高さの比も一応求めてつけ加えておいた. この ratio はいわゆる強度として積分強度を用いた場合とあまり変わらないので一応強度比とみなしてさしつかえない. つぎに 20, 320 分酸化したものの結果も同様であるが, 表からもとくに図からもわかるように酸化時間の長いものほど異種結晶構造による回折線の peak の高さの monoclinic の peak の高さに対する相対比が小となり, 3,000 分ではさらに小となった. この結果, 酸化の初期には monoclinic ZrO_2 以外に tetra または cubic と考えられる微量の異種結晶構造酸化物がかなり混在するが, 酸化時間が長いものでは少なくなる傾向があった. またこの表には monoclinic の回折線の half value (β) を示したが, 酸化時間の長いものほど小となる傾向があった.

つぎに weight gain curve や酸化膜の状態について pure Zr ととくに異なった性質を示した Zr-2.5% Sn 合金について上記と同様の実験を行ない, その結果を図 5.2 および表 5.3 に示した. 酸化時間は 10, 40, 80,

表 5.3 Zr-Sn 合金の酸化膜の X 線回折結果

Condition of Oxidation	monoclinic (111)				tetragonal (111)			monoclinic ($\bar{1}11$)				$\frac{I_t(111)}{I_m(\bar{1}11)}$
	2θ	d	I	β	2θ	d	I	2θ	d	I	β	
700° · 10 min	28.2	3.17	88	0.48	30.1	2.96	9	31.4	2.85	13	0.53	0.69
700° · 40 min	28.2	3.17	130	0.44	30.1	2.96	9.5	31.4	2.85	20	0.49	0.48
700° · 80 min	28.1	3.17	140	0.41	30.2	2.96	6	31.4	2.85	29	0.45	0.21
700° · 320 min	28.2	3.16	120	0.39	30.2	2.96	6.5	31.4	2.85	34	0.43	0.19

320 分の 4 種類である。Zr-Sn 合金も pure Zr と同様に酸化の初期では monoclinic ZrO_2 のほかに明瞭な異種結晶構造による回折線が認められ ($2\theta=30.6^\circ$ にも小さな peak があるが、これについては判然としない)、酸化時間が長くなるにつれて次第に不明瞭になる。図 5.2 における異種結晶構造による回折線を monoclinic ($\bar{1}11$) に対して比較すると、図 5.1 における pure Zr のそれに比べて異種結晶構造の量的比がかなり大であった。また酸化時間ともなう異種結晶構造の減少は pure Zr に比べて急激である特長があった。したがって Zr-Sn 合金の酸化膜もまた monoclinic ZrO_2 に異種構造の ZrO_2 が混在する状態にあり、しかも酸化初期では

pure Zr の場合よりも多い量的比を異種構造 ZrO_2 が占めるが、酸化時間とともに急激にその混在比が減少するようであった。また monoclinic ZrO_2 の回折線は pure Zr の場合が酸化の初期でも比較的 sharp であったのに対して Zr-Sn ではきわめて broad であった。しかしこの場合も酸化時間とともに次第に sharp となる傾向があった。

以上のような 2 種の酸化物の結晶構造の存在と酸化時間ともなう両者の量的関係の変化はいったん初期に生じた異種結晶構造の酸化物の monoclinic への変態と関連があると思われるが、一応次の検討をしてみた。実験は表 5.4 に示したように pure Zr をまず 700°C で 10

表 5.4 Zr の酸化膜 ($700^\circ\text{C} \cdot 10$ 分) の恒温変化

Condition of Oxidation	monoclinic ($\bar{1}11$)				tetragonal ($\bar{1}11$)			monoclinic ($\bar{1}11$)				$\frac{I_t(\bar{1}11)}{I_m(\bar{1}11)}$
	2θ	d	I	β	2θ	d	I	2θ	d	I	β	
$700^\circ \cdot 8$ min in O_2	28.2	3.16	214	0.35	30.1	2.96	16	31.5	2.84	41	0.45	0.39
$700^\circ \cdot 320$ min in O_2	28.2	3.16	240	0.35	30.1	2.97	11	31.5	2.84	50	0.43	0.22
$700^\circ \cdot 320$ min in Vac.	28.2	3.16	244	0.34	30.3	2.95	11	31.5	2.84	47	0.45	0.23
$700^\circ \cdot 3,000$ min in Vac.	28.2	3.16	244	0.29	30.4	2.94	7	31.5	2.84	56	0.39	0.20

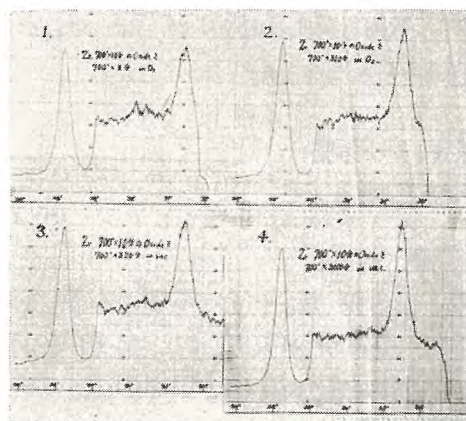


図 5.3 はく離した純 Zr の初期酸化膜の種々熱処理後の X 線回折結果

Fig. 5.3 X-ray pattern of the oxide produced of the pure Zr, after the followed heating at 700°C .

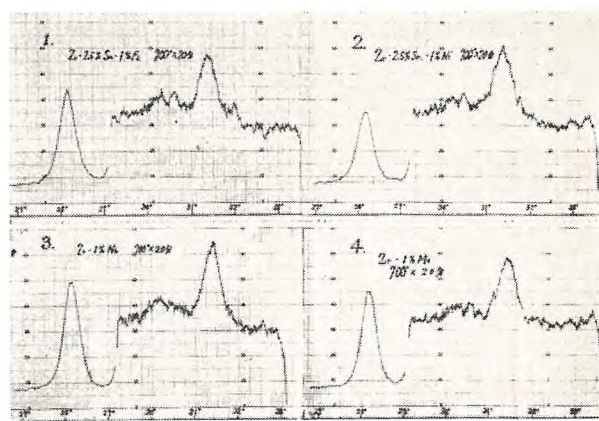


図 5.5 種々の Zr 合金の酸化膜の X 線回折結果

Fig. 5.5 Recorder chart traces for X-ray-diffraction of the oxide films of various Zr alloys.

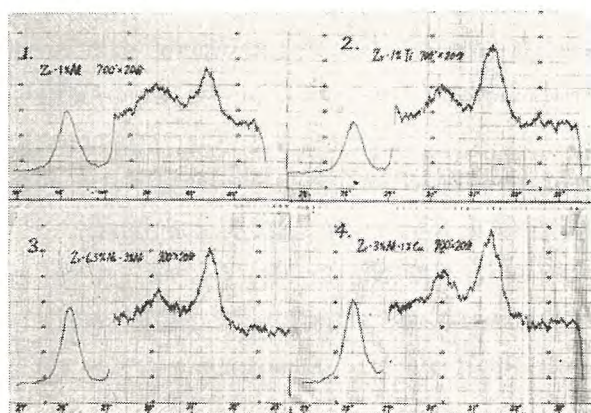


図 5.4 種々の Zr 合金の酸化膜の X 線回折結果

Fig. 5.4 Recorder chart traces for X-ray-diffraction of the oxide films of various Zr alloys.

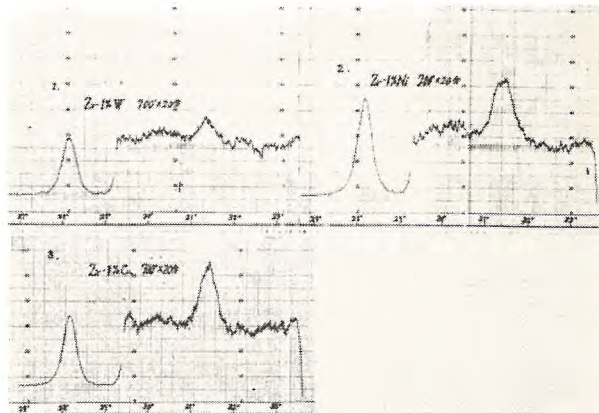


図 5.6 種々の Zr 合金の酸化膜の X 線回折結果

Fig. 5.6 Recorder chart traces for X-ray-diffraction of the oxide films of various Zr alloys.

表 5.5 Zr 合金の 700°C・20 分酸化膜の X 線回折結果

Line Alloy	monoclinic (111)				tetragonal (111)			monoclinic ($\bar{1}11$)				$I_r(111)$ $I_m(\bar{1}11)$	Order of weight gain	Type of Oxidation
	2θ	d	I	β	2θ	d	I	2θ	d	I	β			
Zr-1% Al	28.2	3.17	76	0.46	30.2	2.96	14	31.4	2.85	17.5	0.57	0.80	1	II
Zr-1% Ti	28.2	3.16	76	0.46	30.3	2.95	15.5	31.4	2.85	30.5	0.59	0.51	2	I
Zr-2.5% Sn												0.60*	3	II
Zr-2.5% Sn-1% Fe	28.2	3.16	144	0.43	30.3	2.95	13.5	31.4	2.85	28	0.48	0.48	4	II
Zr-7% Nb-3% Ni	28.2	3.17	118	0.41	30.2	2.95	14.5	31.5	2.84	32	0.45	0.45	5	II
Zr-2.5% Sn-1% Ni	28.2	3.16	108	0.43	30.2	2.95	12	31.4	2.85	29	0.48	0.41	6	II
Zr-3% Al-1% Cu	28.2	3.17	130	0.45	30.3	2.95	19.5	31.4	2.85	36	0.57	0.54	7	I+II
Zr-1% Nb	28.2	3.16	164	0.41	30.2	2.96	12.5	31.5	2.84	34	0.48	0.37	8	I+II
Zr-1% Mo	28.2	3.16	148	0.40	30.3	2.95	8	31.4	2.84	26	0.43	0.31	9	I+II
pure Zr	28.2	3.16	200	0.38	30.2	2.96	9	31.4	2.85	25	0.48	0.36	10	I
Zr-1% Ni	28.2	3.16	148	0.39	30.2	2.95	8.5	31.4	2.84	28	0.49	0.30	11	I
Zr-1% Cu	28.2	3.16	108	0.35	30.2	2.96	4.5	31.5	2.84	25	0.42	0.18	12	I

* 酸化時間 10 分と 40 分の結果から求めた値で 20 分の実験値ではない。

分酸化した試片から酸化膜だけを分離し、この酸化膜を 700°C で加熱した場合の（真空中および酸素中）結晶構造の変化をしらべた。図 5.3 および表 5.4 にはこのような試料の X 線回折結果を示したが、いずれの場合も前述の変化と同様に処理時間とともに異種結晶構造の ZrO_2 が少なくなり、かつ monoclinic の回折線が sharp となる傾向が認められた。またこの変化が酸素中においても真空中で処理した場合にもまったく同じであることから、このような変化は酸素の存在によって左右されるものではなくて酸化膜自体の変化と考えられる。したがって前述の酸化時間の増加とともに生成被膜中の異種結晶構造 ZrO_2 の量的比が減少する事実を酸化中における tetragonal あるいは cubic ZrO_2 の monoclinic ZrO_2 への変態と関連させてさしつかえないようであった。なおこの実験で酸素中で処理した酸化物は 8 分の経過で白色となり、真空中で加熱したものは始めとあまり変らない灰白色を呈していた。

(2) 各合金の酸化膜

実験した合金の種類は表 5.5 のようないずれも第 1 報の実験に用いた試料で、これらをすべて 700°C 20 分酸素中で加熱し、その酸化膜を分離して用いた。これらの測定結果を図 5.4~5.6 に示し、各回折線の回折角、peak の高さだけで表わした強度、half value および一応の目安として異種結晶構造回折線の monoclinic ($\bar{1}11$) に対する peak の比を一括して表 5.5 に示した。この結果によると、Zr-Al, Zr-Sn, Zr-Ti の各合金に生じる酸化膜は異種結晶構造による回折線が明了であり、Zr, Zr-Cu, Zr-Ni ではこれが弱く、その他の合金では両者の中間であった。また monoclinic の回折線は前者ではやや broad の傾向が認められる。これらの結果、各種合金の酸化物はこの酸化条件ではいずれも monoclinic ZrO_2 を主体とし、これに tetragonal あるいは cubic

と考えられる異種結晶構造の ZrO_2 が混在する状態からなるが、その混在比は合金の種類によって異なり、Zr-Al, Zr-Sn, Zr-Ti などは大であり、pure Zr, Zr-Cu, Zr-Ni では小であった。また monoclinic ZrO_2 の結晶ヒズミは前者ではやや大で、後者では小さいようであった。またたとえば Zr-Al-Cu のように Zr-Al に第 2 の添加元素を加えることにより異種結晶構造 ZrO_2 の混在比がやや少なくなった。なお各合金の種類によって酸化物の X 線回折角度の相違は $2\theta=27\sim33$ 度の範囲ではとくに認められなかった。

6. 総括および考察

(1) Zr の酸化特性にあたる Cu, W, Mo および Nb の添加量の影響

5% までの Cu, あるいは 3% までの W を添加した Zr 合金の耐酸化性は純 Zr に比べて劣らない。酸化膜の状態は長時間酸化では縦の crack に沿って酸化膜の肥大が認められるが、膜自体は全酸化過程を通じてち密であり、この範囲の添加量では I 形の特長が失われなかった。Zr-Cu の耐酸化性については Olds ら⁽⁷⁾ が 500°C, 1,200 psi の CO_2 中で、また Burka ら⁽⁸⁾ は 649°C の空气中でしらべ、ともに weight gain curve からの結論であるが少量の Cu の添加が Zr の耐酸化性によいことを示している。一方 Zr-Cu は高温 creep 特性がよく⁽⁷⁾、Zr-W は高温強度が比較的高いので、上記の程度の Cu あるいは W の添加は有効であろう。

これに対して Zr-Nb, Zr-Mo, ならびに 5% 以上の Zr-W 合金は添加量の増加とともに耐酸化性が低下した。Zr-Nb については Ambatsumyan ら⁽⁹⁾ が 450°C および 600°C の酸素中酸化で 5% までの Nb の添加とともに耐酸化性が次第にわるくなることを報告しており、筆者らの結果もこれに一致した。Ivanov ら⁽¹⁰⁾は

高温水中における Zr-Nb の酸化をしらべ、7.5 % で weight gain が最大となりこれ以上では少なくなると述べている。筆者らの結果でも 10 % Nb 合金の初期酸化速度は小であったが、長時間酸化では weight gain が大で全体としての耐酸化性は良くない。酸化膜の特長は Zr-Mo は 1 % では I 形 II 形の中間的特長、3 % 以上では porous な II 形に変化し、また Zr-W は 5 % 以上で I 形から中間的特長へと変化した。これらは耐酸化性の変化とよく対応し、耐酸化性の劣化はこのような酸化膜の状態変化に対応しているようである。15 % までの Zr-Nb 合金の酸化膜はすべて中間的特長を示し、この範囲で添加量の影響はあまりない。

筆者らは第 1 報において種々の異なった合金について weight gain curve と酸化膜の顕微鏡的な状態を比較し、dense な酸化膜を生ずる I 形は概して耐酸化性が良く、反対に porous な酸化膜を生ずる II 形では悪いという一般的な対応を認めたが、この実験の結果このような I 形 II 形の相違は Zr に添加される元素の種類ならびにその量に依存して現われることを知った。すなわち Zr-Cu は比較的に添加量が増加しても耐酸化性と酸化膜の形がともに変化しない例であり、たとえば Zr-W は添加量に応じてともに変化する例であった。したがって I 形 II 形の対応を吟味する場合、添加元素の種類およびその量的な観点から検討することが必要である。

(2) Zr 合金の耐酸化性の改良

耐酸化性の良くない Zr 合金をさらに添加元素によって改良する試みは古くは高温水中における Zr の耐食性に有害な不純物窒素の影響を除去するために Sn を添加した例にはじまり、種々の添加元素を加える試みがなされてきたが、それらは主として weight gain curve の検討だけに終始しているようであった。筆者らはさらに酸化膜を顕微鏡によって観察し、また X 線的に検討した結果、生成被膜がいわゆる I 形に近づけば耐酸化性も良好となると考え、この見解のもとに耐酸化性の改良を検討してみた。今回は Zr-Sn, Zr-Al, Zr-Nb を取り上げ第 2 の添加元素の影響を見たのであるが、Zr-Sn に Fe あるいは Ni を添加した場合および Zr-Nb に Ni を添加した場合は酸化膜の状態ならびに耐酸化性に大きな影響をあたえない。これに対して Zr-3 % Al-1 % Cu 合金は Zr-1 % Al に比べてはるかに酸化速度が小さく、Cu の添加による Zr-Al 合金の耐酸化性の改良が可能であった。さて Zr-Al-Cu 合金の酸化膜は I 形 II 形

の中間的な特長を有し、きわめて porous な Zr-Al の酸化膜と比べると Cu の添加によって耐酸化性と同等にいちじるしく改良された。このような事実は多元合金においても酸化膜の状態から耐酸化性を判断できることを示すものとして、今後の改良合金の研究の助けとなろう。Zr-Al-Cu 合金についての研究は従来、報告されたものを見ないが、Zr-Al 合金は耐酸化性ではいちじるしい難点を有するとはいえ、常温高温の強度が高いので Cu の添加によって耐酸化性改良の傾向が認められたことは興味あることであり、この種の合金についてはさらに検討したい。なおこの場合にみられるような状態の変化の原因については ZrO_2 と添加元素の oxide との相互間の反応に関する知識に基づいて判断することがまず重要と考えている。

(3) 結晶構造

Zr の酸化物には Goldschmidt⁽¹⁰⁾, Ruff ら⁽¹¹⁾を初めとする研究者によって monoclinic, tetragonal, cubic の結晶構造のあることが知られている。この中で tetragonal ZrO_2 は化学的に作られた場合には常温でも認められるが⁽⁶⁾, その状態は擬安定な状態であって大体 1,000~1,075°C 以上が安定領域のようである。また Gulbransen ら⁽¹⁴⁾は金属 Zr 上に 300~700°C で 1 mm Hg の O_2 中で生じた酸化物は monoclinic ZrO_2 だけであるとも述べている。しかしながら Schwartz ら⁽⁵⁾は高温水中で酸化した Zr の酸化膜に tetragonal ZrO_2 を認め、Korobkow⁽⁶⁾ は前述のように 1,100°C 以下の Zr の酸化で tetragonal ZrO_2 の存在を報告している。筆者らの結果でも 700°C で生じた各種 Zr 合金の酸化膜中に tetragonal または cubic に属すると思われる異種結晶構造の ZrO_2 が認められた。ただしこの場合にみられる異種結晶構造のものも結晶学的に安定な相として存在するものではなくて、なんらかの外的な影響たとえば tetragonal ZrO_2 と base である α -Zr の結晶化学的親和性 (crystalline-chemical conformity) によって Zr 上に meta stable な状態として存在すると考える Korobkow の考えによって説明されるようなものかも知れない。(tetragonal ZrO_2 の c 軸は 5.16 Å で α -Zr の c 軸の 5.147 Å とほとんど等しい格子定数を示し、monoclinic のいずれの軸の格子定数よりもより近似している)。また Korobkow によれば Zr およびその合金の表面に生成した tetragonal ZrO_2 はある “critical thickness” に達すると順次 monoclinic ZrO_2 に変態す

ることが報告されている。以上の見解をとり入れると筆者らの実験で酸化初期の被膜に若干の異種結晶構造が認められることが説明され、また酸化時間の増加にしたがって異種結晶構造の ZrO_2 の量比が減少することも“critical thickness”の存在を考慮すれば一応説明がつくようである。なお Korobkow および Schwartz は白色の酸化物はすべて monoclinic のように述べているが、筆者らの実験では白色のものはたしかに大部分が monoclinic であったが、一方初期酸化膜を 700°C , 320 分真空中で加熱した場合の酸化膜は灰色であったにもかかわらず、同じ条件で酸素中で保持して得た白色の酸化物と比べて X 線回折結果はほとんど同一であり、色だけによる判断はやや困難のようである。

つぎに Zr-Sn 合金に生じた酸化膜も酸化の初期では異種結晶構造 ZrO_2 が認められ、酸化時間の経過とともにこれが減少するが、酸化初期における異種結晶構造 ZrO_2 の monoclinic ZrO_2 に対する量比が pure Zr の場合よりも大であった。Korobkow によれば Al, Ti などを添加した合金では tetragonal から monoclinic への変態が抑制され、いわゆる critical thickness が増大し、Sn もまたその傾向が若干あるといわれ、また Stöcken は Zirconia 中の MnO は Zirconia の結晶構造を変形して tetragonal form を作り、 SnO_2 , GeO_2 , MoO_3 などこの傾向のあることを述べている。これらの結果を考慮すると Zr-Sn, Zr-Al などの酸化膜に tetragonal ZrO_2 の多かった筆者らの結果を認めることができる。また筆者らの顕微鏡による結果で Zr-Sn, Zr-Al などの酸化膜がきわめて porous であった。Murray ら⁽¹³⁾は ZrO_2 の tetra ZrO_2 から monoclinic ZrO_2 への変態において 5.72 から 5.31 g/cm^3 へと密度が変化すること、いかえれば 7.7% の体積膨張のあることを報告し、Korobkow は monoclinic ZrO_2 の被膜に層状のあるのはこの体積膨張が原因であろうと述べている。筆者らの場合 Zr-Sn, Zr-Al にみられる porosity は Korobkow の見解を引用して、critical thickness に達した tetragonal ZrO_2 が monoclinic に変態しその際の体積膨張によって蓄積された応力が tetra. と monoclinic の境界に沿って層状の破断をもたらした結果の累積としても受けとれる。しかし Zr-Sn などの II 形と同様に異種結晶構造 ZrO_2 が認められるにもかかわらず酸化膜には pore のまったく認められない I 形があり、この見解によって I 形 II 形を区別して説明することはできないので、pore の原因を tetra. monoclinic の結晶構造の変化だけによって説明することは困難であろう。

(4) X 線回折結果と耐酸化性あるいは顕微鏡的観察

結果の対応

第 1 報では各合金の耐酸化性と酸化膜の顕微鏡的観察結果との間に明確な対応関係のあることを報告したが、今回実験した X 線回折結果との間にも対応関係が認められた。すなわち表 5.5 には各種合金の weight gain の多い順序とその酸化膜の顕微鏡的な観察による分類を X 線による結果に併記したが、耐酸化性が悪く II 形に属する合金においては初期酸化膜中の異種結晶構造 ZrO_2 の monoclinic ZrO_2 に対する混在比が相対的に大きく、また monoclinic ZrO_2 の回折線の broadening が認められた。逆に耐酸化性が良く I 形の特長をもつ合金では上記の混在比は小で回折線は比較的 sharp の傾向があった。また Zr-Al-Cu のように第 2 添加元素の添加によって、生成する酸化膜の結晶構造にも変化をあたえることが知られ、したがって結晶構造を改めることは耐酸化性を改良することになる。以上の結果から、X 線回折結果からみて耐酸化性良好のための条件は、まず第 1 に初期酸化膜中に異種結晶構造の ZrO_2 の少ないことであり、第 2 に酸化の進行中に変態のないことであろう。

以上この報告では前報にひきつづき二元合金元素の添加量の影響、2, 3 の三元合金の酸化について述べ、さらに耐酸化性と酸化膜の顕微鏡的狀態に対する酸化膜の結晶構造の関係について述べたが、検討すべき問題点としてはさらに“拡散層の性質”があり、これについては現在すでにある程度の実験結果を得ているので次報に報告する。

終りに X 線実験に関して種々ご便宜をいただいた大阪大学工学部・篠田教授ならびに岡山大学理学部・長谷川教授に深く感謝する次第である。 (34-9-14 受付)

参 考 文 献

- (1) 山森・実・中島：「三菱電機」33 No. 8, 79-94(1959).
- (2) 山森・実：学振第 122 研究委員会に報告, (1959-8).
- (3) O.S. Ivanov and V.K. Grigorovick: A/CONF. 15/P/2046 USSR, August (1958).
- (4) 山森・実・中島：日本金属学会講演会に発表, (1959-4).
- (5) C.M. Schwartz, D.A. Vangham and G.G. Cocks; AEC report BMI-793 (1952).
- (6) I.I. Korobkow, D.V. Ignatov and others: A/CONF. 15/P/2054 USSR, August (1958).
- (7) G.C.E. Olds, O.P. Hartree and others: A/CONF. 15/P/1455 United Kingdom, May (1958).
- (8) J.A. Burka, C.S. Crouse and R.E. Swift: AECU-3661, August (1957).
- (9) R.S. Ambartsumyan, A.A. Kiselev and others: A/CONF. 15/P/2044 USSR August (1958).
- (10) V.M. Goldschmidt: Metallurgy of Zr, 561.
- (11) O. Ruff and F. Ebert: Z. anorg. u. allgem. chem., 180, 19 (1929).
- (12) J.W. Hickman and E.A. Gulbransen: Anal. Chem., 20, 158 (1948).
- (13) P. Murray and F.B. Allison: Metallurgy of Zr, 563.



自動制御 (1)

研究所 真鍋舜治*

1. まえがき

自動制御についての一般の関心は、ここ数年来非常に高まってきたが、自動制御の概念は決して目新しいものではない。自動制御装置の特長は、被制御量をつねに目標値と比較し、この間に偏差があると、制御装置を動作させ、被制御量を目標値と合致させることである。この意味では、人間を一つの制御装置の要素と見ることになれば、人間の行なう動作はほとんど自動制御系の特性を備えているといえる。一例としてふろに水を入れている場合を考えれば、人間がまず心の中に、どこまで水を入れるかを定め、これに足りなければ水道のセンをひねるわけである。最初からであるからセンをいっぱい開き、だんだん目標とする水位に近づくとセンをしめて行き、目標値に達すると完全にしめてしまい制御動作が完成する。

このような制御ならば割合簡単であるが、もし二人の人間がこの制御を行っていたらどうであろうか。甲は水位を監視し、適当な指令を乙に与え、乙がセンを開閉することにして、甲が判断し、乙に命令を与え、乙がそれに基づいてセンを開閉するまでには、必ず時間のおくれがあるから、水位が目標値にだんだん近づいて行き、ついに目標値に達したとき、甲が乙に完全にセンを閉じることを命令しても、実際には目標値より高い水位になる。もし甲が非常に神経質で、水位を目標値にあわせるように乙にふろのセンをいくらかぬかせたとしよう。そして水位がだんだん減って目標値に達したとき、センを閉じることを甲が乙に命令しても、やはり水位はいくらか低いところに達する。このようなことをくりかえしても、目標値には達せられなくて、そのまわりで振動を継続するようになろう。

しかし甲が正常の人間であれば、このような振動をくりかえしているうちに、水位が目標値に達する少し以前で、センを閉じるよう命令をだせば、大体目標値の近くで、水位の変化がとまることに気がつくであろう。甲は経験を通じ、目標値の以前、どのくらいのところで、命令を出せばもっともよいかについて、明確に知るようになる。そして水位は完全に目標値と合致する。

自動制御系の動作は、上記の人間の動作と類似なものであって、いわゆる自動制御理論は、これらを数学的に表現したものに過ぎない。振動を起さないために、甲の神経質さの度合が、あまり強くてはいけなことは明らかであるが、定量的な値も、乙が甲の命令にどの程度敏速に従うか、ふろの大きさと蛇口より流れる水量の関係などの条件によりおのずから定まるものである。また甲がどの程度前に命令を出せばよいかも、甲の神経質さなどの関数として自動制御理論より与えられる。

自動制御に関しては、すでに数多のよい著書があり、おのおの特長のある理論について詳細な説明がなされているが、自動制御系を設計する者にとっては、これら理論の完全な理解は、

もちろん必要であるが、それらの応用についても十分考慮が払われなければならない。この点を考慮して、自動制御系の設計者がすぐ利用できるように、応用面に重点をおいて、自動制御の理論について、解説を試みた。ここで実例としては一貫して、直流電動機速度制御の問題を用いており、種々の自動制御理論が、どのような特長をもつかについて、実例を通じて学び得られると思う。

なお自動制御理論についての初歩的な概念や、用語の定義については、他の著書にゆずることにして、応用に関係する項目につきただちに解説を試みる。2. Nyquist の安定判別法、3. Bode 線図による安定判別法、4. Graham の方法では現在用いられている線形自動制御系の設計法を略述し、5. 過渡現象計算法では S 領域と t 領域の関係を定量的に把握するため、過渡特性の計算を行ない、6. ブロック線図では実際の系よりいかにして数学的モデルを作るかを述べ、7. アナコンの使用では、アナコンのプログラミングについて述べた。8. 設計法では、仕様と拘束条件が与えられて、いかに設計を進めるべきかを考察した。9. 記述関数法、10. 位相面による法、11. 非線形要素の影響では、非線形をふくむ自動制御系について論じている。

2. Nyquist の安定判別法

Nyquist の安定判別法は、自動制御系の安定判別に、古くから用いられている方法の一つであるが、計算が割合めんどろなので、現在では実用価値は割合うすれている。しかし自動制御系の諸性質について、他の方法を用いて検討しているときでも、結局 Nyquist の方法に還元して考える場合が多いので、まずこれについて説明を試みよう。

2.1 方法の概要

いま一つの自動制御系の開路伝達関数を $G(S)$ とすれば、つぎのような関係が成立する。

$$\frac{C(S)}{E(S)} = G(S) \quad (2.1)$$

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{G(S)}{1+G(S)} \quad (2.2)$$

ただし $R(S)$: 制御系への入力

$C(S)$: 制御系の出力

$E(S)$: 誤差信号

いま説明を簡単にするため、 $G(S)$ として次の形を与えるが、他の一般の場合も同様の手法を用いることができるので、一般性を失わない。

$$G(S) = \frac{(S-r)K}{(S-P_1)(S-P_2)} \quad (2.3)$$

式 (2.2) に代入すれば、

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{(S-r)K}{(S-P_1)(S-P_2) + (S-r)K} \quad (2.4)$$

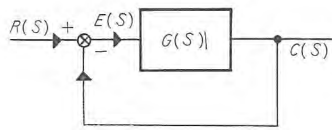


図 2.1 制御系

いま式 (2.4) の分母、すなわち特性方程式の根を a_1, a_2 とすれば、

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{(S-r)K}{(S-a_1)(S-a_2)} \dots\dots\dots(2.5)$$

したがって $R(S)$ が unit impulse なるときは、 $C(S)$ の応答として

$$C(t) = A_1 e^{a_1 t} + A_2 e^{a_2 t} \dots\dots\dots(2.6)$$

となることが知られている。したがって系が安定なるための条件は a_1 および a_2 が (複素数のときはその実部) 正でないことである。いま $F(S)$ を次のように定義する。

$$F(S) = 1 + G(S) = \frac{(S-a_1)(S-a_2)}{(S-P_1)(S-P_2)} \dots\dots\dots(2.7)$$

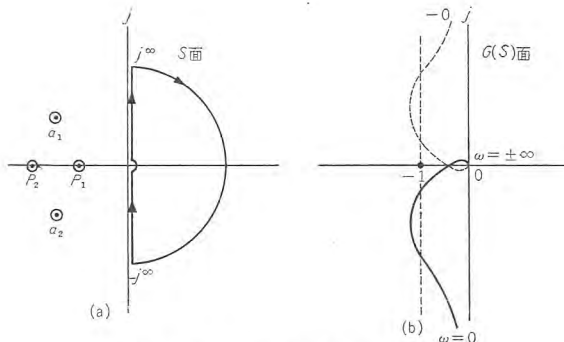


図 2.2 S および $G(S)$

ここで図 2.2 (a) に示すように、 S を 0 より虚軸にそって、 $+j\infty$ まで増加し、半径無限大の円で右半面をかこみ、つぎに $-j\infty$ より 0 まで変化させたとする。ここで、 $F(S) = e^{A+jB}$ とするとき、初期値 $F_1 = e^{A_1+jB_1}$ 、最終値 $F_2 = e^{A_2+jB_2}$ について次の関係が得られる。

$$\begin{aligned} (A_2 + jB_2) - (A_1 + jB_1) &= \oint \frac{d(A+jB)}{dS} dS \\ &= \oint \frac{d[\log F(S)]}{dS} dS \\ &= \oint \frac{d}{dS} [\log(S-a_1) + \log(S-a_2) \\ &\quad - \log(S-P_1) - \log(S-P_2)] dS \\ &= \oint \left[\frac{1}{S-a_1} + \frac{1}{S-a_2} - \frac{1}{S-P_1} - \frac{1}{S-P_2} \right] dS \\ &= -2\pi j[Z-P] \end{aligned}$$

積分路は時計方向なことに注意

ここに Z および P は、 $F(S)$ の零および極で、右半面にあるものの数である。あるいは

$$B_2 - B_1 = 2\pi(P-Z) \dots\dots\dots(2.8)$$

つぎに $F(S)$ と $G(S)$ の関係を考える。いま $G(S)$ 面で $-1+j0$ を改めて原点と考えれば、 $G(S)$ はそのまま $F(S)$ と

なる。また、式 (2.7) より、 $G(S)$ と $F(S)$ とは同じ極をもつことがわかる。したがっていま一例として $P=1$ すなわち $G(S)$ が右半面に極を一つもっているとする。系が安定なるためには、式 (2.5), (2.6), (2.7) より、 $Z=0$ であるから、 $B_2 - B_1 = 2\pi$ 、すなわち S が $j0$ (正確には $\epsilon+j0$) $\rightarrow j\infty \rightarrow$ 右半面を囲む半円 $\rightarrow -j\infty \rightarrow 0j$ なる変化をする間に $G(S)$ は -1 のまわりに反時計方向に 1 回まわっていなければならない。このような安定判別法が Nyquist の方法と呼ばれ、まとめれば次のようになる。

Nyquist の安定判別法

S が $+j0 \rightarrow +j\infty \rightarrow -j\infty \rightarrow -j0 \rightarrow 0 \rightarrow +j0$ なる変化をしたとき、 $G(S)$ が $-1+j0$ を反時計方向にまわる回数が、 $G(S)$ の極のうち右半面にあるものの数に等しいとき、系は安定である。

実際の自動制御系では開路特性の形もほぼ定まっているので、つぎのような簡易法を用いてもさしつかえない。

簡易法

$S=j\omega$ において、 ω が 0 より ∞ へと増加する方向に $G(j\omega)$ 上を進むとき、点 $-1+j0$ がつねに進行方向左側にあれば系は安定である。

2.2 Vector 軌跡の作図

ここでは次式につき、Vector 軌跡の計算例を示す。

$$G(S) = \frac{10}{S(1+0.1S)(1+0.025S)} \dots\dots\dots(2.9)$$

表 2.1

ω	$j\omega/10$	$1+0.1j\omega$		$1+0.025j\omega$		$G(j\omega)$
5	$j0.5$	$1+0.5j$	$1.12 \angle 26.6$	$1+0.125j$	$1.01 \angle 7.13$	$1.77 \angle -124$
6	$j0.6$	$1+0.6j$	$1.17 \angle 31.0$	$1+0.15j$	$1.01 \angle 8.5$	$1.41 \angle -130$
7	$j0.7$	$1+0.7j$	$1.22 \angle 35.0$	$1+0.175j$	$1.02 \angle 9.9$	$1.15 \angle -135$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots

$S=j\omega$ 。

Vector 軌跡を図 2.3 に示す。

2.3 Vector 軌跡よりの設計

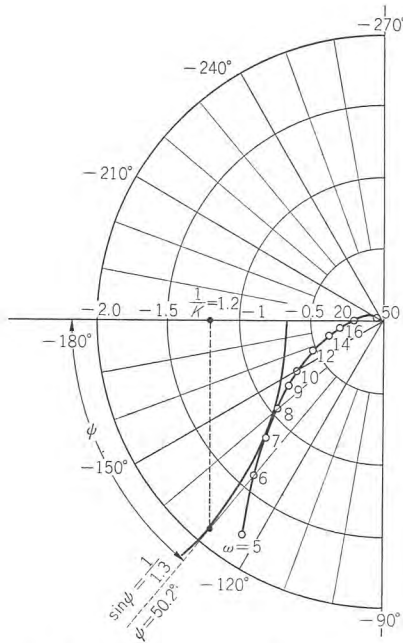
式 (2.2) は一般の開路特性を示すものであるが、とくに入力 $R(S)$ が周波数 ω なる正弦波であれば、

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} \dots\dots\dots(2.10)$$

一般に自動制御系がよい特性を示すためには、 $C(j\omega)/R(j\omega)$ が、できるだけ広い周波数範囲にわたって 1 であり、とくにある周波数で共振状態になったりしないことが、必要である。正弦波に対してよい特性を示すものは、過渡状態においても、よい応動を示すものである。自動制御系の設計にあたっては経験的に、 $C(j\omega)/R(j\omega)$ の最高値 M_P を 1.3 に留めることが規準として用いられている。

いま $G(j\omega)$ に常数 K をかけ $KG(j\omega)$ とし、 K をましていくと、 M_P も徐々に増す。したがって $M_P=1.3$ とすれば K の上限は定められる。いま K を求める方法をまとめれば次のようになる。これの理論的裏づけは文献⁽²⁾を参照されたい。

(1) $G(j\omega)$ の Vector 軌跡をかく。



3.3 位相特性

式 (3.1) について位相特性を求めれば次のようになる。

$$\text{Arg } G(j\omega) = -\text{Arg}(j\omega) - \text{Arg}(j\omega T_1 + 1) - \text{Arg}[T_2^2(j\omega)^2 + 2\zeta T_2 j\omega + 1]$$

- (a) $-\text{Arg}(j\omega) = -90^\circ$ 度
 (b) $-\text{Arg}(1+j\omega T_1) = 0^\circ$ 度 $\omega T_1 \ll 1$
 -45° 度 $\omega T_1 = 1$
 -90° 度 $\omega T_1 \gg 1$
 (c) $-\text{Arg}[T_2^2(j\omega)^2 + 2\zeta T_2 j\omega + 1]$
 $= 0^\circ$ 度 $\omega T_2 \ll 1$
 $= -90^\circ$ 度 $\omega T_2 = 1$
 $= -180^\circ$ 度 $\omega T_2 \gg 1$

したがって (a) (b) (c) を加え合わせれば $\text{Arg}(j\omega)$ がえられる。(b) の形については位相尺を用いることもでき、また詳細な値は文献や各種の自動制御に関するハンドブックに掲載されているが要点を表 3.2 に示す。

3.4 位相特性の簡易計算法

振幅特性は直線による近似で割合簡単に求められるのに反し、位相特性はこのような近似法がないので、作図がやかいかである。ここでは、直線近似による振幅特性より、位相特性を簡単に計算する方法について述べよう。

いま $G(j\omega) = 1/(1+j\omega T)$ とすれば、 $\text{Arg } G(j\omega)$ はほぼ次の近似で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} \text{Arg } G(j\omega) &\approx 90^\circ \alpha_0 + 50/T\omega & T\omega > 1 \\ \text{Arg } G(j\omega) &\approx 90^\circ \alpha_0 - 50T\omega & T\omega < 1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.2)$$

ここに α_0 は ω における折線近似振幅特性の傾斜を 20 db/decade 単位で表わしたものである。一般の $G(j\omega)$ についても、近似的に次式が成立する。

$$\text{Arg } G(j\omega) \approx 90^\circ \alpha_0 - 50 \sum_i \Delta\alpha_i / T_i \omega + 50 \sum_j \Delta\alpha_j T_j \omega \dots\dots\dots (3.3)$$

$T_i \omega > 1 \qquad T_j \omega < 1$

ここに i は ω より周波数の低い領域での折点、 j は高い領域での折点で、 $\Delta\alpha_i$ 、 $\Delta\alpha_j$ は各折点での傾斜の変化である。

3.5 計算例

式 (2.9) の例について振幅特性を計算してみよう。

$$G(S) = \frac{10}{S(1+0.1S)(1+0.025S)} \dots\dots\dots (3.4)$$

折線近似の振幅特性は図 3.1 の実線で示すが作図法は次のとお

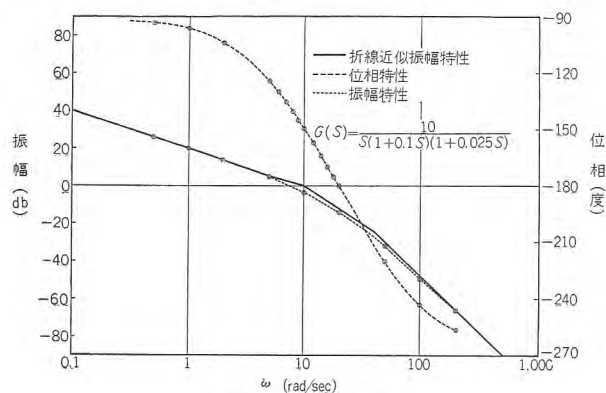


図 3.1 Bode 線図

りである。

- (a) $\omega \rightarrow 0$ で $G(j\omega) = 10/j\omega$ なるゆえ $10/\omega$ なる直線を書く。これは $\omega = 10$ で 0 db をきる -20 db/decade の直線である。
 (b) 最初の時定数 0.1 sec に相当する ω (10 rad/sec) で折りまげて傾斜を -40 db/decade にする。
 (c) つぎの時定数 0.025 sec に相当する ω (40 rad/sec) でさらに折りまげて傾斜を -60 db/decade にする。

折線による近似と実際に計算した値を比べると、非常によく一致していることがわかる。とくに表 3.1 の補正を行なうと誤差はほとんどなくなってしまう。

3.6 Bode 線図を用いた設計

Bode 線図を用いて設計を行なう場合、Nyquist の方法と異なり、 $M_P = 1.3$ というような明確な仕様より出発することはできない。このような設計は Bode 線図をいわゆるゲイン位相図にかき直して初めて可能である。実際の系では製品の調整段階で、かなりの幅の調整を行ないうるものであり、最初の設計ではこの調整範囲にはいればよいわけである。この意味で設計を手際よく行なう手法を次に述べよう。

開路伝達関数として次のものが与えられたとする。

$$KG(S) = \frac{10K}{S(1+0.1S)(1+0.025S)} \dots\dots\dots (3.5)$$

この閉路特性がもっとも望ましい状態になる K を求めよう。その方法は次のとおり。

- (a) $G(j\omega)$ の振幅特性の折線近似をかく。
 (b) 傾斜が $20 \sim 40 \text{ db/decade}$ なる領域で適当に位相余裕を求める。
 (c) 位相余裕は $\omega = 5 \text{ rad/sec}$ で 56° $\omega = 10 \text{ rad/sec}$ で 31° 度であるから $\omega = 8 \text{ rad/sec}$ で 40° 度となると思われる。
 (d) 8 rad/sec で振幅特性が 0 db をきるようにするには $L_m K = -2 \text{ db}$ $K \approx 0.8$

以上のようにして、非常に簡単に系の利得を求めることができる。これは Vector 軌跡を用いる方法の複雑さに比べて非常に異色がある。

4. Graham の方法

Nyquist の方法も Bode 線図による方法も、開路伝達関数の周波数特性をもとにして、よい自動制御系を設計するのであるが、ここに述べる Graham の方法は開路伝達関数の S にかかる係数により、系の過渡特性を知り、よい制御系を探しだすものである。ここに述べるものは 2 階および 3 階の微分方程式に関するものであるが、さらに高階のものおよび分子に S を含むものについても適当な注意をすれば適用できる。

4.1 方法の概要

ここでは 2 階の系と 3 階の系について、この方法の概要を述べる。いま系の開路伝達関数が式 (4.1) のように与えられたとする。

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{C}{AS^2 + BS + C} \dots\dots\dots (4.1)$$

いま $\sqrt{C/A}=\omega_0$ とおき $S/\omega_0=P$ とおけば

$$\frac{C(P)}{R(P)} = \frac{1}{P^2 + bP + 1} \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

$$b = \frac{B}{C} \omega_0$$

また S に対する時間を t , P に対する時間を τ とすれば,

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{d}{dt} = \frac{d}{d\tau}$$

なるゆえ

$$\tau = \omega_0 t \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

ここに τ を normalized time と呼ぶ. 式 (4.2) において b だけを与えれば $R(P)$ の階段入力に対する $C(P)$ の応動は τ の関数としてただちに求められる. これを図 4.1 に示す. 一般に用いられている減衰常数 ζ で b を表わすと次のようになる.

$$b = 2\zeta \quad \dots\dots\dots(4.4)$$

つぎに 3 階の場合については

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{D}{AS^3 + BS^2 + CS + D} \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

いま $\sqrt{D/A}=\omega_0$ とおき $S/\omega_0=P$ とおけば

$$\frac{C(P)}{R(P)} = \frac{1}{P^2 + bP^2 + cP + 1} \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

$$b = \frac{B}{D} \omega_0^2 \quad c = \frac{C}{D} \omega_0$$

式 (4.5) に関する時間 t と, 式 (4.6) に関する時間 τ との間には次の関係がある.

$$\tau = \omega_0 t \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

式 (4.6) において $R(P)$ の階段状入力に対する応答を図 4.2 に示す. したがって系が与えられたら, b, c を求め図 4.1, または図 4.2 より過渡特性を求め, 最後に $\tau = \omega_0 t$ なる変換を行なって, 所望の応答を得る.

4.2 計算例

開路伝達関数として次のものが与えられたとする.

$$KG(S) = \frac{10K}{S(1+0.1S)(1+0.025S)} \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

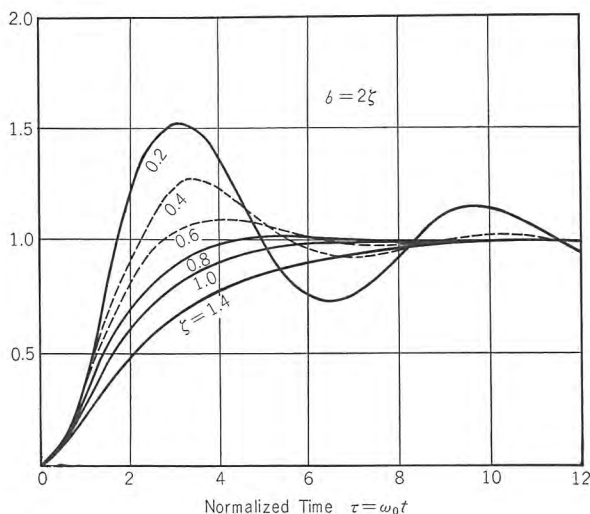


図 4.1 $\frac{1}{P^2 + bP + 1} \quad b = 2\zeta$

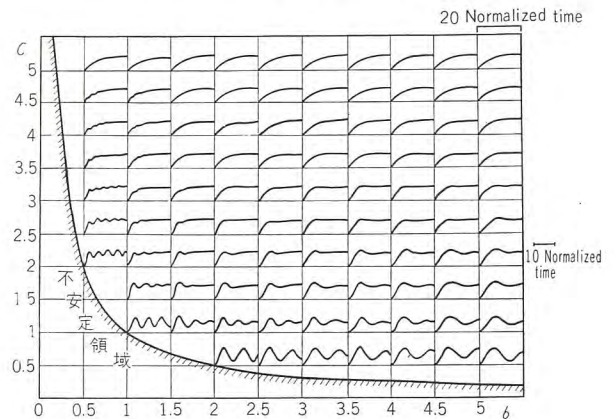


図 4.2 $\frac{1}{P^3 + bP^2 + cP + 1}$

閉路特性は

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{10K}{S(1+0.1S)(1+0.025S)+10K} \quad \dots\dots\dots(4.9)$$

$$A=0.0025 \quad C=1$$

$$B=0.125 \quad D=10K$$

ゆえに

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{D}{A}} = \sqrt{\frac{10K}{0.0025}} = \sqrt{4000K}$$

$$b = \frac{B}{D} \omega_0^2 = \frac{0.125}{10K} \omega_0^2$$

$$c = \frac{C}{D} \omega_0 = \frac{1}{10K} \omega_0$$

} ... (4.10)

$K=1$

$$\omega_0 = 15.9$$

$$t = 0.063\tau$$

$$b = 3.16$$

$$c = 1.59$$

したがって図 4.2 の $b=3, C=1.5$ より応答が求められ, これを図 4.3 に示す.

$K=0.8$

$$\omega_0 = 14.8$$

$$t = 0.0677\tau$$

$$b = 3.42$$

$$c = 1.85$$

図 4.2 $b=3.5, C=2$ より応答が求められる.

$K=0.5$

$$\omega_0 = 12.6$$

$$t = 0.0793\tau$$

$$b = 3.98$$

$$c = 2.52$$

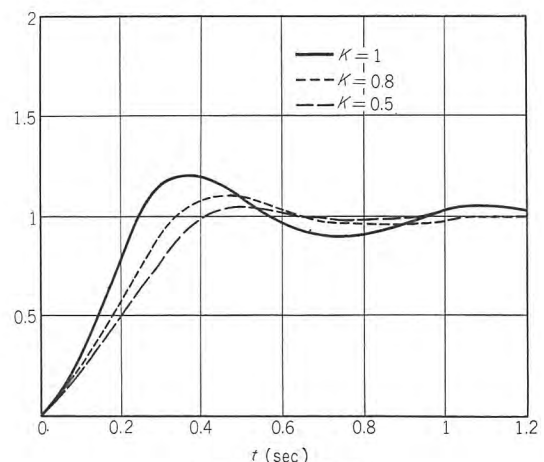


図 4.3 過渡特性

図 4.2, $b=4$, $C=2.5$ より応答が求められる。

4.3 Hurwitz の条件

閉路伝達関数が与えられたとき、その安定度だけを調べる場合には、Hurwitz の条件を用いると便利がよい。すなわち、

$$a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + a_2 S^{n-2} + \dots + a_{n-1} S + a_n = 0 \quad (4.11)$$

の根がすべて負の実数部をもつための必要十分条件は、

- (a) すべての係数 $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ が正であること。
- (b) Hurwitz の行列式 H_i がすべて正であること。

$$H_1 = a_1 \quad H_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} \quad H_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} \quad \left. \begin{array}{l} H_i = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \dots & a_{2i-1} \\ a_0 & a_2 & a_4 & \dots & a_{2i-2} \\ 0 & a_1 & a_3 & \dots & a_{2i-3} \\ 0 & a_0 & a_2 & \dots & a_{2i-4} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & a_i \end{vmatrix} \end{array} \right\} \dots (4.12)$$

つぎにこれを 2 階と 3 階の場合に適用してみよう。

$$P^2 + bP + 1 = 0$$

$$a_0 = 1, \quad a_1 = b, \quad a_2 = 1$$

ゆえに

$$H_1 = a_1 = b = \frac{B}{C} \omega_0 = \frac{B}{\sqrt{AC}} > 0$$

したがって

$$B > 0$$

A, B, C は正なるものだけを考慮しているから、2 階のときは新に制限は加わらない。

$$P^3 + bP^2 + cP + 1 = 0$$

$$a_0 = 1, \quad a_1 = b, \quad a_2 = c, \quad a_3 = 1$$

$$H_1 = a_1 = b > 0$$

$$H_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 a_2 - a_0 a_3 = bc - 1 > 0$$

このときは、系が安定するため $bc > 1$ の条件があり、これより図 4.2 に不安定領域を記入することができる。もとの係数を用いれば、

$$bc = \frac{B}{D} \omega_0^2 \cdot \frac{C}{D} \omega_0 = \frac{BC}{DA} > 1$$

あるいは

$$BC > DA \quad (4.13)$$

5. 過渡特性計算法

現在までは主として周波数特性の観点から自動制御系の特性を論じてきたが、実際に必要なものは階段入力に対する過渡特性であることが多い。過渡特性はアナコムにより容易に求められるのであるが、一般に周波数特性と過渡特性とは密接な関係があるものであるから、多少の熟練によって周波数特性より、過渡特性を推察することができる。この関係を的確に把握する目的で、ここに過渡特性の簡易計算法を紹介する。

5.1 原理

ラプラスの逆変換の公式は

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{C-j\infty}^{C+j\infty} H(S) e^{ts} ds \quad (5.1)$$

さらに $H(S)$ に次の制限を付する。

- (1) $H(S)$ は実係数の S の多項式の比として表わされる。
- (2) $\lim_{S \rightarrow \infty} H(S) = 0$
- (3) $H(S)$ は虚数軸を含み右半面に極をもたない。

このときは積分路を虚数軸に選ぶことができる。

$$h(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} H(S) e^{ts} ds \quad (5.2)$$

ここに

$$\left. \begin{array}{l} S = j\omega \\ H(S) = \text{Re}H(j\omega) + j\text{Im}H(j\omega) \\ e^{ts} = e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t \end{array} \right\} \dots (5.3)$$

なる関係を代入すれば

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \{ \text{Re}H(j\omega) \cos t\omega - \text{Im}H(j\omega) \sin t\omega \} d\omega \\ &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \{ \text{Re}H(j\omega) \sin t\omega + \text{Im}H(j\omega) \cos t\omega \} d\omega \end{aligned} \quad (5.4)$$

$\text{Re}H(j\omega)$ が偶関数、 $\text{Im}H(j\omega)$ が奇関数なることより、第 2 項の積分は 0 となることわかる。したがって

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [\text{Re}H(j\omega) \cos t\omega] d\omega \\ &\quad - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [\text{Im}H(j\omega) \sin t\omega] d\omega \end{aligned} \quad (5.5)$$

$t < 0$ について $h(t) = 0$ なることは物理的意味よりもうなずけるが、厳密には式 (5.2) において、積分路を虚数軸と右半面をかこむ半径無限大の半円にえらぶことにより、そのかこむ面積に極のないことから、式 (5.2) の積分値が 0、すなわち $h(t) = 0$ なることわかる。したがって式 (5.5) 右辺の第 1 項と第 2 項は数値的に同じ値をとる。すなわち

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} [\text{Re}H(j\omega) \cos t\omega] d\omega \quad (5.6)$$

式 (5.6) は前記の条件 (1)(2)(3) を満足する場合、正確な逆変換の式であり、過渡特性の簡易計算法はこれを基礎とする。

式 (5.6) に対応するラプラス変換の式は、

$$\text{Re}H(j\omega) = \int_0^{\infty} h(t) \cos \omega t dt \quad (5.7)$$

最後に条件 (3) について説明を加えたい。虚数軸上に極がないゆえ、 $S=0$ では $H(S)$ は有限の値をとる。したがって

$$\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{S \rightarrow 0} SH(S) = 0 \quad (5.8)$$

すなわち $h(t)$ は定常値をもつてはならない。これは式 (5.7) の積分が存在することよりもいえる。したがっていま問題にしている関数は $t < 0$ では 0、 $t \rightarrow \infty$ で 0 となるもので、他の種類の関数では適当な加減などを行なってこのような形にしなければならない。

5.2 計算法

周波数特性より階段入力に対する応答を求めるには、つぎのようにすればよい。

- (1) 周波数特性 $H(j\omega)$ を求める。振幅特性と位相特性。
- (2) $\text{Re}H(j\omega)$ を求める。
- (3) 式 (5.6) より単位インパルス $\delta(t)$ に対する応答 $h(t)$ を求める。
- (4) $h(t)$ を積分して階段関数に対する応答 $h_1(t)$ を求める。

以上の段階のうち、(1), (2) は後に述べることにして、(3), (4) をここで述べよう。式 (5.6) の計算はフーリエ級数の係数を定める式と同じ形であるから、その計算法を用いればよい。

いま $\text{Re}H(j\omega)$ は実質的には ω の関数であるから $H_1(\omega)$ とかくことにしよう。したがって、

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty H_1(\omega) \cos t\omega \, d\omega \quad (5.9)$$

一般に $H_1(\omega)$ は図 5.1 のように、 ω のある値より、減少して ω が十分大ききところでは 0 となる。いまこの ω の限界を Ω とおき、これ以上の ω については $H_1(\omega) = 0$ としよう。そして Ω を適当に等分して、その点を $\omega_1, \omega_2, \dots$ とする。分割は 6 等分 12 等分とすると後の計算に便利である。分割を多くすれば計算の精度は上がるが、計算が複雑になるので適当なところで妥協しなければならない。現在は 6 等分の場合について述べる。いま

$$\Delta t = \frac{\pi}{\Omega} \quad (5.10)$$

$$t_n = n\Delta t = n\frac{\pi}{\Omega} \quad (5.11)$$

$$h(t_n) = B_n \quad (5.12)$$

とすれば、積分を有限項の和で近似することにより、 B_n が求められる。

$$\begin{aligned} B_n &= h_1(t_n) = \frac{2}{\pi} \int_0^\Omega H(\omega) \cos t_n \omega \, d\omega \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^\Omega H(\omega) \cos \frac{n\pi}{\Omega} \omega \, d\omega \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{\Omega}{6} \left[\frac{1}{2} A_0 + \sum_{i=1}^5 A_i \cos \frac{n\pi}{6} i + \frac{1}{2} A_6 \cos n\pi \right] \end{aligned} \quad (5.13)$$

したがって

$$\begin{aligned} B_0 &= \frac{\Omega}{3\pi} \left[\frac{A_0}{2} + A_1 + A_2 + A_3 + A_4 + A_5 + \frac{A_6}{2} \right] \\ B_1 &= \frac{\Omega}{3\pi} \left[\frac{A_0}{2} - \frac{A_6}{2} + 0.866(A_1 - A_5) + 0.5(A_2 - A_4) \right] \\ B_2 &= \frac{\Omega}{3\pi} \left[\frac{A_0 + A_6}{2} - A_3 + 0.5(A_1 + A_5 - A_2 - A_4) \right] \\ B_3 &= \frac{\Omega}{3\pi} \left[\frac{A_0}{2} - \frac{A_6}{2} - A_2 + A_4 \right] \\ B_4 &= \frac{\Omega}{3\pi} \left[\frac{A_0 + A_6}{2} + A_3 - 0.5(A_1 + A_5 + A_2 + A_4) \right] \\ B_5 &= \frac{\Omega}{3\pi} \left[\frac{A_0 - A_6}{2} - 0.866(A_1 - A_5) + 0.5(A_2 + A_4) \right] \\ B_6 &= \frac{\Omega}{3\pi} \left[\frac{A_0 + A_6}{2} - (A_1 + A_3 + A_5) + A_2 + A_4 \right] \quad (5.14) \end{aligned}$$

以上の計算をさらに組織的行なうと次のようになる。

	$\frac{A_0}{2}$	A_1	A_2	A_3		S_0	S_1
	$\frac{A_6}{2}$	A_5	A_6			A_3	S_2
和	S_0	S_1	S_2	A_3	和	e_0	e_1
差	d_0	d_1	d_2		差	f_0	f_1

$$B_0 = \frac{\Omega}{3\pi} [e_0 + e_1]$$

$$B_1 = \frac{\Omega}{3\pi} [d_0 + 0.866d_1 + 0.5d_2]$$

$$B_2 = \frac{\Omega}{3\pi} [f_0 + 0.5f_1]$$

$$B_3 = \frac{\Omega}{3\pi} [d_0 - d_2]$$

$$B_4 = \frac{\Omega}{3\pi} [e_0 - 0.5e_1]$$

$$B_5 = \frac{\Omega}{3\pi} [d_0 - 0.866d_1 + 0.5d_2]$$

$$B_6 = \frac{\Omega}{3\pi} [f_0 - f_1] \quad (5.15)$$

このようにして $B_n = h(t_n)$ を求めることができた。 $h(t_n)$ は単位インパルスに対する応答であるが、階段入力に対する応答は、これを積分すればよい。したがって、

$$h_1(t) = \int_0^t h(\tau) \, d\tau \quad (5.16)$$

この積分も図 5.3 のように分割して近似式で行なう。すなわち

$$C_0 = h\left(\frac{1}{2}\Delta t\right) = B_0 \frac{\Delta t}{2} = \frac{\pi}{2\Omega} B_0$$

$$C_n = h\left(\frac{1}{2}\Delta t + t_n\right) = C_{n-1} + \Delta t B_n = C_{n-1} + \frac{\pi}{\Omega} B_n \quad n=1 \sim 6 \quad (5.17)$$

したがって式 (5.15) を用い、

$$C_0 = \frac{1}{6} [e_0 + e_1]$$

$$C_1 = C_0 + \frac{1}{3} [d_0 + 0.866d_1 + 0.5d_2]$$

$$C_2 = C_1 + \frac{1}{3} [f_0 + 0.5f_1]$$

$$C_3 = C_2 + \frac{1}{3} [d_0 - d_2]$$

$$C_4 = C_3 + \frac{1}{3} [e_0 - 0.5e_1]$$

$$C_5 = C_4 + \frac{1}{3} [d_0 - 0.866d_1 + 0.5d_2]$$

$$C_6 = C_5 + \frac{1}{3} [f_0 - f_1] \quad (5.18)$$

ただし

$$C_n = h\left(\frac{1}{2}\Delta t + n\Delta t\right) \quad \Delta t = \frac{\pi}{\Omega}$$

5.3 $\text{Re}H(j\omega)$ の求め方

一般の自動制御系においては開回路の周波数特性 $G(j\omega)$ しき与えられていないから、閉回路の階段入力に対する過渡応答を得るためには、これより閉回路の周波数特性 $H(j\omega)$ を求め

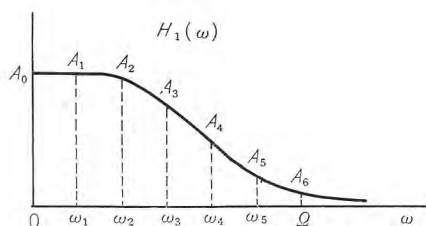


図 5.1 $G_1(\omega)$ の特性

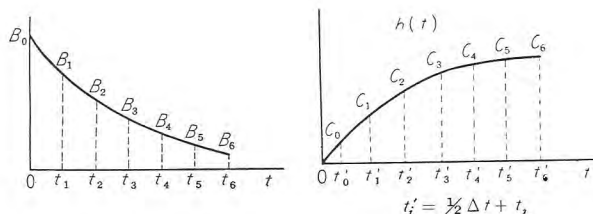


図 5.2 $h(t)$ の特性

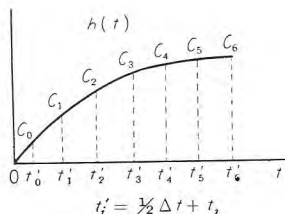


図 5.3 $h(t)$ の特性

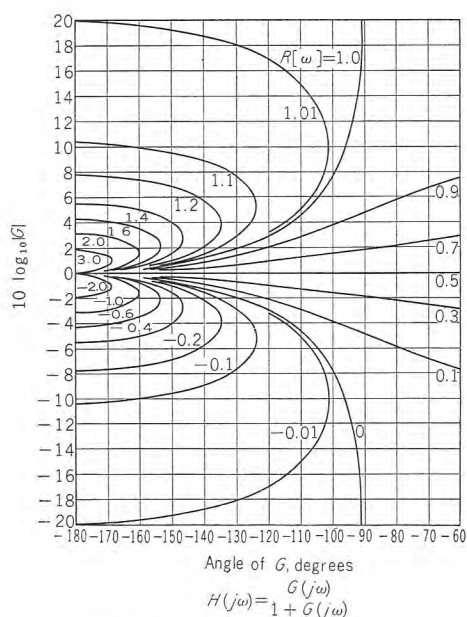


図 5.4 $R_e H(j\omega)$ を求める図

なければならない。 $H(j\omega)$ が求められれば $H_1(\omega) = R_e H(j\omega)$ を求めて過渡特性の計算を始めることができる。しかし一般には図5.4に示すような便利な表を用いれば、 $G(j\omega)$ より $H_1(\omega)$ がただちに求められる。

6. ブロック線図の作製

自動制御系の設計および解析にあたって、その正確さと能率は、ブロック線図をいかに現実的に作るにかかっている。とくに計算機と計算法の高度に発達した現在では、与えられたブロック線図について計算途上に生じた誤差が、大局的判断を誤らせるようなことは、自動制御系に関する限り、きわめてまれだといってよい。したがって正しいブロック線図を作ることがきわめて重要である。

ブロック線図は、実際の系について問題にしている種々の性

質を完全に具備していなければならないことは、もちろんであるが、その限りにおいて可能なかぎり、簡単なものでなければならない。複雑なブロック線図は、計算の手間がかかることはもちろん、いろいろの過程で誤りが介入する危険がある。計算の初期の段階では、どの程度簡略化できるかわからないので、複雑になるのはやむをえないが、計算の進むにつれて簡略化を平行して行なうことに十分心掛けなければならない。

6.1 方法の概要

ブロック線図を作るまでの過程はつぎのとおりである。

(1) 方程式

方程式の記述 記号の定義と単位

単位法による変換 要すれば微小変化の式

(2) 常数の計算

変数の基準値の計算

常数の単位法による値の計算 常数の単位は無次元か sec に関するものになる。

(3) ブロック線図

ブロック線図の作製 簡略化

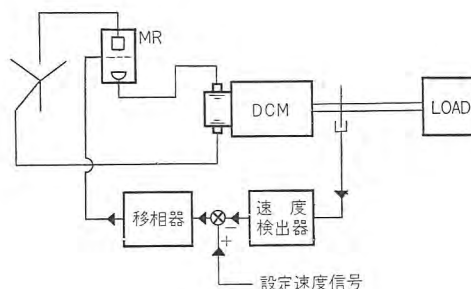


図 6.1 制御系

6.2 方程式

いま例として図6.1のような速度制御系を考える。速度は速度検出器によって光電的に検出され、これが設定速度の信号と異なるときは、水銀整流器の格子角を制御し、直流電動機にかかる電圧、したがって電機子電流をかえ、電動機を加速または減速し、設定速度にもどすように働く。

この系に用いられている要素の仕様および特性はつぎのようなものとする。

(1) Load

$GD^2 = 560 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 逆トルクは回転数に関係しない。

(2) DCM

定格電圧	220 V	電機子抵抗	0.05 Ω
定格電流	200 A	電機子時定数	0.055 sec
定格回転数	500 rpm	電圧係数	0.396 V/rpm
定格出力	41 kW	トルク係数	0.4 m·kg/A
GD^2	40 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$		

(3) MR

直流側よりみた等価抵抗	r_{MR}	0.06 Ω
格子角1度偏倚あたり		5.5 V 変化

(4) 速度検出器

- 時間遅れ 0.1 sec
 回転数 1 rpm の変化に対し 0.1 V の出力
 (5) 移相器
 時間遅れ わずかなるゆえ無視
 入力 1 V の変化に対し 8 度

しかるときは方程式はつぎのようになる。

$$J \frac{dn}{dt} = T - T_L \quad (6.1)$$

$$T = k_T i \quad (6.2)$$

$$V = r i (1 + S T_a) + k_v n \quad (6.3)$$

$$V = V_0 + K_3 \alpha \quad (6.4)$$

$$\alpha = K_2 E \quad (6.5)$$

$$E = E_r - \frac{K_1 n}{1 + T_1 S} \quad (6.6)$$

T ; 駆動トルク	T_L ; 負荷トルク
n ; 回転数	J ; DCM と負荷の慣性率
i ; DCM 電流	k_T ; トルク係数
V ; 電源電圧	E_r ; 設定速度信号
T_1 ; 速度検出器時定数	T_a ; 電機子回路時定数
r ; 電機子回路抵抗	k_v ; 電圧係数
K_1, K_2, K_3 ; 常数	

このままでは解析を進めるのに不便であるから、単位法を用いて変換を行なう。ここで基準として次の諸量をとる。

基準トルク	T_0	m-kg
" 回転数	n_0	rpm
" DCM 電圧	V_0	V
" DCM 電流	$i_0 = T_0 / k_T$	A
" 移相器入力電圧	E_0	V

単位法を用いる例を式 (6.1) についてだけ示せば、以下のようになる。

$$\begin{aligned} J \frac{dn}{dt} &= T - T_L \\ \frac{J}{T_0} \frac{dn}{dt} &= \frac{T}{T_0} - \frac{T_L}{T_0} \\ J \frac{n_0}{T_0} \frac{d}{dt} \left(\frac{n}{n_0} \right) &= \left(\frac{T}{T_0} \right) - \left(\frac{T_L}{T_0} \right) \\ \bar{J} S \bar{n} &= \bar{T} - \bar{T}_L \quad (6.7) \end{aligned}$$

したがって式 (6.1)~(6.6) はつぎのようになる。

$$\bar{J} S \bar{n} = \bar{T} - \bar{T}_L \quad (6.8)$$

$$\bar{T} = \bar{k}_T \bar{i} \quad (6.9)$$

$$\bar{V} = \bar{r} \bar{i} (1 + S \bar{T}_a) + \bar{k}_v \bar{n} \quad (6.10)$$

$$\bar{V} = 1 + \bar{K}_2 \bar{K}_3 \bar{E} \quad (6.11)$$

$$\bar{E} = \bar{E}_r - \frac{\bar{K}_1 \bar{n}}{1 + \bar{T}_1 S} \quad (6.12)$$

ここに

$$\begin{aligned} \bar{n} &= \frac{n}{n_0} & \bar{T} &= \frac{T}{T_0} & \bar{T}_L &= \frac{T_L}{T_0} & \bar{i} &= \frac{i}{i_0} & \bar{V} &= \frac{V}{V_0} \\ \bar{E}_r &= \frac{E_r}{E_0} & \bar{E} &= \frac{E}{E_0} \end{aligned} \quad (6.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{J} &= J \frac{n_0}{T_0} \text{ sec} & \bar{k}_T &= k_T \frac{i_0}{T_0} = 1 \\ \bar{r} &= \frac{r i_0}{V_0} & \bar{k}_v &= \frac{k_v n_0}{V_0} \\ \bar{K}_2 \bar{K}_3 &= \frac{K_2 K_3 E_0}{V_0} & \bar{K}_1 &= \frac{K_1 n_0}{E_0} \end{aligned} \right\} \quad (6.14)$$

式 (6.7)~(6.12) において各常数および変数の上につけられた「 $\bar{}$ 」は混乱の起らない限りとのぞく。しかるときは式 (6.1)~(6.6) で各変数および常数が単位法によるものと解釈し直すことによって式 (6.8)~(6.12) がえられる。

単位法を用いることにより、常数は必ず無次元か、時間 sec に関する単位をもつ。また変数の変化範囲は 1 付近であり、常数の値も 1 よりあまりかけ離れた値でないのが普通である。

方程式を記述するにあたっての注意はつぎのとおりである。

- 系を表わす式は全部かく
- 不明な要素については $F(x)$ というふうにして残して後に考慮する。
- 連立微分方程式のままでよい
- 変数・常数の単位を明確にすること

6.3 常数の計算

ここでは変数の基準値の計算と常数の計算を行なう。

基準値

$$T_0 = \frac{1000}{1.026} \cdot \frac{[\text{kW}]}{[\text{rpm}]} = \frac{1000 \times 41}{1.026 \times 500} = 80 \text{ m-kg}$$

$$n_0 = 500 \text{ rpm}$$

$$V_0 = 220 \text{ V}$$

$$i_0 = T_0 / k_T = \frac{80}{0.4} = 200 \text{ A}$$

$$E_0 = 50 \text{ V}$$

常数

$$\bar{J} = J \frac{n_0}{T_0} = \frac{GD^2}{375} \frac{\text{rpm}}{\text{m-kg}} = 10 \text{ sec}$$

$$\bar{k}_T = 1$$

$$\bar{r} = \frac{r i_0}{V_0} = 0.1$$

$$\bar{k}_v = k_v \frac{n_0}{V_0} = 0.9$$

$$\bar{K}_2 \bar{K}_3 = \frac{K_2 K_3 E_0}{V_0} = 10$$

$$\bar{K}_1 = \frac{K_1 n_0}{E_0} = 1$$

$$T_1 = 0.1 \text{ sec}$$

$$T_a = \frac{r}{r + r_{MR}} \cdot 0.055 = 0.025 \text{ sec}$$

数値を入れた方程式は式 (6.8)~(6.12) より

$$\left. \begin{aligned} 10 S \bar{n} &= \bar{T} - \bar{T}_L \\ \bar{T} &= \bar{i} \\ \bar{i} &= \frac{\bar{V} - 0.9 \bar{n}}{0.1(1 + 0.25 S)} \\ \bar{V} &= 1 + 10 \left[\bar{E}_r - \frac{\bar{n}}{1 + 0.1 S} \right] \end{aligned} \right\} \quad (6.15)$$

またここで変数を基準値よりの変位というふうに解釈しなおす

$$\left. \begin{aligned} 10Sn &= T - T_L \\ T &= i \\ i &= \frac{V - 0.9n}{0.1(1 + 0.025S)} \\ V &= 10 \left(E_r - \frac{n}{1 + 0.1S} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6.16)$$

と式(6.15)は速度設定値の変更など大きな変化の解析に適し、式(6.16)は速度が設定された後、負荷変化がじょう乱として、はいつてきた場合の解析に適する。

以上常数の計算について述べたが、ここで注意すべき点はつぎのとおりである。

- 自動制御系では常数は必要以上に精密に知る必要はない。目安として精度はば 10% を考えてよい。
- 常数は単位法を用いたとき 1 を中心にする値となる。
- 常数の単位は無次元か時間 sec に関するものになるから、もし他の単位がでてくれば計算の誤と考えてよい。

6.4 ブロック線図

式(6.15)のブロック線図は図 6.2 に、式(6.16)のものは図 6.3 となる。一般に単位法を用いた場合には、常数は平均化されているので、そのまま、ブロック線図をかいてもわかりやすい形になる。

いま問題は、この制御系の定常値付近の応答を問題にするものとしよう。そのときは図 6.3 のブロック線図を用いることになる。このままでは k_r による帰還があってやっかいなのでさらに系を簡単化しよう。 k_r を速度検出器とまとめてかけば、

$$0.9 + \frac{10}{1 + 0.1S} = \frac{10}{1 + 0.1S} (1.09 + 0.009S) \dots\dots (6.17)$$

いま $S = j\omega$ において ω に対する特性をかくと、 $\omega = 100 \text{ rad/sec}$ になるまでは $10/1 + 0.1S$ だけを考慮して誤りのないことがわかる。しかも Bode 線図をかけば、ただちにわかるように、 $\omega = 100 \text{ rad/sec}$ での性質が問題となることはないから、図 6.4 のようなブロック線図を用いてよい。

6.5 複雑なブロック線図の簡単化

複雑なブロック線図を簡単化する定石についてまとめたもの

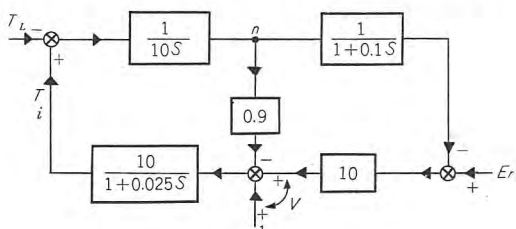


図 6.2 ブロック線図

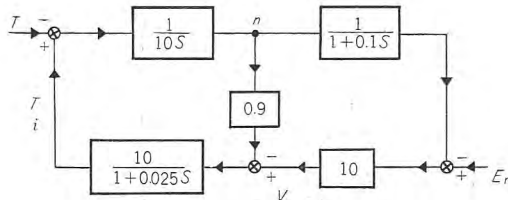


図 6.3 ブロック線図

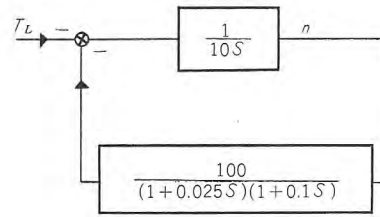


図 6.4 ブロック線図

を表 6.1 に示す。なお原形と等価変換はまったく同じものであるが、簡易形は、ほぼ近似的に成立する関係で、折線近似の振幅特性には用いて便利であるが、アナコムを用いて計算するときには、その近似度について一応吟味する必要がある。

複雑な伝達関数を求めるとき、後向きに進むと便利のよい場合があり、その手法については図 6.5 に示す。たとえば同図③を求める過程について説明すれば、つぎのとおり、

$$\textcircled{3} - \textcircled{2} = \textcircled{1}$$

$$\textcircled{3} = \textcircled{1} + \textcircled{2} = \frac{C}{G_2} + H_1 C = \left(\frac{1}{G_2} + H_1 \right) C$$

したがってこの方法をくりかえせば

$$R = \left[H_2 + \left(1 + \frac{1}{G_1} \right) \left(H_1 + \frac{1}{G_2} \right) \right] C$$

$$C = \frac{R}{H_2 + \left(1 + \frac{1}{G_1} \right) \left(H_1 + \frac{1}{G_2} \right)} \dots\dots\dots (6.18)$$

表 6.1 ブロック線図の変換

	原 形	等価変換	簡 易 形
伝達要素と 加え合わせ 点の入れかえ			
伝達要素と 引出点の 入れかえ			
伝達要素 の従属結合			
伝達要素 の並列結合			
伝達要素の フィードバ ック結合			
伝達要素の フィードバ ック結合多 要素の場合			

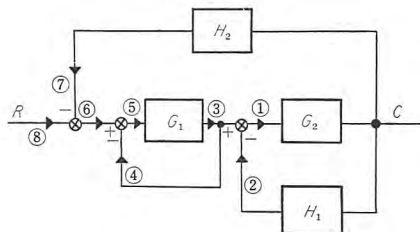


図 6.5 複雑なブロック線図の伝達関数

$$\begin{array}{ll} \textcircled{1} \quad \frac{C}{G_2} & \textcircled{5} \quad \frac{1}{G_1} \left(H_1 + \frac{1}{G_2} \right) C \\ \textcircled{2} \quad H_1 C & \textcircled{6} \quad \left(1 + \frac{1}{G_1} \right) \left(H_1 + \frac{1}{G_2} \right) C \\ \textcircled{3} \quad \left(H_1 + \frac{1}{G_2} \right) C & \textcircled{7} \quad H_2 C \\ \textcircled{4} \quad \left(H_1 + \frac{1}{G_2} \right) C & \textcircled{8} \quad R = \left[H_2 + \left(1 + \frac{1}{G_1} \right) \left(H_1 + \frac{1}{G_2} \right) \right] C \end{array}$$

7. アナコムの使用

ブロック線図がえられたら、これよりアナコムによって計算を行なうが、この過程についてここで述べる。アナコム使用法に関して細かい点は個々のアナコムの取扱説明書にあるから、これを省略し、アナコムのプログラミングを中心に考える。

7.1 方法の概要

アナコムプログラミングはつぎの順序で行なう。

- ### (1) 変数のスケールの設定

各変数の変化範囲がほぼ $-1 \sim 1$ になるようにスケールを定める.

- ## (2) 時間スケールの変換

解の応答が速すぎたり、おそすぎたりすると、よい精度がえられないので、アナコムに適した時間スケールに変換する。

- ### (3) 接続図の作製

接続図を作製し、検討を加える。

- (4) チェック

仮にアナコムを働かせて、アナコムが物理系を正しく代表しているかを調べる。

7.2 変数のスケールの設定

単位法を用いて、ブロックダイアグラムを書いた場合には、各変数は自動的にスケールファクタがかけられており、常数も、一つのループのある要素で1,000倍して、つぎの要素で1/1,000するというような、不合理が是正されている。しかし系に本質的に存在するループゲインのために、各変数の変化範囲が、必ずしも $-1 \sim 1$ 付近のよい値を示すとは限らない。したがって各変数に適当な倍数（たとえば 2, 5, 10, 20……）をかけて、変数の変化範囲をそろえなければならない。

一般に自動制御系の要素は、つぎの2種類に分かれる。

- ### (1) 積分器的な要素

積分要素, 時定数のとくに大きな時間遅れ要素

- ## (2) 加算器的な要素

比例要素, 普通の時間遅れ要素, むだ時間要素

前者は入力と出力の大きさの関係がはっきり定まらないのに

反し、後者では、ほぼ比例するものである。したがって後者については倍率が必ずほぼ 1 になるように、変数のスケールファクタを選べば、各変数のレベルはほぼ平均化される。自動制御系では一つのループの中に必ず積分器的要素が 1 個(まれに 2 個)あるものであるから、加算器的な要素の倍率を 1 付近にしてしまっても、最後には積分器的要素にしわよせさせることができる。そして、このようにしわよせされた積分器の常数が系の応答のはやきを示す尺度になる。

図 6.3 のブロック線図で、MR 電圧より DCM 電流にいたる伝達関数と検出された速度より、MR 電圧にいたる要素は、時間遅れ要素であるから、これの倍数が 1 となるように、スケールファクタを選べば、図 7.1 のようなブロック線図がえられる。ここで積分器は $1/0.1S$ となっているから、応答はほぼ 0.1 sec のオーダーであることが推量できる。

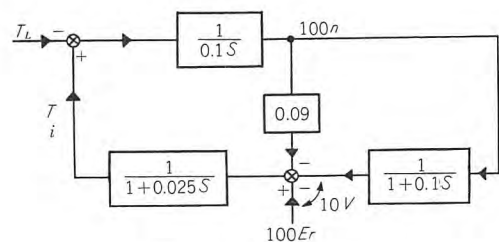


図 7.1 ブロック線図

7.3 時間スケールの変更

このように変数のスケールを変更した後、積分器の常数が、アナコムで便利な値と異なることが起ることがある。積分器の伝達関数を

$$G(S) = \frac{1}{TS} \dots\dots\dots (7.1)$$

とすればアナコムとして都合のよい値は、

$$0.1 < T < 1 \text{ sec} \quad [\text{広くとって } 0.05 < T < 5 \text{ sec}] \quad \cdots (7.2)$$

である。したがってループの積分器的要素の T がたとえば 0.01 の場合は、時間尺の変換を行なうとよい。すなわち、

$$G(S) = \frac{1}{0.01S} \dots\dots\dots (7.3)$$

 $0.1S=P$ とおけば

$$G(P) = \frac{1}{0.1P} \dots\dots\dots (7.4)$$

 $0.1S=P$ 予り

$$0.1 \frac{d}{dt} = \frac{d}{d\tau} \quad \dots\dots\dots (7.5)$$

あるいは

$$t=0.1\tau \dots\dots\dots (7.6)$$

となる. すなわち $G(P)$ をといて得た結果で, $\tau=1$ のところに 0.1 とかけば, t に関する結果となる.

ここで問題にしている T は積分器的要素の T であることを注意したい。往々にして積分器でありながら、動作状態では、むしろ時間遅れ要素のように働いているものがある。そのときは T が非常に小さくても系の応答がはやくなりすぎることは

技術解説

ない。また時間遅れ要素の時定数はいくら小さくなくても系の応答はあまりはやくならない。すなわち時間変換を行なうべきか否かの判断は、一つに積分器的要素の常数いかんによる。

7.4 接続図の作製

このようなスケール変換の終わったブロック線図より、図 7.2 のように、接続図が得られる。この接続図は速度の設定値が一定なとき、負荷トルクが 10% かわったときの特性を調べるものである。この接続図には、

- 時間および変数のスケール
- 接続表 (表 7.1)
- 定常値の表 (表 7.2)
- 計算表 (表 7.3)

を添付しておくくと便利である。なおアナコンの接続図を得るのに便利な定石を表 7.4 にまとめた。

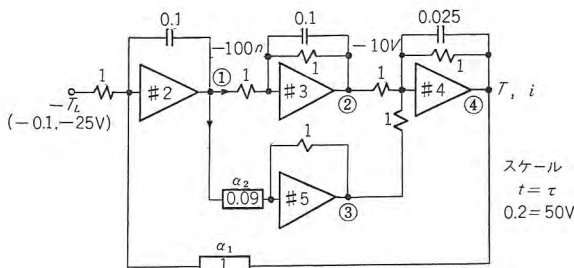


図 7.2 アナコン接続図

- 抵抗の単位は MΩ
- コンデンサの単位は μF
- #2, #3, ... 演算増幅器の番号
- ①, ②, ③, ... 母線の番号
- → 0.09 → ポテンショメータで 0.09 に分圧後 1 MΩ を通す

表 7.1 接続表

母線	変数	アンプ
1	-100n	#2
2	-10V	#3
3	-1.0kVn	#5
4	i	#4
5		

表 7.2 定常値

アンプ	変数	値	電圧 (V)
#2	-100n	0.0917	23
#3	-10V	-0.0917	-23
#4	T	0.1	25
#5	-10kVn	-0.0083	-2.1
	-TL	-0.1	-25

7.5 チェック

アナコンの結線が終わったならば、この計算にはいる前に、アナコンが系を正しく模擬しているか否かを調べる。一般に用いられる方法は、つぎのとおりである、

a. 定常値のチェック

定常状態での各変数の値をあらかじめ別の方法で求めて

表 7.3 計算表

#	題目	1	2	3	回路
1~5	ループゲインの影響	α_1 1 0.5 0.2 2 5			
6~10	慣性率の影響	C_1 0.1 0.05 0.025 0.2 0.5			#2 のフィードバックコンデンサ C_1 をかえる
オシロの番号	計算の目的	変化する要素	同左	同左	この計算のために変更した回路を記載する

表 7.4 演算増幅器接続表

演算	伝達関数	演算増幅器の接続	考え方
加算	$\frac{R_f}{R_1} E_1 + \frac{R_f}{R_2} E_2$		
積分	$\frac{1}{TS}$ $T = RC$		
擬微分	TS $T = CR$ $r = \frac{R}{1000}$		
時間おくれ	$\frac{1}{1+TS}$ $T = RC$		
積分と加算	$\alpha + \frac{1}{TS}$ $T = R_1 C$ $\alpha = \frac{R_2}{R_1}$		
ダンピング回路	$\frac{\mu TS}{1+TS}$ $T = R_1 C$ $\mu = \frac{R_2}{R_1}$		
進み回路	$\frac{1+TS}{1+\alpha TS}$ $\alpha = R_1 / R_2$ $T = C(R_2 + R_1)$		
おくれ回路	$\frac{1+\alpha TS}{1+TS}$ $\alpha = R_2 / R_1$ $T = C(R_1 - R_2)$		

ただし ○ は電流源を意味する ○△ は電圧源を意味する

おき、これとアナコンの結果と比較する。

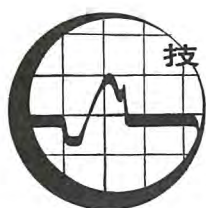
b. Bode 線図

Bode 線図より系の応答を大体予測しておき、これと比較する。

c. 逆算する方法

各変数の過渡状態の値をオシロにかかせて、その変化がつつまがまっているかどうかを調べる。

とくに a. のチェックは一般に非常に正確で、多少とも誤差があれば、一応どこかに誤りがあったとして、十分吟味することが望ましい。(34-9-16 受付)



1. ま え が き

送電線の保護継電器にはいろいろあるが、これらが理想とする性能は、保護区間内どこにどのような故障が発生してもこれを高速度で検出し、しかも保護区間外の故障に対しては絶対に誤動作しないことである。このような理想継電器が保護区間の両端に設置してあれば、いかなる内部故障が発生しても両端同時高速度シャ断を行ない、さらに高速度再閉路も行ないうる。したがって系統内諸機器の損傷が少なく、系統安定度は向上し、サービス満点の電力供給が行なわれる。

高速度距離継電器はこの理想特性に近いものではあるが完全ではない。すなわち保護区間の 80~90% 内の故障に対しては、その第 1 段要素により高速度シャ断を行ないうるけれども、CT、PT、継電要素などの総合誤差を勘案すれば、残り 20~10% の故障に対しては時限をおいて第 2 段でシャ断せざるを得ない。

したがって距離継電器を使用していたのでは高速度再閉路を行なわせることができないから、系統の安定度および電力供給のサービスについてある程度以上は期待し得ない。この欠点を克服した継電装置をうるには、1 端局内の電気量だけでは不十分であって、必ず両端局の電気量を組合わせて判断させることが必要になる。

両端局の電気量を組合わせる装置として、パイロット線装置とか、搬送装置などが使用されるが、搬送装置を使用して両端局の電気量、あるいは両端局の判断結果を比較しあう代表的な方法として

(1) 位相比較式搬送保護継電方式

(2) 方向比較式搬送保護継電方式

が一般にひろく採用されている。以上両方式の適用分類およびその原理などについて説明する。

2. 分類および特長

搬送保護継電装置は、送電線の保護区間両端の電気量を比較して、故障が保護区間内であるか、区間外であるかを判断する継電装置であるが、この比較する対象によって前述のように位相比較方式と方向比較方式とがある。いずれも搬送波を媒介として比較を行なうが、前者は電流の大きさと方向（位相）または方向（位相）だけを対象に比較を行ない、後者は電力の方向を対象として比較を行なうものである。

このほかに、両者の原理上の特長を生かした位相比較、方向比較、組合わせ方式がある。両者の原理上の特長とは、

(1) 位相比較方式

内外故障判定が、電流位相を対象とし、電圧を含んでいないから、脱調事故時にも誤動作なく、至近端 3 相短絡（地絡）

時の判断に不安定要素が含まれていないことである。

(2) 方向比較方式

各端局の故障電力方向判定要素の内外判定結果を、伝送すれば事足りるので、搬送波の制御は連続送出または停止のいずれかで済み、制御部が簡単で、かつ、占有周波数帯域幅が狭くてすむ。

以上のほかに両者を比較検討すれば、いろいろあるが、すでに“超高压送電線の保護継電装置と搬送装置”と題して一般的に論述してあるから、これを参照されたい。

一般的にいて、3 相短絡（地絡）故障だけ、位相比較方式により、その他の故障に対しては方向比較方式により保護する方式が、採用される傾向にあるが、ここでは、位相比較方式、方向比較方式、それぞれがどのようにして具体化されるか説明することにした。

位相比較方式の一例として PC-220 形搬送保護継電装置、方向比較方式の一例として PC-310 形搬送保護継電装置について説明する。

3. 継電装置

3.1 PC-220 形搬送保護継電装置

(1) 適用範囲および特長

この装置は PC-3 形電力線搬送装置、HKB-2 形搬送継電器、ID 形電流検出継電器、FDS 形短絡故障検出継電器、ED 形接地検出継電器、GST 形出力装置および補助継電器類からなる高速度搬送保護継電装置である。

この装置は短絡保護、接地保護とも位相比較方式をとり、各端局においてそれぞれ正相電流 I_1 と零相電流 I_0 との合成電流 $(\dot{I}_1 + K\dot{I}_0)$ に応じた電圧を導出して、両端局の $(\dot{I}_1 + K\dot{I}_0)$ の位相を搬送波により相互に比較し、故障電流が両端局から流入する場合には両端同時に、また 1 端局だけから流入する場合には流入端だけ 2~3 サイクルの一定速度で引はずし回路を形成する。したがってこの装置は直接接地系、または抵抗接地系などのように比較的零相電流 I_0 の大きい場合の短絡、地絡保護に適している。一般に直接接地は超高压の重要幹線に多く、このような系統ではたいてい保護区間の両端において直接接地され、また各端とも背後電力を有しているから、保護区間内部に故障が発生すれば両端局から $I_1 + KI_0$ が流入する。

K の値は各適用系統ごとに故障電流計算を行なって選定するが、一般には K を 8~10 程度以上として自動的な接地優先方式とする。したがって 2 相短絡 (2 ϕ S)、3 相短絡 (3 ϕ S)、3 相短絡接地 (3 ϕ SG) などのように故障電流中に零相電流 I_0 が含まれないときは正相電流 I_1 の位相比較を行ない、その他の故障、すなわち 2 相短絡接地 (2 ϕ SG)、1 相接地 (1 ϕ G) 異地点異相地絡などのように故障電流中に零相電流 I_0 が存在すると

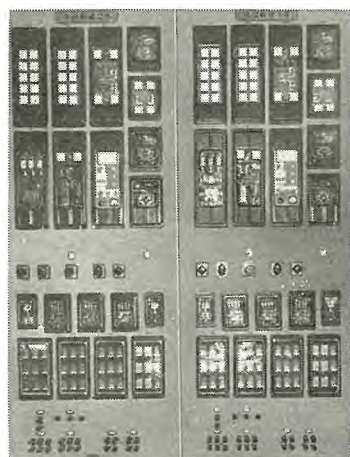


図 3.1 PC-220 形搬送保護
継電装置外観

きは KI_0 が I_1 の 2~3 倍以上となるように K を選定してあるから、主として KI_0 の位相比較を行なう。

なお、この方式は短絡故障検出要素として高速度距離継電器を使用しているから、最小故障電流が最大負荷電流以下の系統にも適用可能であり、また内外故障の判定は両端局の電流位相関係だけで行なわれるから、脱調とか系統動揺で誤動作のおそれもなく、方向要素も必要としないので至近端故障に対しても内外故障の判定が正確である。この装置は図 3.1 の外観写真に示すように簡単な継電器の組合わせであるから、盤面所要面積が少なく、かつ保守点検が簡単容易である。

(2) 動作原理

a. 位相比較方式（短絡、地絡保護とも）

図 3.2 は PC-220 形位相比較式搬送保護継電装置の原理説明図であり、図 3.3 は 位相比較方式の動作原理図である。

この装置はその名のとおり、一定値（たとえば CT 二次で 0.8 A）以上の負荷電流があれば、一定値以上の正相電流の存在を検出する ID_1 リレーが動作して系統健全時においても常時

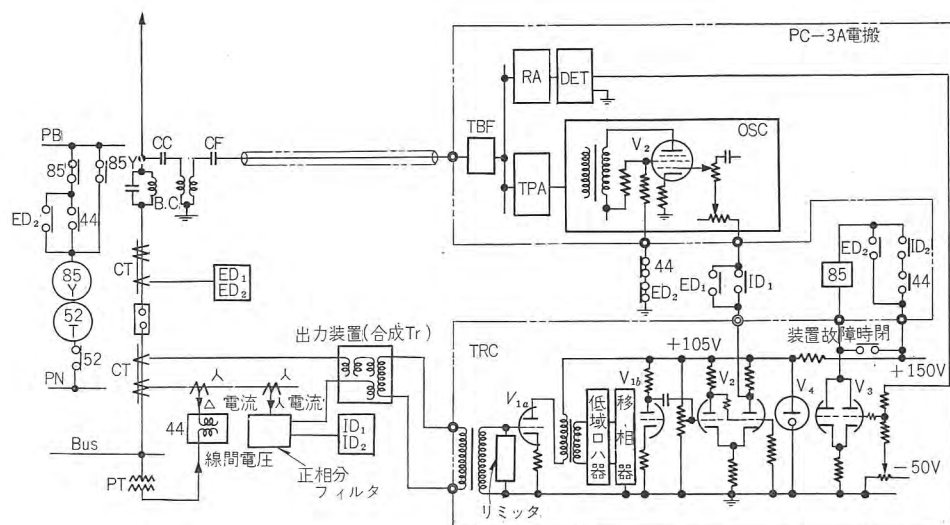


図 3.2 PC-220 形位相比較式搬送保護方式原理図

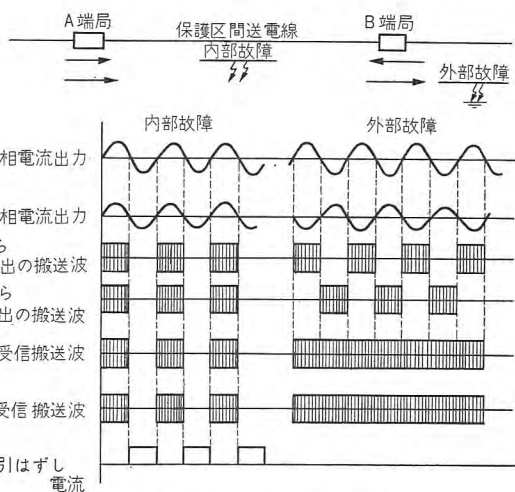


図 3.3 位相比較方式の動作原理

両端局の位相比較を行ない、さらにこれより上回る一定値（たとえば CT 二次で 1.2 A）以上の負荷電流があれば ID_2 リレーが動作し、このような負荷状態では位相比較の動作状態を常時自己監視している。この場合、電流 ($I_T = I_1 + KI_0 = I_1$ 、系統健全時は $I_0 = 0$) は貫通状態であるから、図 3.3 の外部故障の場合と同様両端局から送出される半波ごとの搬送波は時間経過に対し連続状態となる。系統健全状態では故障検出要素 (44 および ED) が不動作状態であるから、継電真空管 V_3 のプレート回路および引はずし回路の一部が開放状態になっており、かりにいずれか一端または両端の装置故障により受信波が断続したとしても誤動作のおそれはない。この場合には当然位相比較を行なっているべき負荷状態であることを ID_2 の動作により確認し、かつ受信波が断続したのは系統に故障が発生したためでないことを 44 および ED の不動作によって確認して搬送装置故障を警報表示する。これと同時に継電器 85 を短絡し、その動作を鎖錠する。（なお必要に応じて念のために搬送波を連続送出して、装置故障中の外部故障で誤動作するのを防止するようにすることもできる）。

系統に故障が発生すれば、故障検出要素 44 および ED が動作し、継電真空管 V_3 のプレート回路および引はずし回路の一部が形成される。外部故障ならば前述のとおり故障電流 I_T が貫通しているから、図 3.3 に示すとおり両端局とも受信波は連続し、継電真空管のプレート回路が形成されていても負のグリッド電圧によって通電が阻止され、継電器 85 は動作しない。また内部故障であればいずれか一方の端局の電流位相は反

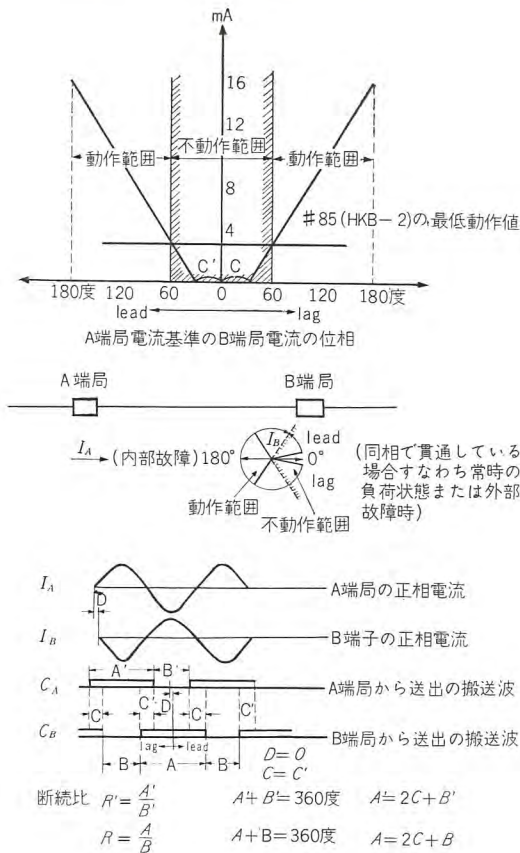


図 3.4 位相特性曲線

転し、図 3.3 に示すように両端局から送出される半波ごとの搬送波は重なり、各端とも電流位相の半波ごとに断続した搬送波を受信することとなる。断となった期間は継電真空管のグリッドに印加されている負のバイアス電圧は打消されて通電可能な状態となる。受信波の断となる期間は両端局同様であるから、継電器 85 も両端同時に動作して引はずし回路を完成し、両端高速度同時シャ断を行なう。またこの受信波の断となる時間幅は両端局から流入する電流位相関係と、両端局から送出される搬送波の断続比によって定まる。したがって両端局電流の位相差を横軸にとり、継電真空管 V_3 の電流を縦軸にとってグラフに示すと図 3.4 のような V 字形曲線となる。この図では電流貫通状態のときの両端電流位相差を 0 度、流入状態のときの位相差を 180 度として示してある。

一般に負荷状態とか外部故障で電流が貫通する場合、両端局電流の位相差はほとんど 0 度であるが、保護区間コウ長が長く、区間内充電電流の大きさ (110 kV 系なら大約 0.5 A/km) が最小故障電流の 1/5 程度あり、このほかに両端局の CT、そのほか継電装置の相対誤差を勘案してもその位相はほぼ ± 10 度の範囲内にある。

したがって継電器 85 は貫通電流の存在範囲 ± 10 度に若干の余裕を与えて、たとえば ± 60 度は不動作とし、そのほかはすべて動作範囲とし、極力動作範囲をひろくとしたほうが有利である。これは内部故障時潮流反転側 (図 3.4 では B 端) の電流がちょうど 180 度反転せず若干ずれるからで、このずれる程度は主として A 端側電源の内部誘起電圧と B 端側電源の内部誘起電圧の位相差に支配されるものであって、故障前の潮流に

より決定され、多いときには 50~60 度を考慮する必要がある。また多重故障時などを考えると両端局から流入する場合の位相差が図 3.4 の表現で 180 度であるべきところが、80 度くらいになる場合もある。したがって、前述のように貫通電流の両端位相差範囲に若干の余裕を与えることは必要であるが、できるだけ動作範囲をひろくとしたほうが有利となる。

b. 優先方式

位相比較方式により短絡保護と地絡保護の両者を行なう方法としては下記の 3 とおりの方法がある。

(a) 分離方式

短絡保護として正相電流の位相比較を搬送周波数 f_1 により行ない、地絡保護として零相電流の位相比較を搬送周波数 f_2 によって行なう方法で、搬送装置が 1 周波数の場合のほぼ 2 倍必要となるから、経済上の制約がある。しかし、多重故障時の内外判定を確実にできる点では有利である。

(b) 切換方式

短絡保護としての正相電流の位相比較と、接地保護としての零相電流の位相比較とを同一搬送波により行なうもので、搬送装置の入力を故障の種類に応じて切換える方法である。この方法は搬送波が一つでよいから前記分離方式よりも経済的であり、また切換方法いかんによって優先方式を決定できる。一般には系統故障時の貫通負荷電流の影響を考慮して接地優先とする。しかしこの方法では切換時、両端切換動作の協調が必要で、位相比較の対象となる電流が両端とも同一種類の電流となって後に内外故障の判定を行ない、判断回路を開放して後また切換動作を行なわせる必要がある。したがって接点構成が複雑となり、かつ協調を確実化するため動作速度を多少犠牲にする傾向がある。

(c) 合成方式

ここに述べる PC-220 方式がこの合成方式で、前述のように短絡保護としての I_1 、接地保護としての I_0 を合成し、合成電流 $I_1 + KI_0 = \dot{I}_T$ の位相比較を行なう方式である。

図 3.5 に各種故障の各対称分等価回路を示しているが、図中 (a) は 1 ϕ G, (b) は 2 ϕ G, (c) は 2 ϕ S, (d) は 3 ϕ S を示す。図からあきらかなように、a 相の 1 線地絡時は I_{1a} と I_0 とはほぼ同相となり、b 相、c 相の 1 線地絡時は I_{1a} と I_0 とが約 120 度の位相差をもつ。また bc 相の 2 線地絡時は I_{1a} と I_0 とはほぼ逆相となり、ab 相、ac 相の 2 線地絡時は I_{1a} と I_0 とが約 60 度の位相差をもつ。したがって接地をとまらうあらゆる故障を考えるならば、正相電流と零相電流の位相差角は 0~360 度中任意の値となる。ゆえにこれら接地をとまらう単純故障 (1 ϕ G, 2 ϕ SG) のすべてを負荷電流の有無に関係なく完全に保護するためには、主として零相電流 I_0 を対象として位相比較する必要がある。しかし接地をとまらわない故障 (2 ϕ S, 3 ϕ S) に対しては I_0 が存在しないから主として正相電流 I_1 を対象に位相比較する必要がある。これを総合すれば $(I_1 + KI_0)$ をもって位相比較し、 $I_0 \approx 0$ のときは、 $I_1 \ll KI_0$ となるようにすることが望ましい。いま線路の正相電流を I_1 、その CT 比を C_1 、零相電流を I_0 、その CT 比を C_0 、位相比較用正相電圧を E_1 、

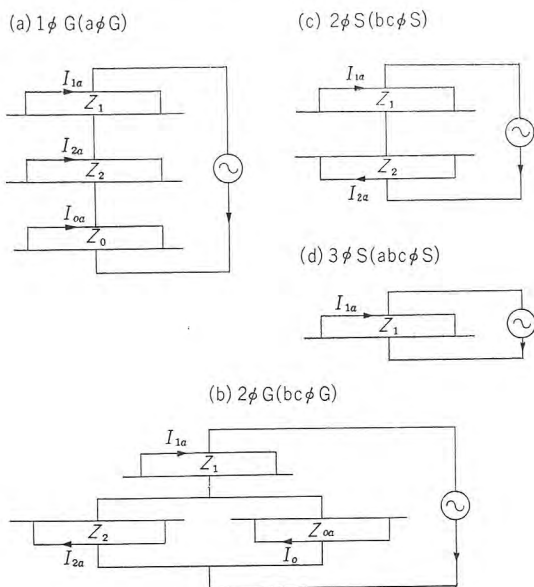


図 3.5 各種故障時の各対称分等価回路

同じく零相電圧を E_0 とし、その合成を E_T とすれば、

$$E_1 = k_1 \cdot C_1 \cdot I_1$$

$$E_0 = k_0 \cdot C_0 \cdot I_0$$

$$E_T = k_1 \cdot C_1 \cdot \left[I_1 + \frac{k_0 \cdot C_0}{k_1 \cdot C_1} I_0 \right]$$

$$= k_1 \cdot C_1 \cdot [I_1 + KI_0]$$

となる。この合成方式を採用するときは、まず適用する系統の両端局至近端、および中央の内部故障、ならびに故障検出要素の検出範囲の限界点までの外部故障を前述 1φG、2φGS、2φS、3φS (3φSG) および異地点異相地絡のおおの場合につき故障電流を求め、 $I_0 \neq 0$ の場合においてはすべて E_0 が E_1 の少なくとも 2~3 倍以上となるように K の値を選定しなければならない。

一般に単純故障に対しては問題ないが、異地点異相地絡の場合を考えると、見掛け上の零相電流のため E_T が過大となったり、内部故障であるのに電流が貫通状態に近い状態になったりすることもあるから注意を要する。

(3) 動作特性

a. 動作時間

短絡および地絡故障時の標準動作時間特性を図 3.6 および図 3.7 に示す。

b. 位相特性

両端を流れる故障電流の位相差により継電器 85 に流入する電流の値を図 3.8 に示す。図中実線は標準特性を示し、点線の範囲は個々の装置によるバラツキの範囲を示している。

3.2 PC-310 形搬送保護継電装置

(1) 動作原理

この装置は 2 端子、3 端子、4 端子など多端子系に適用可能であるが、原理は同様であるから、A、B、C 3 端子の場合について説明する。またこの装置は常時送出方式とすることも故障時送出方式とすることもできるが、故障時送出方式とした場合

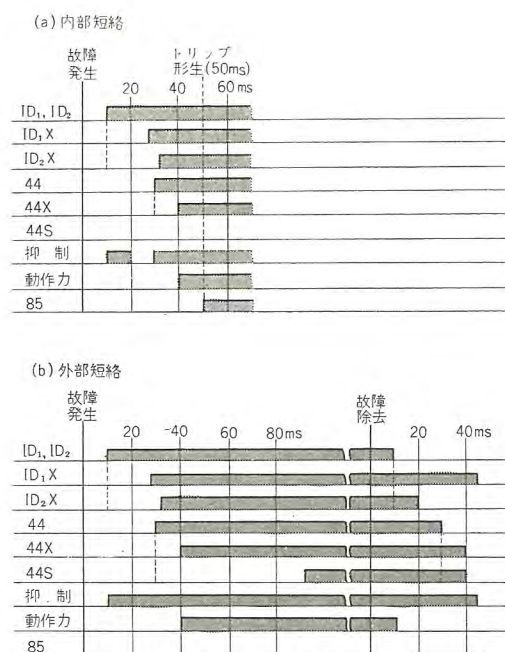


図 3.6 短絡故障動作時間特性

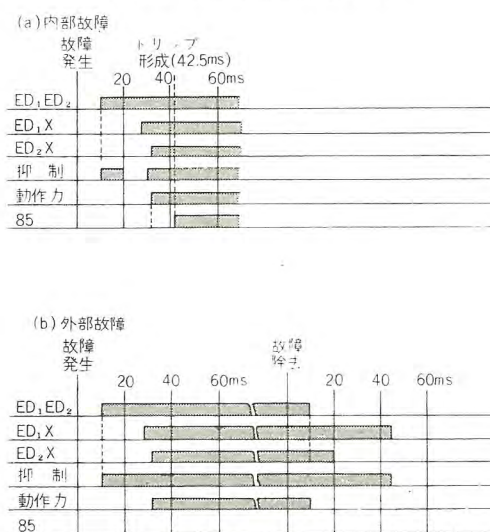


図 3.7 接地故障動作時間特性

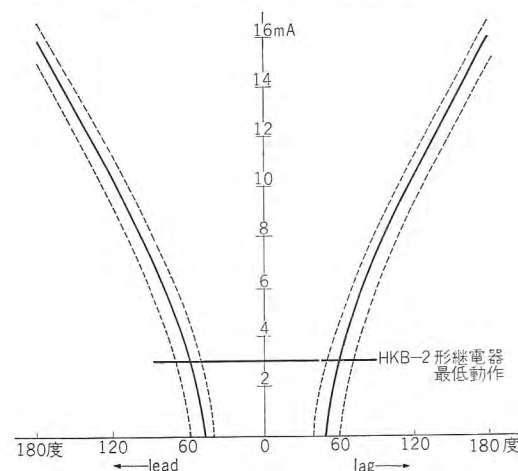


図 3.8 HKB-2 形継電器入力位相特性曲線

について説明する。故障検出要素 FD としては電流の有無に関係のない電圧だけを対象としたもの、すなわち短絡検出には低電圧継電器、地絡検出には零相過電圧継電器などを使用する。各端には発振周波数の異なる送信器と、それぞれ自端以外の端局から送出される全搬送波を受信する受信器と、これを分離するロハ器を設置する。この装置のスケルトンを図 3.9 に示す。

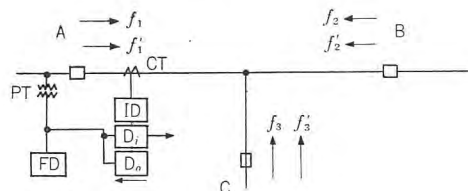


図 3.9 PC-310 形搬送保護継電装置スケルトン

a. 搬送波送出条件

故障が発生し各端の故障検出要素 FD が動作すれば、A 端からは f_1 を、B 端からは f_2 を、C 端からは f_3 をまず送出する。

b. 搬送波停止条件および周波数偏移条件

内部方向判定要素 D_i が内部方向と判断した端局は自端から送出中の搬送波 f を停止する。また電流検出要素 ID が無電流と判断した端局は周波数偏移した搬送波を送出する。すなわち $f \rightarrow f'$ とする。

c. 受信および内外故障判定

各端においては自端局以外の端局から送出される搬送波を受信する。

自端に電流あるときは、FD が故障検出していて、いずれの端局からも f が送出されていないことにより引はずし回路を形成する。自端から搬送波を送出していないことは内部方向判定要素 D_i の動作によって判断できる。

つぎに自端が無電流の場合には、FD が故障検出していて、いずれの端局からも f が送出されていないこと、および全端局からいっせいに f' が送出されていないことにより引はずし回路を形成する。すなわち 1 端でも電流が存在してその端から f' が送出されていなければ、全部の f が停止した場合だけ引はずし回路が形成される。

図 3.10 はこの装置の原理の概要を説明するもので、1 端局分だけを示したものである。図において

- BUS : 母線
- PT : 計器用変圧器
- CT : 計器用変流器
- 52 : シャ断器
- 52-T : 同上引はずしコイル
- 52-a : 同上補助接点
- BC : ブロッキングコイル
- CC : 結合装置
- L : 送電線
- FD : 故障検出要素
- ID : 電流検出要素

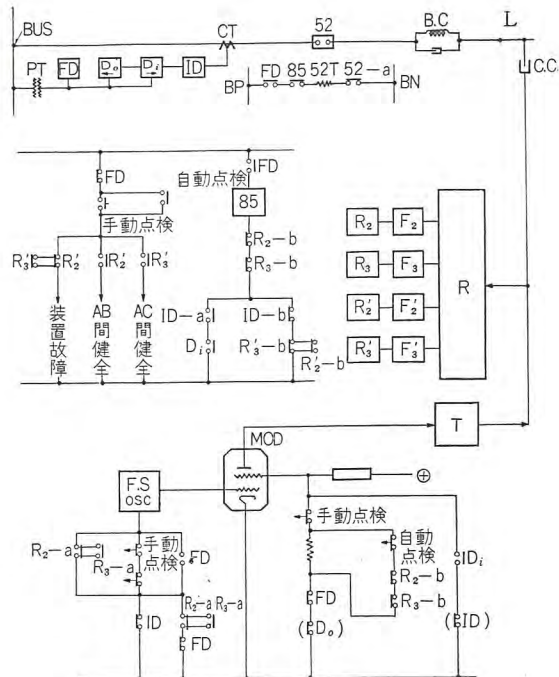


図 3.10 F.S. 式 方向比較式搬送保護継電装置 (1 端局分)

D_i : 内部方向判定要素

D_0 : 外部方向判定要素

85 : 内外故障判定要素

$F_{1,2,3}$: $f_{1,2,3}$ 用のロハ器

$R_{1,2,3}$: $f_{1,2,3}$ 用の受信継電要素

$F'_{1,2,3}$: $f'_{1,2,3}$ 用のロハ器

$R'_{1,2,3}$: $f'_{1,2,3}$ 用の受信継電要素

R : 受信器

T : 送信器

FS OSC : 周波数偏移を行なう発振器

MOD : 搬送波の送出、停止を行なう変調器

(2) 特長

a. この装置は前述のように、無電流ということで周波数偏移を行ない、偏移された搬送波も引はずし阻止に使用し、従来のように指令信号として使用するものでないから、内部故障時、故障点を通して搬送波を伝送させる必要がなく、また外部故障時、雑音によって誤動作をおこすおそれもない。

b. 各端から送出される搬送波がそれぞれ相違しているからキャリアビートによる誤動作のおそれがない。

c. 各端ごとに周波数を異にしているが発振器は各端にただ 1 個で十分であり、装置が簡単で経済的である。

d. 各端が固有の周波数を有し、かつこれを周波数偏移でき、しかも各端が自端以外のすべての搬送波を分離受信しうることから、伝送回路を含めた装置の点検が可能である。すなわち、A 端から f_1 を送出し、これを受信して、B 端からは f_2 、C 端からは f_3 を送出し、A 端においてこれを受信することによって AB 間および AC 間の装置健全と判断できる。図 3.10 には

この点検回路を含めて示してある。

4. 搬送保護継電装置用電力線搬送装置

4.1 保護継電方式の信号伝送回路としての電力線搬送回線

(1) 保護継電方式に用いられる信号伝送回路

送電線の保護にあたっては、さきにも述べたように、各端子単独の電気量だけで判断する方法ではおのずから限界があり、完全な方式は得られないが、系統内各端子の電気量を伝送回路を通じて相互に伝達させることができれば、それによっていくつかの継電方式を考えることができる。現在こうした考え方に基礎をおく、いわゆるパイロット継電方式が、継電方式としてもっとも進歩したものと考えられている。パイロット継電方式の信号伝送回路としては、パイロット線によるもの、電力線搬送によるもの、VHF またはマイクロ波搬送によるものなどがある。

パイロット線による場合は、パイロット線とその敷設に要する費用が、ほぼ線路のコウ長に比例してきまらるから、伝送距離の短い場合に有利である。ただし、送電線故障時にパイロット線にかかる誘導電圧については十分の注意が必要で、敷設する位置とか方法はこれらの点を考慮してきめられなければならない。信号伝送距離がある程度以上長くなると、パイロット線では経済的にも不利であり、また技術的にも困難な問題が起るので、電力線搬送とか、各種の無線回線を利用するのが有利となる。

電力線搬送回線と無線回線とを比較すれば、前者では伝送回路として送電線自体を利用するから、送電線の故障時に発生する雑音とか、伝送特性の変化の影響を受けることになる。この点後者にあっては、その伝送は送電線と直接の関連がないから、原理的にはもっともすぐれた信号伝送回路を構成しうるわけであるが、この技術の電力系統への応用は比較的新しく、経験も電力線搬送に比すれば浅いので、高度の信頼性を要求される保護継電回線にはまだほとんど用いられていない。

また経済性については、無線回線とくにマイクロ波回線では周波数が高いので多数のチャネルを得ることができるが、価格が高いため、両端子間に必要な通信回線が相当多いことが設置条件とされ、また両端子の位置によっては多くの中継所が必要となる。したがって保護継電回線を構成する目的だけでこうした方法を採用することは不利である。これに反し電力線搬送では、雑音に対する考慮から一般に狭帯域のものが用いられ、継電回線専用の搬送装置として装置自体も簡易に構成されるので、信頼性に関する問題とも関連して、現在わが国で実用化されているのは電力線搬送を用いたものに限られている。ただし、今後マイクロ波回線が普及し、信頼性についての経験が十分得られてくれば、その利用も活発化すると考えられる。しかしながらマイクロ波回線を利用しうる系統は経済的な面からみて限度があり、今後とも電力線搬送が保護継電回線として重要な地位を占めていくことになる。

以上信号伝送回路としてのパイロット線、電力線搬送、無線(主としてマイクロ波)の各回線について概観したが、以下、電力線搬送の場合について簡単に述べることにする。

(2) 伝送回路の構成と伝送損失

送電線はそれ自体は電力輸送を目的としたもので、機械的強度は大きい、搬送電流の伝送を目的としたものではないから、そのままでは搬送電流の伝送路として不適当である。しかし、これに適切な処置をほどこせば、特性の良好な伝送路として使用することができ、かつ、機械的強度の大きいこととあいまって安定性に富む回線を得ることができる。

a. 伝送方式

電力線搬送の伝送方式としては図4.1に示すような4種類がある。

これらの方式にはそれぞれ特長があり、それぞれの使用目的によって適宜選択される。保護継電回線として考える場合には、その目的からみて、いかなる故障条件に対しても良好な伝送特性が得られるようなものが望ましいが、それと同時に搬送方式と、経済性をも考慮して伝送回路の方式を決定すべきである。

これら4種の方式の特長をまとめると表4.1のようになり、一線大地間結合伝送方式が施設費は低廉であり、また送電線健全時においては同一回線内二線間結合伝送方式が伝送損失もつ

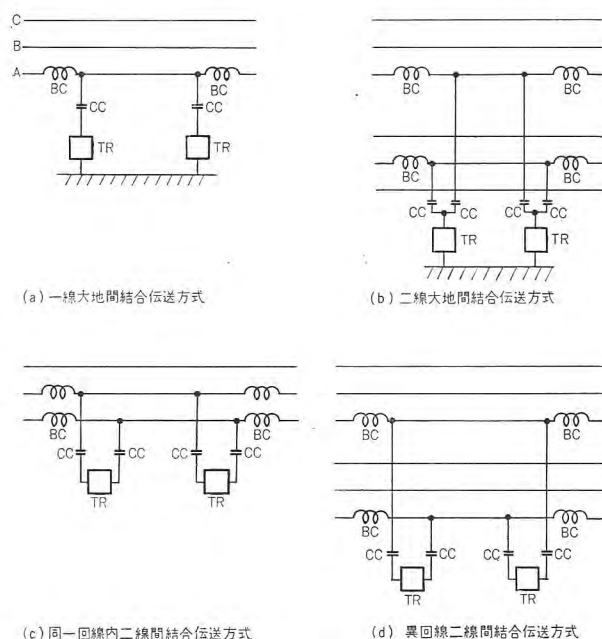


図 4.1 各種結合方式による伝送回路構成

表 4.1 各種の伝送方式の比較

	施設費	伝 送 損 失			備 考
		健全時	結合相地絡	結合相断線	
(1) 一線大地間結合	最小	(3) 十付加損失	中間故障で約 7 db 送受端に近いほど大	中間故障で約 12 db 送受端に近いほど大	
(2) 二線大地間結合	(1) の約 2 倍	(1) に同じ	健全時差と大差なし	健全時と大差なし	二つの伝送回路による搬送波の干渉の可能性がある。
(3) 同一回線内二線間結合	(2) に同じ	最小	約 4 db	約 8 db	結合二線間の短絡断線の場合損失きわめて大となる。
(4) 異回線二線間結合	(2) に同じ	(3) よりやや大	(3) に同じ	(3) に同じ	

とも少なく、さらに線路故障に対しては異回線二線間結合伝送方式がすぐれている。

結合伝送方式はこれらの特長を生かして、もっとも経済的、かつ十分の機能を果たすよう考慮して選択されるべきであるが、概して搬送電話には一線大地間結合伝送方式が多く使用され、搬送保護継電回線などのように動作責務の重いものには、送電線故障時の安定性の高い異回線二線間結合伝送方式や二線大地間結合伝送方式が使用される傾向にある。

b. 伝送損失

長距離送電線の健全時における搬送波動作減衰量 b_B は理論計算と、それに多数の実測結果を加味して得られた次式により、その概略値を推定することができる。

$$b_B = k + \alpha l \quad (\text{db}) \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

ここに l は線路コウ長 (km) で、 α は図 4.2 に示す減衰定数 (db/km) である。また k は結合相以外の残線による付加損失と不整合損失の和で、一線大地間結合伝送方式の場合、シャ断器閉路時 1~4 db、シャ断器開路の場合 6~9 db とすればよい。

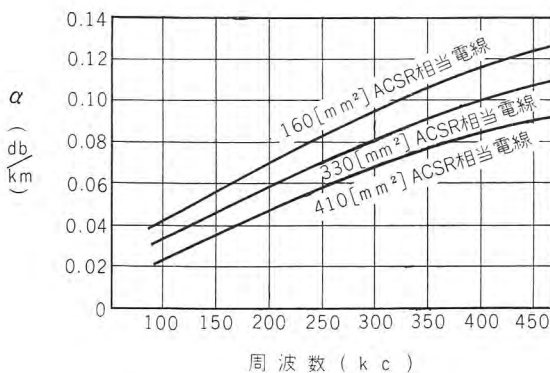


図 4.2 送電線路の搬送波減衰定数 (α)

送電線はその電圧階級が高くなると線路の地上高、電線の直径、線間距離などがそれに比例して大きくなるから、減衰定数の値は減少する。

なお2線間結合の場合には式 (4.1) の k の値は一般に 0 と考えてよい。また異回線二線間結合伝送方式の場合には大地の表皮効果のため損失は若干増加する。

(3) 雑音

電力線搬送回線は送電線を伝送路としているから送電線に発生する各種の雑音は搬送回線に妨害を与える。これらの雑音の代表的なものはコロナ雑音と故障時およびシャ断器開閉時の雑音であり、搬送保護継電回線としてはとくに後者が問題である。

a. コロナ雑音

コロナ雑音は送電線の導体やガイシから発生するコロナ放電に起因するもので、送電線の大地電圧の正の半サイクルの最大値付近においてもっとも大きいのが普通である。またその値は送電線建設後の経過時間、気象状況によっても変化し、時間の経過とともにその平均値は低くなり、また雨天の際には晴天時に比べて 10 db 程度高くなる。その値は晴天時において 154 kV

以下の送電線では ± 3 kc 帯域において -30 db 以下にあるのが普通であるが、超高压送電線においては、そのレベルも高く、0 db 近くになることもある。新北陸幹線 (270 kV) の例では 190 kc で 3 kc 帯域において実効値で -8~-23 db 程度とされている。

コロナ雑音の周波数分布については、電力線搬送周波数帯に関する限り、ほぼ一様に分布していると考えてよい。

b. 送電線故障時およびシャ断器開閉時の雑音

これらの雑音は一般にきわめて大きな値を示すが、その継続時間はかなり短いのが普通で、搬送電話の場合には瞬間的な妨害だけでそれほど問題にはならないが、搬送保護継電回線とか、その他の符号伝送回線においては、きわめて重要な問題となる。

今までに行なわれた人工故障試験の結果によると (大部分が1線地絡の試験で短絡故障試験はほとんど行なわれていない)、1線大地間結合の場合で、故障発生時およびシャ断器動作時 ± 3 kc 帯域においてセン頭値で +40~+50 db の雑音が観測されており、 ± 150 c/s の狭帯域においては、セン頭値が +10~+15 db 以下であり、その継続時間は約 10 msec 以下である。また送電電圧と故障時雑音レベルとの間には直接的な関連はないようであり、故障アークの持続しにくい高抵抗接地系ではそのレベルが大きい傾向がある。

雑音の時間的变化については、故障発生時には大きな雑音が発生するが、故障アーク継続中には大きな雑音を発生することはないようである。

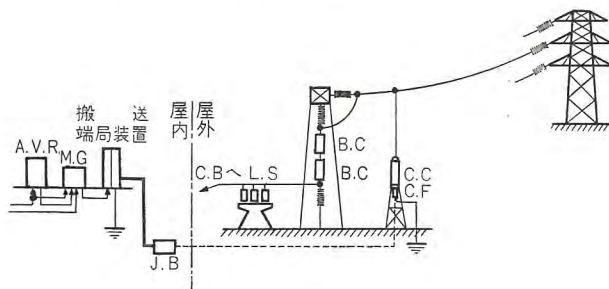
なお雷サージによって発生する雑音については、雷のエネルギー自体がきわめて大きいので、その雑音レベルも前記故障時以上あるものと考えられるが、実測例もほとんどなく明確化されていない。

(4) 電力線搬送施設

電力線搬送施設は一般に図 4.3 に示すように構成されるのが普通で、図から明らかなように、伝送回路、結合回路、搬送装置および電源から成り立っている。

これらのうち伝送回路の構成と雑音の問題についてはすでに説明したが、結合回路を構成する結合コンデンサ、結合ロハ器、ブロッキングコイル、キ電線などについては、一般に搬送電話の場合に用いられているものも、搬送保護継電装置に用いられるものも大差がないので、説明は省略するが、結合ロハ器としては、二線間結合伝送方式用とし図 4.4 のような形式のものが用いられる。このロハ器の線路側の中性点は R という抵抗を通して接地されるが、この抵抗は 200~300 Ω の値をもつものが用いられ、結合装置近傍において故障が発生した場合にもロハ器の特性がいちじるしく変化しないよう考慮してある。ただしこの場合には R によって約 3 db の損失が生ずることに注意しなければならない。

また結合装置には、搬送装置に異常電圧が進入してくるのを防ぐために保安装置が設けられているが、(図 4.5 参照)、放電間げき、真空避雷器、およびヒューズなどの定格は、搬送保護継電回線用としては搬送電話の場合より大にして、(とくに超



- A.V.R. : 自動電圧調整装置
M.G. : 電源装置
J.B. : 同軸ケーブル, 同軸コード接続端子
破線 : 同軸ケーブル
二重線 : 同軸コード
C.C. : 結合コンデンサ
C.F. : 結合装置
B.C. : ブロッキングコイル

図 4.3 電力線搬送施設の概念図

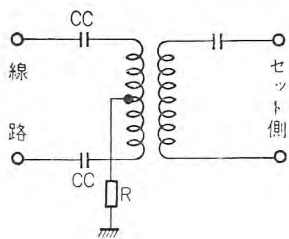


図 4.4 結合ロハ器回路図
(二線間結合伝送方式)

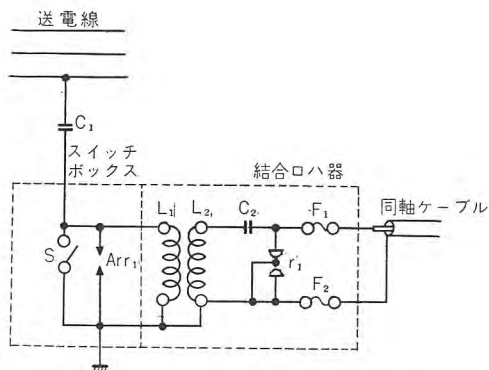


図 4.5 一線大地間結合用結合ロハ器結線図

圧送電線の場合), 線路故障時にこれらが動作して, 信号の伝送を不可能とすることがないように注意しなければならない。

またブロッキングコイルは, 図 4.6 のような単周波同調形のほかに, 図 4.7 のようなロハ器形のものも用いられる。単周波同調形ブロッキングコイルは構成がきわめて簡単であるが, 共振点以外ではほとんど純粋なリアクタンスとなり, 電力機器や母線などで構成されるリアクタンス回路網との間で共振を起してその効果を失うこともありうるので, この欠点を除く目的でロハ器形ブロッキングコイルが生まれた。ロハ器形ブロッキングコイルは, 公称インピーダンス R で終端された定 K 形帯域ロハ器の伝送帯域内インピーダンスが純抵抗になるという特性を利用したもので, 前述の同調形の欠点は克服される。

図 4.8 はブロッキングコイル, 結合コンデンサ, 結合ロハ器の実際の取付状況を示すもので, 図 4.8 (a) は 220 kV 送電線で鉄構からブロッキングコイルをつり下げたもので, 11 個のブロッキングコイルが見られる。ブロッキングコイルの下にある

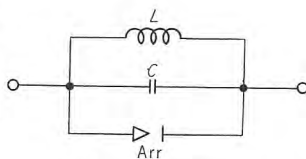


図 4.6 単周波同調形
ブロッキングコイルの回路

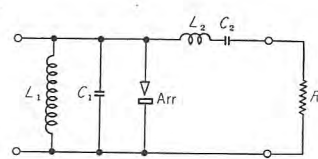
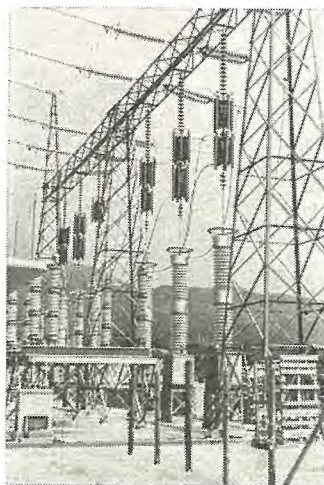
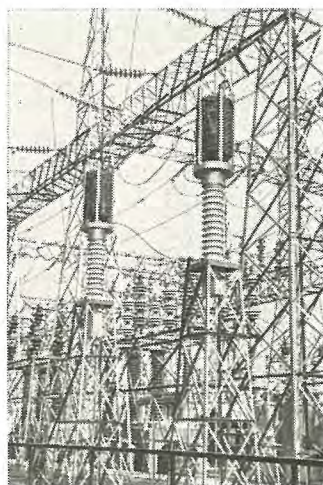


図 4.7 ロハ器形
ブロッキングコイルの回路



(a)



(b)

図 4.8 結合装置施設状況

のが結合コンデンサで, このコンデンサの下部には結合ロハ器が取付けてある。図 4.8 (b) は 110 kV 送電線に対するもので, ブロッキングコイルを結合コンデンサ上部に取付けたものである。

なお, 搬送保護継電装置に使用する電力線搬送装置は送電線に事故がある場合に使用するものであるから, その電源として, 同一送電系統に属するものを利用することはできず, 一般には所内蓄電池を電源として, 交流を発生する直流電動交流発電機を常時運転して, この発電機の出力を搬送装置に供給する方法がとられる。

またこのほかに直流電動機, 交流電動機, 交流発電機を同一軸に連結して, 常時は交流電動機によって交流発電機を運転し, 送電線故障時にはただちに所内直流電源に切換えて, 直流電動機によって交流発電機を運転し, かつこの切換え期間中はフライホイール効果によって交流発電機の運転を維持するものもある。

搬送装置は一般に常時はその消費電力が少ないが, 線路故障が検出されて, 継電信号を送信する場合には, その消費電力は急激に増大するから, このような負荷の変動に対しても交流発電機の出力は十分安定でなければならない。また線路故障時には所内蓄電池側も負荷が増大し, その電圧が低下することもあるから, 直流電動機側の入力電圧変動に対しても出力は安定化されていなければならない。

現在の搬送装置は真空管を使用し, 高出力のものであるため, このような電動発電機が必要であるが, 搬送装置のトランジスタ化がすすめば, 将来は所内蓄電池をそのまま搬送装置の電源とすることももちろん可能となるし, かつ消費電力もわずかに

なるから、所内蓄電池の負担をいちじるしく軽減するのに役立つことになる。

4.2 搬送保護継電装置用電力線搬送装置の特異性と種類

(1) 搬送保護継電装置用電力線搬送装置の特異性

搬送保護継電装置用電力線搬送装置は電力線搬送電話などで得られた技術をもとに構成されるが、その使用目的からいって他の装置と異なる点がいくつかある。これらの点を列挙すると、つぎのようである。

- a. 送電線の故障はいつ発生するかわからないから、装置は常時全体として完全な状態で待機させておかねばならない。
- b. 送受信方式は送電線が故障中に発生すると予想される雑音とか伝送特性の変化を十分考慮して、これらの影響をうけないような方式でなければならない。
- c. 前項と関連して伝送回路は故障の位置とか種類によっても伝送特性の変動なるべく少なくしてすむような方式を採用すべきである。また装置は受信レベルの相当の変動にも耐えうるような回路方式をとらなければならない。ただし搬送電話に用いられるような自動利得調整は時定数の関係で用いられない。
- d. この装置は常時使用するものでなく、また設置すべき端子数が多くなる性格をもつから、周波数割当の面からは、できるだけ狭帯域のもので望ましい。
- e. 送電線故障時以外は、この装置はまったく不要のものであるが、きわめて動作責務の重いものであるから、常時消費電力はなるべく少なくし、安定で信頼度が高く、保守点検が容易でなければならない。できれば保守のための人手が不要であることが望ましい。

(2) 継電方式からみた搬送（波伝送）方式

搬送保護継電方式は先にのべたような主継電器の動作による分類のほかに、搬送波の伝送方式によっても次のように分類される。

a. 故障時送出方式と常時送出方式

送電線に故障のある場合だけ搬送波を送出するのが前者であり、常時搬送波を送出しているのが後者である。前者は搬送波送出時間が短いから、他の搬送装置に及ぼす影響は無視できる利点があるが、装置の点検についてはとくに考慮する必要がある。一方、後者は常時搬送波を送出しているので、点検が容易であるが、他の装置との干渉については注意しなければならない。

b. 引はずし阻止方式と引はずし方式

搬送波を送電線の健全区間においてシャ断器の引はずし阻止に利用するのが前者であり、搬送波を故障回線でシャ断器の引はずしに利用するのが後者である。

電力線搬送を使用する限り、故障時に発生する雑音および伝送特性の変化の影響を考慮する必要がある。その信頼性は前者のほうが後者より高いと考えられる。

c. 変調方式として

- (a) 非変調搬送波によるもの
- (b) 振幅変調し両側帯波を伝送するもの
- (c) 振幅変調し単側帯波を伝送するもの

(d) 周波数偏移方式のもの

(e) 周波数変調方式のもの

などが考えられる。

非変調搬送波によるものは、搬送波の送出と停止によって2種の情報を送れるにすぎないが、その周波数帯域幅は狭くてよいので、搬送受信回路を狭帯域化でき、装置自体もきわめて簡潔に構成できる利点がある。

(b) および(c)は振幅変調によるもので、伝送すべき情報量が多数の場合にはこのような方式も必要であるが、周波数帯域幅がひろがり、雑音にも弱く、装置自体も複雑化する。(b)と(c)を比較すれば、周波数帯域幅は(c)では(b)の半分でよいという利点があるが、その反面装置についてみれば(c)のほうがかなり複雑化するという欠点がある。

周波数偏移方式は2種または3種の情報量を周波数偏移により伝送することができ、非変調の一種とも考えられるが、雑音にはもっとも強い変調方式と考えられる。周波数帯域幅は搬送波を直接偏移させるのでかなり狭く、非変調のものに近い程度にすることもできる。

周波数変調方式は雑音の点からは振幅変調より一応よいと考えられるが、広い周波数帯域幅を要するという欠点がある。

d. 同一周波数方式と異周波数方式

同一区間に属する各端子の搬送波を同一周波数とするのが前者で、各端子別に相違する周波数とするのが後者である。前者では両端子から同時に搬送波が送出される場合には、いわゆるキャリヤビートを生ずることがあるからとくに注意しなければならない。

(3) 搬送装置の種類

搬送保護継電装置に使用する電力線搬送装置は(1)にのべた特異性を考慮して、搬送電話などと共用することなく、専用の装置を使用するのが普通であるが、特別の場合にはこれらと共用することもまれにはある。

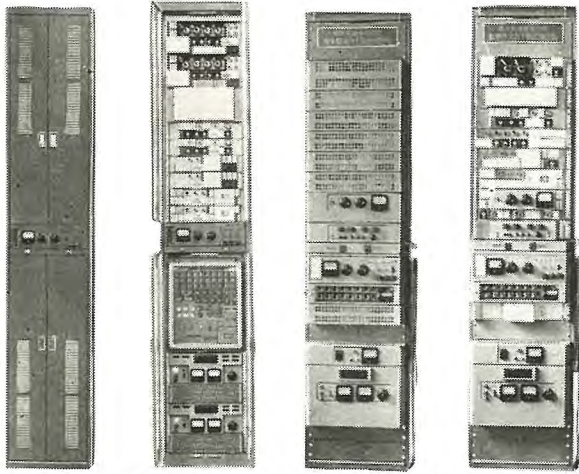
現在一搬にひろく用いられている搬送保護継電装置用電力線搬送装置としては、二端子電力方向比較方式に用いられる狭帯域非変調単一周波数搬送装置、位相比較方式に用いられる搬送波断続変調単一周波数搬送装置、および多端子系に用いられる狭帯域非変調多周波受信または狭帯域周波数偏移多周波受信の搬送装置などがある。

ここではこれらのうち位相比較方式に用いられる搬送波断続変調のもの例としてPC-3形電力線搬送装置と、多端子方向比較用としての狭帯域周波数偏移多周波受信方式の例としてPC-4形電力線搬送装置について次節以下に説明する。

4.3 PC-3 形電力線搬送装置

この装置は搬送波断続変調単一周波数の搬送装置である。

この装置は図4.9に示すように高さ2,750mmまたは2,300mm、幅520mmの鉄架に1回線分の機器を実装してある。なおこの装置には送信出力だけ相違する2種の形式があり、PC-3A形では出力46db、PC-3B形では出力40dbとなっている。超高圧送電線の保護には原則として前者を適用する。図4.10にこの装置の実装図を示す。1端局の実装機器は次のようである。



(a) PC-3A 形 (現用—予備自動切換)
(b) PC-3B 形 (現用機)
図 4.9 PC-3 形 電力線搬送装置

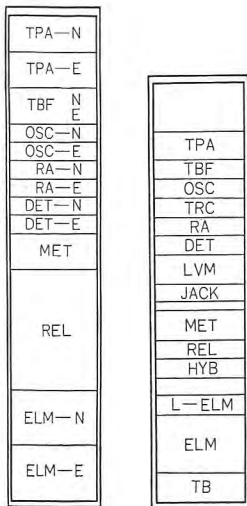
(ただし現用機だけの場合を示す)

品 名	記号	数量
送信ロハ器盤	TBF	1
送信電力増幅器盤	TPA	1
発振器盤	OSC	1
受信増幅器盤	RA	1
検波器盤	DET	1
計器盤	MET	1
継電器盤	REL	1
電源盤	ELM	1
送受信制御器盤	TRC	1
端子盤	TB	1

なお上記のうち送受信制御器は架内実装とすることもできるが、これを主継電器盤内に実装することもできる。主継電器盤

に実装する場合には図 4.11 に示すように主継電器と同様、引出し可能な継電器箱に収容し、継電器と同様に取付けられる。

図 3.1 にはこれを盤内に取付けて示してある。この場合には搬送架内には送受信制御器はなく図 4.9 (a) のようになる。この装置は現用機と同一構成の予備機を有し、現用—予備自動切換えを行なう継電器群が継電器盤に実装してある。図 4.9 (b) では送受信制御器を架内に実装してある。なお上記のほかに保守用測定器として、レベルメータとブラウン管オシログラフがあり、これらも架内に図 4.9 (b) のように実装することもできるが、図 4.9 (a) のように実装す



(a) PC-3A 形 (図 4.9 形 (a) の場合)
(b) PC-3B 形 (図 4.9 形 (b) の場合)
図 4.10 PC-3 形電力線搬送装置実装図



図 4.11 送受信制御器盤 (継電器箱に収容したもの)

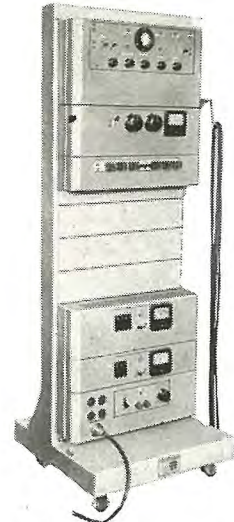


図 4.12 移動測定架装置

べき余裕のない場合には、図 4.12 のように移動架に収容することもできる。

この装置の回路構成は図 4.13 のようで、送電線にながれる故障電流または負荷電流に対応した位相比較波は TRC に与えられ、ここで位相比較波の大きさがある一定値以上では、つねに一定振幅のク形波に変換されて、OSC に加えられ、常時連続発振している水晶発振器出力搬送波を断続変調する。送電線故障時以外は主継電器の故障検出要素が不動作であることによって、常時送出レベルは OSC において低下させるようになっている。線路故障が発生すれば、故障検出要素の動作によって、OSC 出力は増大する。TPA は OSC の出力をうけてこれを増幅し、その出力は TBF を経て線路に送出される。また相手端局から送出された搬送波は TBF を経て TPA にはいり、ここに挿入されているブリッジ回路を経て、RA に至る。なお自局送信出力の一部もブリッジ回路を経て RA にはいる。RA はその入力レベルがある一定値以上では図 4.14 のように一定の出力を与える増幅器で、その入力側には図 4.15 のような特性

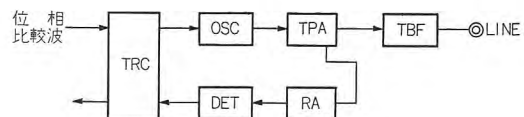


図 4.13 PC-3 形電力線搬送装置ブロックダイアグラム

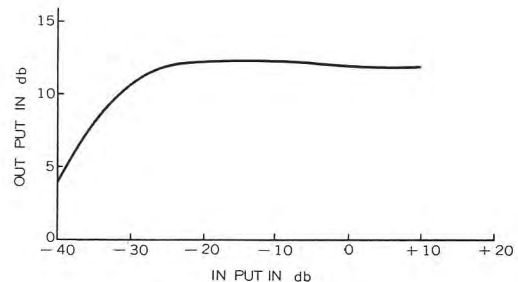


図 4.14 RA の特性の一例 (LIM AMP の振幅制限特性)

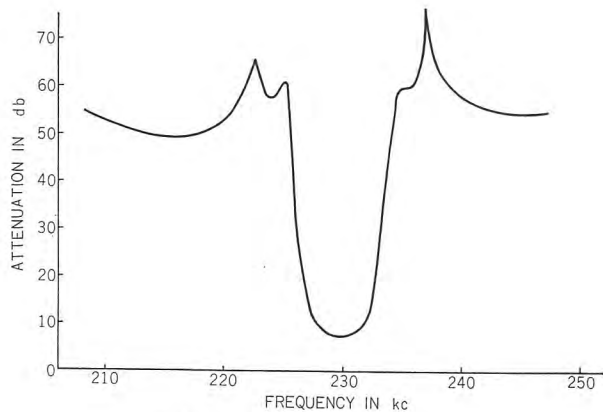


図 4.15 ARBF の特性の一例

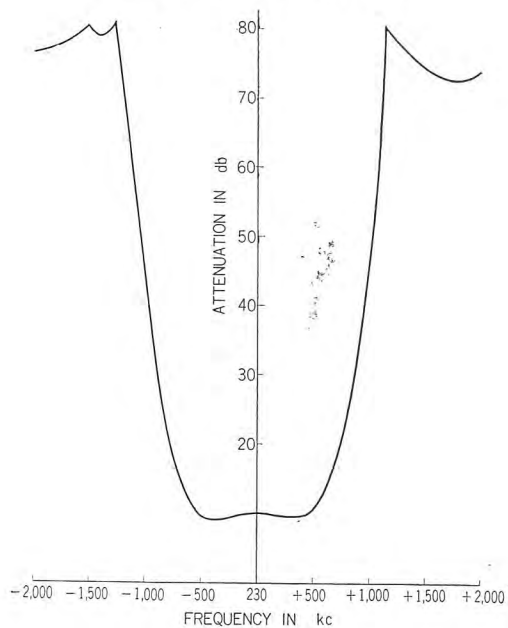


図 4.16 RBF の特性の一例

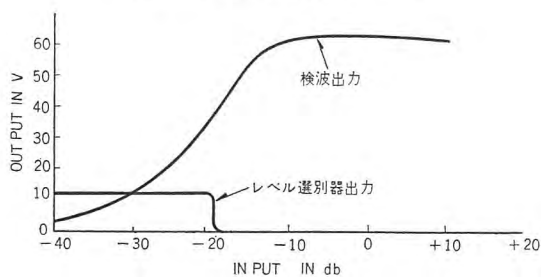


図 4.17 DET の特性の一例

の帯域ロハ器 (ARBF) が挿入してあり、不要雑音によって、その特性がみだされないように考慮してある。RA の出力は DET に供給され、図 4.16 に示すような特性の受信ロハ器 (RBF、水晶ロハ器) を経た後、これを適当に増幅して所要の検波出力を与え、さらにこれをレベル選別回路に加えて、検波出力が規定値以上あるか否かを判定させる。DET の特性の一例は図 4.17 のようである。レベル選別回路の出力は TRC に与えられる。TRC には線路故障検出継電器によってプレート電圧を印加され、レベル選別回路が検波出力一定値以下と判断した場

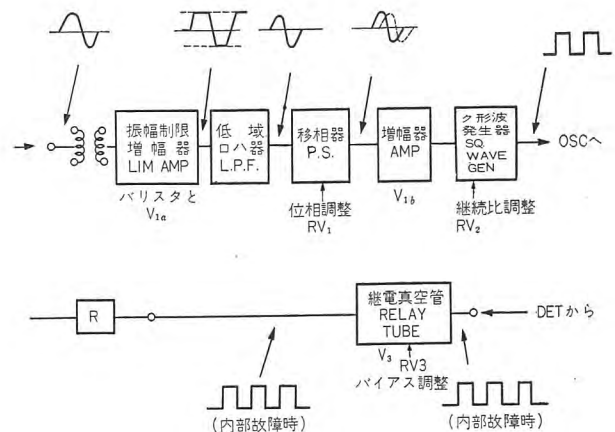


図 4.18 送受信制御器 (TRC) の回路構成

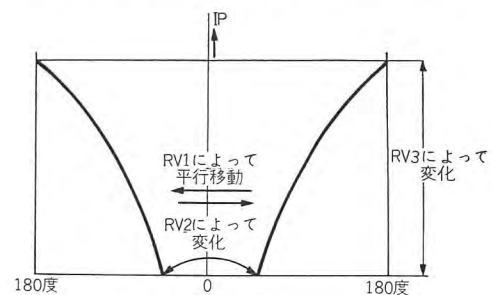
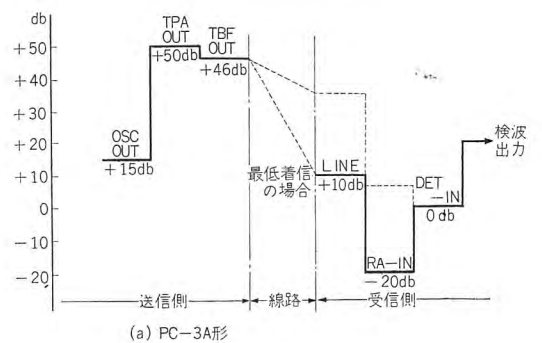
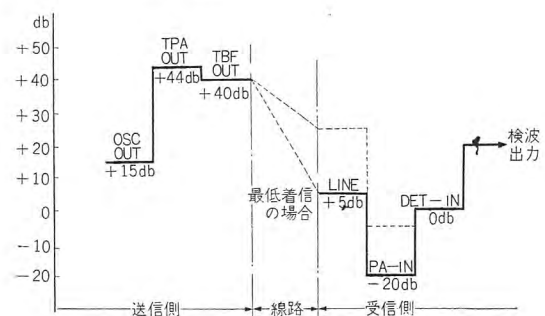


図 4.19 位相特性の調整



(a) PC-3A形



(b) PC-3B形

図 4.20 PC-3 形電力線搬送装置レベルダイアグラム

合にプレート電流を流す継電真空管があり、線路故障が検出され、検波出力が一定値以下となった期間だけ継電真空管のプレート回路に挿入された継電器 85 に電流を流す。TRC の回路構成は図 4.18 のようになって、図 4.19 のように位相特性を任意の形に調整できる。

この装置のレベルダイアグラムは図 4.20 のようであり、またその占有周波数帯域幅は位相比較時約 $\pm 1\text{kc}$ である。

4.4 PC-4 形電力線搬送装置

この装置は狭帯域周波数偏移多周波受信方式の搬送装置で、無電流端子を含む多端子系に対して、電力方向比較故障時送出阻止の搬送保護継電装置を適用する場合に使用される。

この装置は PC-3 形電力線搬送装置と同様、高さ 2,750 mm または 2,300 mm、幅 520 mm の鉄架に 1 回線分の機器を実装することができ、また送信出力の相違によって A 形、B 形の 2 種があり、超高送電線に前者を適用することは PC-3 形の場合と同様である。

この装置のブロックダイアグラムは図 4.21 のようで、1 端局分の実装機器は次のようである。

品名	記号	数量
送信ロハ器盤	TBF	1
送信電力増幅器盤	TPA	1
発振器盤	OSC	1
検波器盤	DET	(端子数 - 1)
受信継電器盤	R-REL	1 (ただし 2 端子系では不要)
電源盤	ELM	1
計器盤	MET	1
端子盤	TB	1

そのほか保守用測定器としてレベルメータが実装される。

この装置のレベルダイアグラムは図 4.22 に、また周波数配置は図 4.23 に示すように 1kc 間隔とすることができる。また各端局における発振周波数は FS 制御操作によって 100 c/s 偏移させることができる。このように各端局の発振周波数を相違させ、かつそれぞれ周波数偏移させることの利点は次のように要約できる。

- (1) 多端子の場合にもキャリヤビートによって誤動作するおそれがない。
- (2) 無電流端子が容易に検出でき、無電流端子の存在によって誤動作、または不動作となるおそれがない。
- (3) 無電流端子に対して指令信号を送る必要がない。すなわち搬送波はすべて引はずし阻止に使用できる。したがって故障回線に搬送波を伝送させる必要がなく、また雑音が存在しても内部故障時シャ断時間が若干おくれるだけである。
- (4) 伝送回路を含めて相手端の装置まで点検が可能であり、このために相手端と同期をとる必要はない。

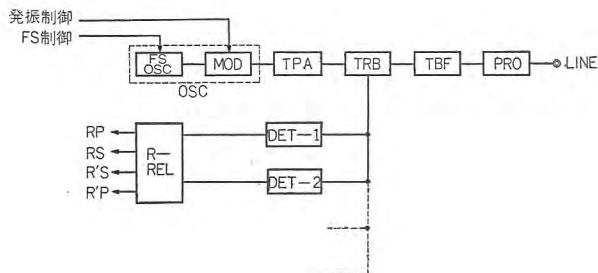


図 4.21 PC-4 形 電搬ブロックダイアグラム

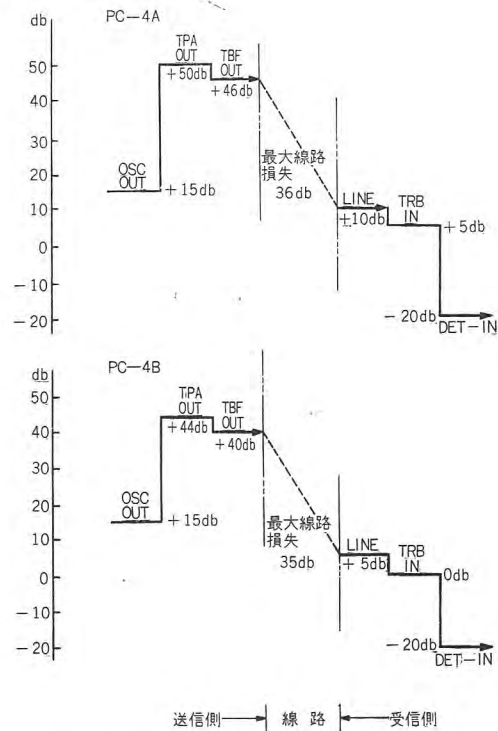


図 4.22 PC-4 形 電搬レベルダイアグラム

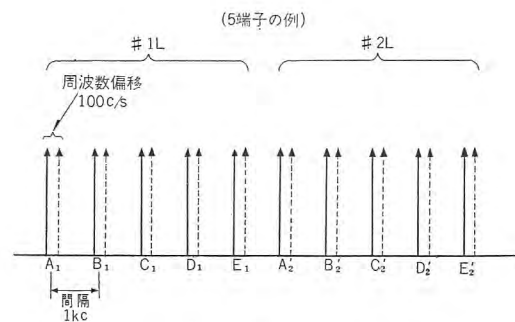


図 4.23 PC-4 形 電搬周波数配置図

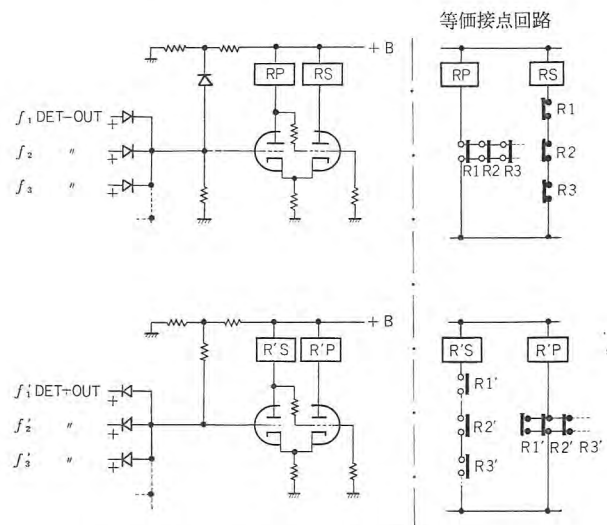


図 4.24 受信継電回路 (R-REL) の構成

装置の動作については 3.2 で述べてあるから省略するとして、ここで受信継電回路についてだけ触れておく。図 4.24 はその構成を示すもので、各検波器において、 f (偏移しない周波数) と f' (偏移した周波数) に分離検出された出力はこの回路に与えられる。この回路は同図右側に示す接点回路と等価な作用をなすもので、検波器出力の f 側が全部 0 の場合には RP は不動作で、RS が動作する。またもし、 f 側に一つ以上正電圧の出ているものがあれば RS は不動作となり RP が動作する。

また検波器出力の f' 側が一つ以上 0 であれば、R'S は不動作であるが、R'P が動作する。また f' 側に全部正電圧がでていれば R'S が動作して R'P は復帰する。

これら 4 個の継電器によって内外故障の判定と、点検回路の構成が可能となるが、これらの条件についてはすでに 3.2 で説明したとおりである。

5. む す び

以上、搬送保護継電装置の現況を二つの主要継電方式を中心に述べたが、この方面の技術は比較的新しく、かつ諸外国に比して複雑なわが国の送電系統の状況にかんがみ、それに応じたわが国独自の継電方式が、これ以外にもいろいろ考案されている。

この装置のわが国における施設数は、現在までのところ比較的少なく、最近新設される超高圧重要送電線にはすべてこの装置が適用され保護の重責をになうようになってきてはいるものの、現在のものは設備自体がかなり大がかりで、施設費も比較

的高価であるため、まだひろく普及する段階まで至っていない。

しかしながら、新しい電気素子、とくにトランジスタを主体とする半導体素子や、新しい磁性材料を利用した各種論理演算素子の開発実用化にはめざましいものがあり、また技術的にも最近のエレクトロニクスの急速な進歩によって、この装置も大きな飛躍のときを迎えている。すなわち継電器自体については、従来の形式を脱皮した新しい方式のものが考えられ、また機械的接点の欠陥を克服する無接点継電方式が実用化の方向に向かい、小形化、高速度化とともに、その性能の高度化がすすめられている。

また信号伝送の面からはマイクロ波などの新しい伝送技術の活用と、その信号伝送上の優越性を考慮した新しい継電方式の実用化も考慮されつつある。

しかしながらマイクロ波伝送方式は必要なチャネル数が多い場合以外は経済上の理由から、その採用にはおのずから限度があると考えられるので、電力線搬送による方式が今後とも多数を占めていくことになるであろう。電力線搬送においては雑音について未解決の問題が多く、この方面の研究にまつべき点が多々あるが、装置のトランジスタ化によって消費電力を低減して、所内蓄電池により直接動作させ、小形化、低廉化との促進とともに、その信頼性も一段と向上されることになろう。

以上のような最近の動向からみて、装置の小形、低廉化と並行して、今後その施設数は増加の傾向をたどり、電力供給事業のサービス改善に寄与していくものと考えられる。

(神戸製作所 北浦孝一)

(無線機製作所 竜田直紀)

次 号 予 定

三菱電機 Vol. 34 No. 1

34 年度回顧特集

- 発電機器
- 送配電機器
- 変換機器
- 工業用電機品
- 鉱山用電機品
- 船用電機品
- エレベータ・エスカレータ
- 冷房・冷凍・冷蔵・空気清浄装置

- 車両用機器
- 電装品
- ランプ・照明器具および照明施設
- 家庭用電気品
- 材料
- 原子力関係
- 研究所の概況
- ニュース・フラッシュ

標準化により改良された 電動機制御装置

R. D. Clark, JR: Motor Control Equipment Improved Through Standardization (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 3, May, 1959, p. 94)

近代産業における電動機制御装置は各種の特殊な用途に使用されるため、真の標準制御装置というものは実在しない。したがって制御箱もまた多種多様なものが製作されている。ところが General purpose type B の床置形式で標準化された 79 個の部品を組合わせて、200 種類もの異なった制御箱を組立てることが考えられた。さらにその制御箱には、制御器具を取付けるユニパン (Unipan) と呼ばれる 3 種の基本的パネルがあり、現在考えられるたいの電動機制御装置はこの制御箱とパネルで組立てることができるようになった。つぎにその利点を列挙すれば、

- (1) 品質の向上——つねに必要な部品は正確な抜型や金型で製作できる。
- (2) 短納期で製作が可能、見込生産による部分的な組立保管ができるのでそれだけ工程が短縮される。
- (3) 設計の迅速化——標準化された設計は図面の作成が容易になり、たとえ特殊仕様であっても見積がすみやかにできる。

制御箱の設計

まず最初に設計されるのは外殻構造である。以前はこのような箱は溶接構造のものであったが、その点この設計のボルト締め構造は非常に有利性をもっており、最少数の標準部品を製作して最多数の箱の組合わせを作っている。すなわち

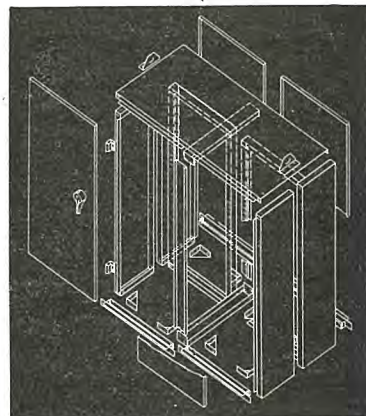
- (1) わずか 79 の部品で 200 種以上の箱の組合わせができ、最少の寸法は高さ 1,900 mm 幅 700 mm 奥行 350 mm から最大各 2,300, 2,800, 1,400 mm のものまで種々の変更ができることである。
- (2) 多くの構成部品は少なくとも二つの目的をもって設計されている。たとえば右扉を逆にすると左扉となり 2 枚の側板は直結して奥行を倍にすることができる。
- (3) 取付ワクは前後両面同時に取付けができ、また扉より規定の寸法のところに取付けられているので、電気的機械的スペースが自動的に定まる。

このように箱の設計には非常に柔軟性があり工事中に追加仕様があっても変更が容易になる。このことは制御方法がつねに改良されていく工場設備においてはとくに重要なことである。

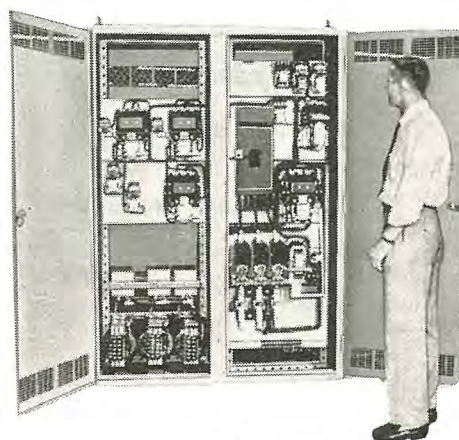
ユニパンスチールパネル

制御箱設計に付加されるものは三つの基本的かつ標準化された Universal steel panel すなわち Unipan である。継電器、

電磁接触器その他制御器具は標準化されたユニパン上に取付けられる。そのため制御箱のばあいと同様に今まであったもの、あるいは将来要求されると思われる回路を計画してユニパンを使った標準装置の表を作ることである。このようなユニパンは多くの穴があいていて回路構成のいろいろの器具が付けられる。一般の適用は 100 から 300 A のラインスタータは直接取付けができ、600, 900, 1,350 A は絶縁板を介して取付けられるが、同一機能をもったユニパンはつねに同じ位置に制御器具が取付けられるので、治工具が採用され機械的な取付けはもちろんのこと、配線技術においても非常に改良進歩した方法が採用できる。



79 種類の部品からなる制御箱の分解図



標準奥行の裏面カバー付制御箱
中央の支柱は取はずしができ、右上に継電器用小形ユニパン、右下に 300 A 電磁接触器用大形ユニパンが取付けられている。

(名古屋製作所 町野康男訳)

K D 形 方 向 距 離 継 電 器

H. W. Lensner: K-Dar Compensator Relaying (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 4, July, 1959, p. 114)

従来の送電線用短絡距離継電器は三相の各相間に 3 個の単相用継電器要素が用いられていたが、新形の K-Dar 継電器は 2 線短絡用 1 個と 3 線短絡用 1 個の計 2 個で済み、搬送波あるいはマイクロ波チャンネルを用いる場合も用いない場合にも高速度の段階時限継電方式が得られる。

K-Dar は静止形補償装置と誘導シリンダ要素から成立っている。(図 1)

3 相要素は図2のように四極シリンダの横2極には BC 相電圧、縦の2極には AB 相電圧から A 相電流の整定インピーダンスによる電圧降下を差し引いたものを加える。整定インピーダンスは線路の整定点 F_2 までのインピーダンスを二次側に換算したものの $3/2$ 倍であり、整定点の故障では図のように YZ の電圧と XY の電圧が同相となって動作限界となり、内部故障 F_3 の場合は YZ と XY の位相の進み遅れの関係が図のようになって動作し、遠方外部故障 F_1 の場合は YZ と XY の位相が F_3 の場合と逆になって不動作、また背後の故障 F_4 の場合も YZ と XY の位相は F_1 の場合と同様となって不動作となる。



図1 KD形補償距離継電器

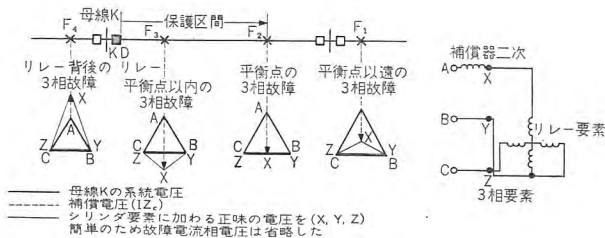


図2 3相要素の原理

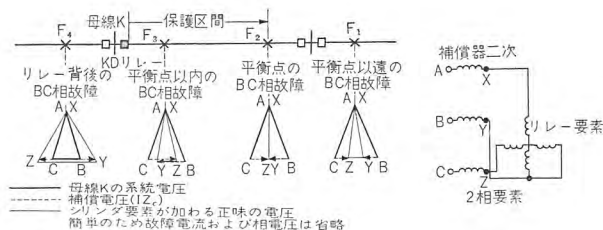


図3 2相要素の原理

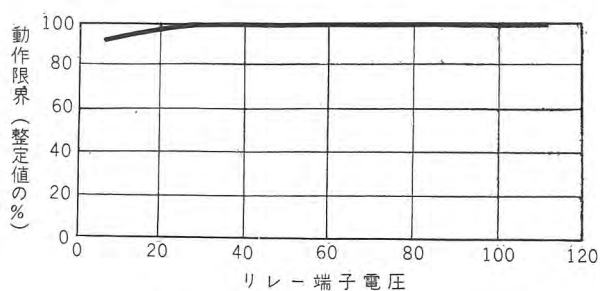


図4 KD リレーのインピーダンス特性曲線

2 相要素は図3のように縦2極には $V_{AB}-Z(I_A-I_B)$, 横2極には $V_{BC}-Z(I_B-I_C)$ を加える。いま BC 相2線短絡故障を考え、動作限界点 F_2 故障のときに YZ の電圧を 0 となるようにすれば、XY との位相が 90 度となるので動作限界となり、内部故障 F_3 では XY と YZ の電圧位相が図のようになって動作するようにシリンダの回転方向を定めれば、遠方外部故障 F_1 および背後故障 F_4 の場合の XY と YZ の電圧位相の遅れ進みの関係は内部故障時とは逆になるので不動作とな

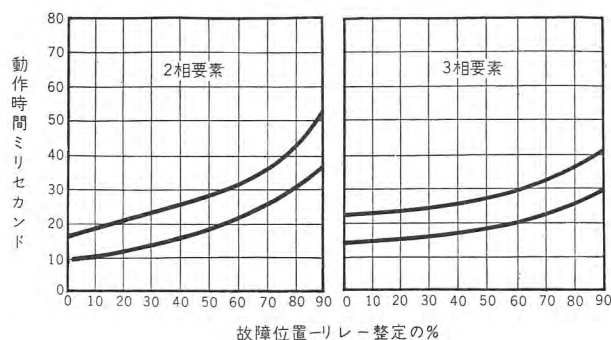


図5 KD リレー動作速度特性

る。また CA 相短絡 AB 相短絡時も同様である。

K-Dar リレーの電圧対動作インピーダンス特性は図4であり、これは電圧に対して flat なのが理想的であるが、この図を見るとまずまずの状態であり動作速度特性は、図5のように高速度である。

K-Dar 形リレーシリーズは第1段第2段用の KD リレー、第3段および搬送スタート用のやや後方故障でも応動するKD-1 リレー、時限リレー TD-2、方向過電流リレー KRC, KRP, KRD、搬送補助リレー KA、脱調時鎖錠リレー KS などがある。(神戸製作所 三上一郎訳)

高温熱電気材料

What's New in Engineering: High-Temperature Thermoelectric Material (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 4, July, 1959, p. 126)

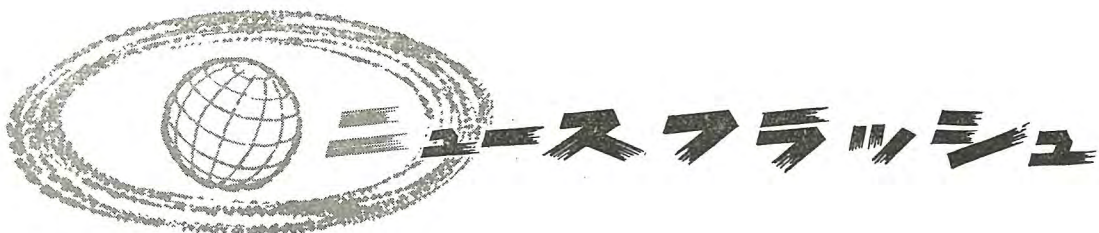
800~1,500°F の温度範囲で使用される新しい熱電気材料が開発された。今まで発見されたこの種の材料の中でもっとも高効率のもので、その最高使用温度は、アルミニウム、マグネシウム、および多くの一般熱電気材料の融点よりも高い。

この新しい半導体は熱電気的な目的だけをねらって設計されたもので、Indium-Arsenide-Phosphide として知られる三元素化合物であり、インジウム、ヒ素、およびリンと化学的に結合させて作る。

半導体には、有効な熱起電力を発生させるに必要な温度に到達する前に、熱電気的な性質を失ったり、分解したりするものが多いのであるが、この新材料は、今まで熱起電力発生に利用してきた材料に認められた欠点を補うものである。

今日研究されている熱電気材料は三つの主要な形に分類される。半導体、合金材料および混合原子価化合物である。三部類に属する材料はすべて熱起電力発生に用いられることが期待される。しかしすべての熱電気材料の部類の中で、とくに半導体は、熱電気材料として他と比較にならないほど多くの良好な性質を具備しているもので、すなわち、熱を加えることにより適当な電圧を発生する能力(高熱電能)、高い内部損失を伴わずに電流を発生する能力(低電気抵抗)および加熱された場合に温度差を維持する能力(低熱伝導度)をもっているのである。

(研究所 山森末男訳)



■ わが国最大のアーク炉用 18,750 kVA 変圧器運転開始

近年アーク炉の新增設が相当行なわれ、同時に合理化、高能率化のために大形化の傾向にある。したがってこれに使用されるアーク炉用変圧器も大容量のものが要求されるようになった。当社のアーク炉用変圧器はもっとも多くの製作実績を有し、600 kVA から 12,000 kVA までのアーク炉に百数十台以上が好成績をもって運転されている。

一昨年来アーク炉用変圧器として当社独得のフォームフィット外鉄形構造を標準化、そのがんじょうな構造と、炉体に適合した特性をもって需要家に好評を博してきた。今回三菱製鋼向け 50 t アーク炉用としてわが国最大容量記録品たる下記定格の変圧器を製作、10 月 6 日関係会社多数列席のもとに火入式が行なわれ、好調裏に運転にはいった。

定 格

三相 60c/s 18,750 kVA 送油水冷式
一次電圧 22,000 V
二次電圧 395~139 V 16 V 間隔 17 点負荷時タップ切換え

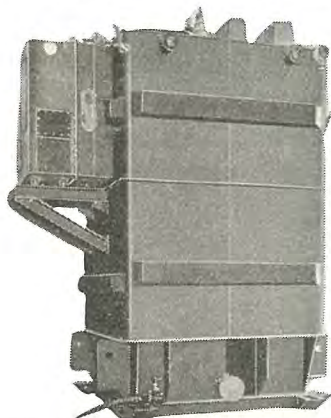
重量・油量 50,000 kg (油なし), 17,000 l

特 長

1. 二次電圧 395~139 V の全範囲を 16 V 間隔で 17 点に負荷時に切換えできるようにした。それゆえ作業中のひんぱんな電圧切換えも簡易となり、電源に与える悪影響も減じ、炉の最適二次電圧での運転が容易となった。
2. 負荷時タップ切換えは低圧側に直列変圧器を設けて行なっているが、この場合低圧コイルは大電流であるため主変圧器との接続には多大の資材を要し、その作業も相当なものとなるのが普通である。

この変圧器ではこの欠点を除くため変形 L 字形コイルを考案、主変圧器との接続を短縮するとともに簡易化し、かつ二次端子配列を自由にできるようにした。

3. 主変圧器、直列変圧器を並置し、二者を一体としてフォームフィット構造としたので、構造は単純かつがんじょうとなっており、床面積が小さくできた。



本体の組立を完了した 18,750 kVA アーク炉用フォームフィット形変圧器

なお、当社では目下この変圧器と類似の三相 15,000 kVA (18,750 kVA 2 時間定格)

22,000 V/350~110 V, 60 c/s 二次 13 点負荷時タップ切換アーク炉用変圧器を中山製鋼向けとして製作中である。

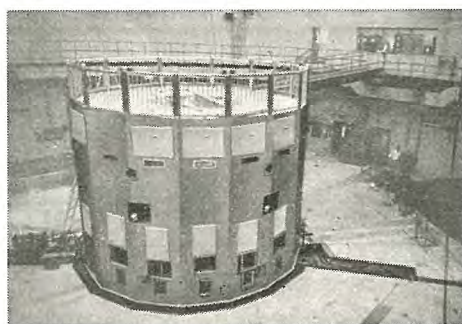
■ 日本原子力研究所 JRR-2 原子炉の完成

JRR-2、CP-5 形原子炉が完成した。この実験用原子炉の熱出力は 10 MW で重水を用いたものとしては世界最大である。おもな仕様を示すと、燃料は 20% 濃縮ウラン、減速材、反射材、冷却水は重水を用い、その量は約 7.5 t、原子炉内には He を満たしている。燃料棒は全部で 24 本でおのおのは 19 枚の燃料板より構成され、平均熱中性子束は 1.2×10^{14} n/cm²-sec である。コントロールロッドは 6 本で垂直に上下するようになっている。

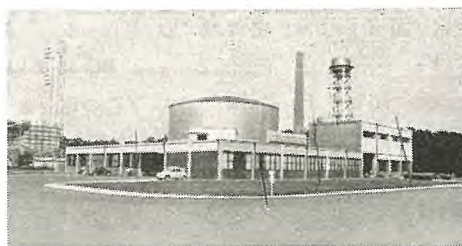
この原子炉は 31 年 11 月原研より発注され、AMF の設計によって全三菱が主要部分の製作を行なったもので、当時国内においては原子炉製作の経験は皆無の状態であって、三菱各社の協同のもとに未知の問題を着実に解決し、最高の工作技術を駆使して、この 10 月に細部の組立や調整試験も終了して、燃料を入れるばかりとなった。

三菱電機の担当した部分は主としてサーマルコラム、垂直、水平実験孔、ボラールカーテン、鉛シャッタ、上部シャヘイ体などの実験用設備、ヘリウム系配管ならびにバルブ、ポンプ、冷却系統の制御系統、電気設備および配線工事であった。上部シャヘイ体などは燃料棒コントロールロッドを挿入し、引出すために多数の貫直孔を有し、巨大なものにかかわらず精密な精度を要求するもので、重質コンクリートや鉛の充填にも細心の注意を払った。重水接触部は重水の漏洩のないように、材料検査はもちろん、溶接部分も厳重な X 線テストやヘリウムリークテストを実施して無漏洩を確認している。

現地の組立においては三菱各社の担当部分が複雑をきわめながらも、お互の協力のもとに順調に効果的に進められたことは、今後の原子力分野において全三菱の力を結集し発揮するためのモデルケースとして、その意義は大きく、JRR-2 完成とともに喜びに耐えない。



JRR-2 原子炉



JRR-2 全 景

■ 山一証券向け静止形自励式周波数変換装置完成

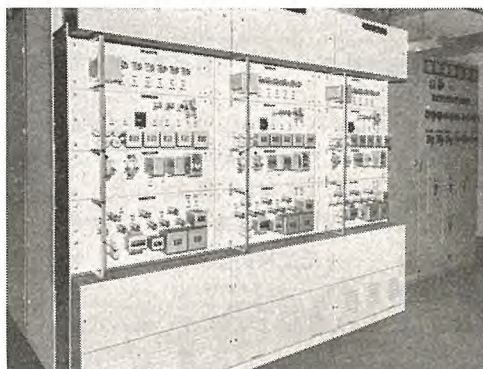
これは大形電子計算機(UFC)用定電圧定周波数電源として用いられるものでおまな仕様は下記のとおりである。

入 力 3.3kV 50 c/s
出 力 三相 220V 60 c/s
容 量 45kVA
台 数 3 台
出力電圧変動率 5% 以下
出力周波数変動率 1% 以下

主回路に三菱サイラトロン 7G14A を用いた純静止機器であり従来の回転機器に比し幾多の特長をもっている。

おもな特長は

1. 出力周波数は水晶発振器によって制御され電源電圧、周波数、負荷などによってまったく影響を受けない。
2. 回転機形に比べ非常に小形軽量であり静止器であるから騒音が少ない。
3. 能率が良い。定格出力において 70% 以上であり同一精度を得る回転機形に比べ 20~30% 高い。



周波数変換装置キュービクル
(カバーをはずしたところ)

■ 国産第1,2号チューブラタービン発電機完成

1. 四国電力から同社野村発電所(愛媛県本宇和郡野村町)向けとして受注した 615kW チューブラタービン発電機を長崎製作所において鋭意製作中であつたが、このほど工場完成を見た。このチューブラタービン発電機は国産第1号機としてかねてから注目されていたものである。

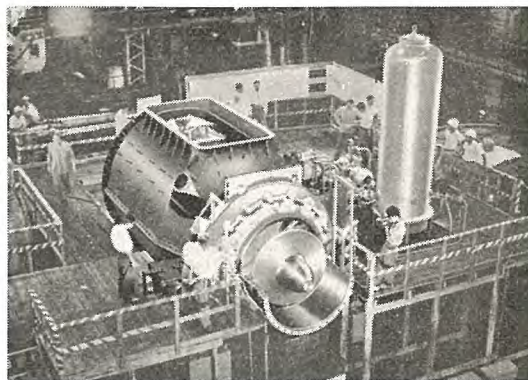
チューブラタービン発電機の特長

1. 効率、とくに出力が大きなところで効率が高い。
2. 堀さくが立軸カプランに比較して少なくなる。
3. 建家が立軸カプランに比較して高さで、横軸フランシスに比べて長さにおいて、いずれよりも小さい。
4. 発電機およびケーシングの一部を除いて水車本体は工場組立の状態で送れるので、すえ付が容易である。

仕様の概略

台 数	1 台
種 類	横軸カゴ形誘導発電機
冷却方式	全閉外被水冷形
使用状態	水 中
定格の種類	連 続
出 力	615kW
周波数	60 c/s
電 圧	6,600V

ニュース フラッシュ



人來田向けチューブラタービン発電機

同期回転数 毎分 720 rpm
力 率 全負荷で 81% (遅れ)
最大荷造重量 約 13.5 t

なお水車は新三菱重工において製作されたもの。

2. 東北電力から同社人來田発電所(仙台市茂庭字人來田東6)向けとして受注した 1,300kW チューブラタービン発電機を、最近長崎製作所で工場完成を見た。この発電機は上記野村発電所向けに引き続き製作されたものでわが国チューブラタービン発電機の第2号機である。

おもな特長は、チューブラタービンで受けた動力を、水車発電機としては、遊星歯車(プラネタリ・ギヤ)を用いて増速することで、水車発電機としては、初めての試みである。このため発電機重量は約 12t と軽量化され、落差も基準落差 12.1m となっている。

仕様の概略

台 数	1 台
種 類	横軸カゴ形誘導発電機
冷却方式	全閉外被水冷形
使用状態	水 中
定格の種類	連 続
出 力	1,300kW
周波数	50 c/s
電 圧	3,300V
同期回転数	毎分 1,000 rpm

なお水車は三菱造船において製作されたもの。

■ 原子力研究所向け中性子スペクトロメータを受注

さきに、当社製中性子モノクロメータが、日本原子力研究所に納められ、JRR-1 炉で好成績に稼働中であるが、今回同じく原子炉中性子の干渉散乱を応用した中性子スペクトロメータを受注した。

中性子モノクロメータは、エネルギーのそろった中性子束を作って主として原子核物理の研究を行なう装置であつたが、今回の中性子スペクトロメータは結晶構造の研究と、磁性体の研究に用いられるものである。JRR-2 (CP-5) 原子炉にすえ付けられる実験装置として最初のもので、もちろんわが国最初のものである。

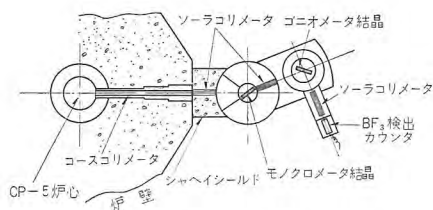
結晶構造の研究には、従来 X 線や電子線の回折現象を応用し

て構造の解析が行なわれてきたが、原子炉が発明され強い中性子束が得られるようになって、中性子の波動性を利用して回折像が得られるようになり、中性子スペクトロメータが得られるようになった。

X線回折に比べて中性子回折は、(1) 結晶中の水素原子の位置がわかること。(2) 原子量の近い原子でも分別できること。(3) 物質の磁性の研究ができること。その他数々の決定的特長をもっているため、従来手のつかなかった研究分野に偉力を発揮する。

主要部は、実験孔から中性子束をみちびきだすコースコリメータ、中性子のエネルギーをえらびだすモノクロメータ、単一エネルギーの中性子を試料にあてて回折を測定するゴニオメータ、およびこれを駆動・測定・記録する電気装置からなり、各部にはさらに細かい付属装置がついている。全重量 20t、全長約 5m にわたる大きな精密実験装置で 35 年 3 月まで JRR-2 にすえ付けられる予定である。

中性子回折は世界でもまだ始まったばかりの研究分野であり、日本でもこの装置が運転を開始して初めて出発するので、日本の学会各方面はもちろん、外国でも注目され、完成がまたれている。



中性子スペクトロメータ平面図

■ シリコン整流器あいついで受注

当社はさきに徳山曹達、徳山工場に納入する 82 V、120,000 A の記録的電流値のものを受注し、完納したが、今回さらに徳山曹達へ納入したものと同一変換単位の風冷式シリコン整流器をあいついで受注した。すなわち

1. 電気化学工業株式会社（青海工場）

設備の内容

- 175 V 30,000 A 5,250 kW 風冷式シリコン整流器 1 台
- 11 kV 三相 60 c/s 受電
- 3,200 kVA 負荷時電圧調整器付三相油入自冷式変圧器 2 台

設備の特長

- シリコン整流器は直流 15,000 A を変換単位として負荷時電圧調整器、シリコン整流器用変圧器、シリコン整流器それぞれ 1 組で、175 V 15,000 A の変換装置を構成している。
- 負荷時電圧調整器はシリコン変圧器に直接取付けてある。
- 機器はすべて屋内形で、シリコン整流器の冷却風は水冷式再冷器によって冷却され、循環する方式である。

2. 旭硝子株式会社

設備の内容

- 3.3 kV 三相 50 c/s 受電
- 82 V 30,000 A 2,460 kW 風冷式シリコン整流器 1 台
- 3,120 kVA 三相油入自冷式変圧器 1 台
- 980 kVA 負荷時電圧調整器 1 台

設備の特長

- 主回路結線は相間リアクトル付二重星形結線による六相半波整流方式である。
- そのほかは上記の 5,250 kW 風冷式シリコン整流器と同一である。

3. 某社

設備の内容

- 11 kV 三相 60 c/s 受電
- 90 V 40,000 A 3,600 kW 風冷式シリコン整流器 1 台
- 2,280 kVA/3,230 kVA シリコン整流器用変圧器 2 台
- 1,390 kVA 負荷時電圧調整器 1 台

設備の特長

- 主回路方式は六相半波整流回路で能率を向上させている。
- 特殊設計であって負荷電流値の増大に対処しうる設計になっている。
- 速応ヒューズを使用しているためシリコン整流素子の故障による停電は絶無といえる。また負荷時電圧調整器のタップ間電圧は可飽和リアクトルによって連続的に出力直流電圧を制御することができる。

4. 三菱モンスン化成株式会社（四日市工場）

設備の内容

- 220 V 24,000 A 5,280 kW 風冷式シリコン整流器 1 台
- 21 kV 三相 60 c/s 受電
- 負荷時電圧調整器付 3,170 kVA シリコン整流器用変圧器 2 台
- 定電流制御装置

設備の特長

- シリコン整流素子は P.I.V. 500 V のものを使用した、最初の製品である。
- 12,000 A 単位、2 組より構成され、将来接触変流器、回転変流機との並列運転が可能となる設計である。
- シリコン変圧器の一次側巻線を切換えて第 1 期工事には 122 V（直流電圧）から 64 V の間、第 2 期工事に対して 220~110 V の出力電圧をとることができる。
- 台風対策を考慮したすえ付構造である。
- ホール電圧発生装置を使用して計測技術精度を向上させたものである。

5. 旭硝子株式会社

設備の内容

- 170 V 3,000 A 510 kW 風冷式シリコン整流器 1 台
- 3.3 kV 60 c/s 受電
- 620 kVA シリコン整流器用変圧器 1 台
- 280 kVA 誘導電圧調整器 3,300/±2,260 V 1 台

設備の特長

- 保守の簡易化された、自動直流変換装置である。
- シリコン整流器の構造は上記のものに類似している。



特許と新案

放電間げき装置

発明者 佐藤五郎

この発明は、避雷器に使用される放電間げき装置に関するもので、対向電極間に発生したアークを、うず巻状に外方に旋回駆動させるとともに、アーク長を十分に伸長し、消弧能力を増大させたものである。

すなわち、図1、図2に示すように上下に対向配置されるサイ頭円すい状電極(1)(2)の一方、もしくは双方を、分割電極として絶縁環(3)に取付け、電極間には同極性に対向配置した永久磁石により形成される磁気装置(4)で、放射状磁界を設定し、また上記分割電極の1個は、外部回路に接続する。

このようにして構成された放電間げき装置は、図3に示すように、上下の電極間に垂直アークが発生すると、このアークは外方に向かって旋回駆動され、次々に分割電極間に水平アークを誘発させる。上記水平アークは、図示矢印に示すよ

うに、外方に向かう駆動力を受け、これにより垂直アークの旋回によるアーク長増大と相伴って、アーク長を十分に伸長させる。

このように、この発明の放電間げき装置は、きわめて有効な消弧作用を行なうものであるが、また一方において、分割電極を使用することにより、分割電極間の間げきを、ガス通路として利用でき、アーク発生時に生ずる高温のイオンガスを、上記分割電極間を通して外部に導きうるので、アークの冷却を十分に行なうことができる。またアークをうず巻状に旋回させるので、アークの発生消滅点を別個の位置となすことができ、アークの発生消滅後の再点弧電圧を十分高くなしうるものである。(特許第248059号)(山田記)

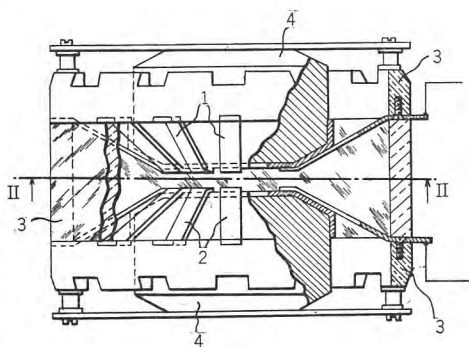


図1

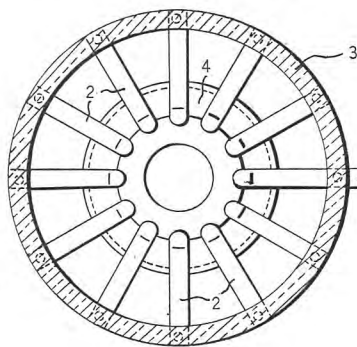


図2

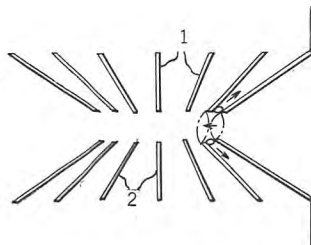


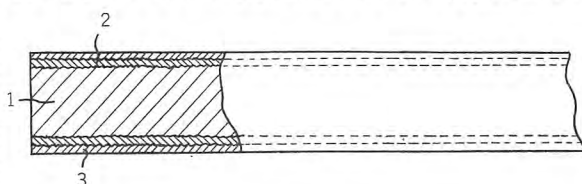
図3

放電管の電極

発明者 立原芳彦・秦卓也・鬼塚正浩

放電管の格子における電子放射現象を防止するために、電極心線上にメッキ、蒸着あるいは焼付などによって、金または白金層を定着することが従来行なわれていた。しかしながら上記電極心材料として一般に使用されているモリブデンあるいはタングステンなどに、上記方法で定着された金または白金層は電極の成形作業中にくれは脱しやすく、したがってその目的である電子放射現象を十分に防止でき得ない欠点があった。

この発明は上記の欠点をなくするように考慮されたもので図のようにモリブデンあるいはタングステンまたはこれらの



合金などより成る電極心線(1)上に、マンガン・ニッケル・コバルト・鉄などの単独金属またはこれらの合金より成る金属被覆層(2)を上記周知の方法で設け、つぎにこの被覆層上に周知の金あるいは白金被覆層(3)を同様周知の方法で定着してこれを加熱し、上記各金属の接合面をそれぞれ一体に拡散接合して放電管の電極を構成したもので、とくに上記金属被覆層(2)は、これをはさむ上記両金属に対し金属原子の拡散性が大で、しかも比較的低温度で上記挟持金属とそれぞれ化合物あるいは固溶体になりやすい性質の金属材料でこれを中間接着層に使用しているところに特長があり、このように構成されることによって、上記各金属相互の接合面は両金属原子の拡散によって一体に接合し、機械的加工あるいは成形作業などによってこれがくれは脱することがなく、本来の電子放射現象を確実に防止できるものである。

(特許第248054号)(長谷川記)

三菱電機 昭和34年 第33巻 総目次

第1号 昭和33年度回顧特集

巻頭言	取締役社長 関 義長	5
発電機器		6
汽力発電機器（タービン発電機・汽力発電所補機および制御盤・火力発電所主要配電盤）		6
ディーゼル機関発電機と配電盤		15
水力発電機器（水車発電機・水力発電所主要配電盤）		17
送配電機器		22
変圧器（大形変圧器・特殊用途の変圧器・柱上変圧器・巻鉄心形変圧器・タクトランス・NT2 形変圧器用回路シャ断器）		22
交流シャ断器および直流シャ断器		30
避雷器・断路器および変成器その他（避雷器・断路器・電力用可溶器・計器用変成器）		35
電力用コンデンサ		41
配電盤および計器（メタルクラッド配電盤・特高キュービクル開閉装置・交流変電所用配電盤・パワーセンタ・離相母線・遠方監視制御装置・LRS、LCS 形照光形開閉器・FTU テストスイッチ・継電器・配電線保護・記録積算計器）		43
変換機器		56
（半導体整流器・密封形イグナイトロン整流器・イグナイトロン整流器制御装置・直流変電所用配電盤）		56
工業用電機品		61
製鉄その他金属工業用電機品（圧延設備用電機品・帯鋼処理設備用電機品・製鉄関係誘導電動機・製鉄関係同期電動機・加熱および溶解炉用電機品・電線機械用電機品）		61
繊維および製紙工業用電機品（繊維工業用電機品・製紙工業用電機品）		68
化学・石油・ガス工業用電機品（誘導電動機・誘導電動機用制御器・同期電動機）		72
セメントおよびゴム工業用電機品（セメント工業用誘導電動機・ゴム工業用誘導電動機）		74
荷役・運搬および建設機械用電機品（クレーン用電機品・ゲート用電機品・電気ホイス・BN-1 形モーターブリー・総括制御装置）		74
工作機械用電機品および電動工具		77
一般工業用電機品（誘導電動機・同期電動機・FK 形小形直流機・操作用電動機・制御装置および器具・ノーヒューズシャ断器および分電盤・コントロールセンタ・高周波発電機・正弦波発電機・アーク溶接機・抵抗溶接機・通風機）		81
鉱山用電機品		97
船舶用電機品		102
エレベータ・エスカレータ		109
冷房・冷凍・冷蔵・空気清浄装置		116
車両用機器		122
電装品		137
電子機器		149
ランプ・照明器具および照明施設		164
家庭用電気品		175
材料（絶縁材料・導電材料・磁性材料・構成材料・ゴム製品）		190
原子力関係		204
研究所の概況（半導体関係・電子管関係・マイクロ波関係・計測関係・電気機器に関する測定・試験関係・電力変換装置関係・電気計算機関係・機械および試験関係、その他）		212
ニュースフラッシュ		226

第2号

ED70 形イグナイトロン交流電気機関車補機性能試験	寺戸浩二・佐藤恒徳・大野寛孝・八木 勝	232
電気機関車用高速度シャ断器	北岡 隆	240
電車で電空併用ブレーキの発達	菅田恵之助	248
84kV 1,800A 3,500MVA タンク形油シャ断器	五十嵐芳雄・平田康夫・永田秀次	264
航研風洞モデルテストにおける機械共振の影響	武田英夫・真鍋舜治・己斐健三郎・細野 勇	269
WT-3 形 VHF/FM トランジスタ携帯用無線機	黒田忠光・岡本春樹・東 勇	277
方向性ケイ素鋼帯のヒズミによる特性劣化	清水英範	287
電力用半導体整流器回路の諸問題（その1）	岡 久雄・池田和郎	295
レーダスピードメータ	山下精一・田村祥一・若田和明	304
固体試料分析用二重収レン質量分析器	後藤正之・甲斐潤二郎	310
HXS-2 形接地リアクタンス継電器	古谷昭雄	318
水素冷却発電機における水素純度の考察	白井万次郎	328
技術解説		
火力発電シリーズ：ボイラの自動燃焼制御装置（A.C.C.）(2)		334
W 社文献抄訳		
半導体の単結晶から装置まで・トランジスタを用いた新しい電力線搬送装置・コンピュータによる電圧調整器の解析・サイバックを使用した安全インターロック		340
ニュースフラッシュ		
インドの超高压大形変圧器 7 台受注・断路器付エレファント変圧器試作完成・300kVA 耐圧防爆形乾式変圧器・地上変電所用シリコン整流器完成・プログラムコントロールカーの誕生・新発売 5P-510 形小形ラジオ		343
特許と新案		
（特）発電制御方式（特）原子炉		346
最近における当社の社外寄稿一覧		294

第3号

交流低圧架空ネットワーク方式	東松孝臣・鈴木利彦	348
配電線用放形避雷器の動作記録	東松孝臣・鈴木利彦	358
特急“あさかぜ”用電熱器	野畑昭夫	364
特急“あさかぜ”冷暖房装置	石川嘉孝・牛田善和	371
京都市交通局トロリ・バス用新形式電動機および制御装置	宮内圭次・松本安弘	376
距離継電器と将来の動向	北浦孝一	386
7.2kV 共通タンク形油入シャ断器	平田康夫	397

放射線励起による CdS 単結晶の伝導性	伊吹順章	402
三菱 SM 形安全ブレーカ	武藤 正・松尾昭二	408
高性能水銀拡散ポンプ	藤永 敦	414
電気式水位調整器	渡辺 宏	420
2,500 Mc 帯 SS-FM 方式多重無線通信装置	榎本俊弥・北垣成一・阿部 修・中根茂樹	427
東京タワー向けエレベータ	河合武彦	434
技術解説		
火力発電シリーズ: ボイラの自動燃焼制御装置 (A. C. C.) (3)		439
W 社文献抄訳		
ヤンキー発電所……原子力発展の新しい一歩・自動厚み制御・電気暖房・自動ガス切断器・新しくすえ付けられた SF ₆		
ガスシャ断器・新しい原子増幅器開発さる		444
ニュースフラッシュ		
放電加工機ダイアックス・チューブラータービン誘導発電機受注す・シリコン整流体の試作完了・高温で使える導電性ゴム		
・大形変圧器組立工場完成・富士製鉄広畑製鉄所向け分界圧延機用 9,000 kW イルグナ式電機設備受注す・八幡製鉄光製鉄所向け 100 kV 受電設備 1 式受注		447
特許と新案		
(特) 密閉形直結励磁機 (新) 噴流形洗タク機の回転翼		450

第 4 号 超高压送電機器特集

超高压による電力連け技術の革新	清水金次郎	452
超高压送電に関する最近の動向	富山順二	455
電力系統問題と計算機の応用	安藤安二・馬場準一	469
系統の再起電圧と回復電圧	潮 恒郎	477
超高压系統における中性点接地の諸問題	馬場準一	487
超高压変圧器	村上 有・田村良平	493
超高压シャ断器	新井正元・五十嵐芳雄・永田秀次	499
超高压避雷器に関する諸問題	大木正路・森 直次・岩崎晴光・岡田昌治・鎌田隆好	505
直列コンデンサ	南角英男・亀山三平	516
超高压送電線の保護継電装置と搬送装置	北浦孝一・竜田直紀	525
開閉異常電圧と絶縁協調	潮 恒郎	538
4,000 kV 衝撃電圧発生装置とその適用	岩崎晴光・岡田昌治	547
技術解説		
火力発電シリーズ: シャ断器		552
W 社文献抄訳		
密封形電力変圧器・新しい電気的ものさし・石炭鉱山の電力・新形レーダアンテナ……ヘリスフェア(ラ旋球)・新製品シリコンバートランジスタ		558
ニュースフラッシュ		
センタブローアウト式新形磁気シャ断器の完成・1A-221 形工業用赤外線分析計・白浜ローブウエイにリアクトル制御を		
実施・IGY 本観測カップロケットの回収に成功・小田急 HE 車用電機品 4 編成 (16 両) 受注・シリコン整流器ぞくぞく受注		562
特許と新案		
(特) 電磁接触器の耐衝撃装置 (特) ディーゼル電気車の弱め界磁装置		565
最近登録された当社の特許および実用新案	476, 504, 524, 566	
最近における当社の社外寄稿一覧		486

第 5 号

船用電機品特筆

最近の船舶電気設備	前田道生	568
3t ボールチェーンウインチ	和田義勝・熊本 永・有働星一・新良由幸	580
自励交流発電機の容量決定上の 2, 3 の問題	甲斐 高	591
三菱自励交流発電機	武藤 哲	604
DB 形シャ断器による船舶電気回路の保護	勝田久登	613
信濃川送電線の故障による通信線誘導電圧の発生確率	斎藤六郎・豊田龍太郎・山田栄一・迎 久雄	623
空心変成器による母線保護方式	森 健	631
トウ管形変流器	大野 暁	646
三菱ボイラ用通風機	岩原二郎	657
電力用半導体整流器回路の諸問題 (その 2)	岡 久雄	662
ローブウエイのリアクトル制御	佐藤正夫・吉田太郎	673
Cu-Be 合金への添加元素 Co の影響	山森末男・実 博司	679
技術解説		
火力発電シリーズ: 運転指令装置		687
W 社文献抄訳		
タービン発電機の大形化の趨勢・充電装置の半導体ダイオードによる制御方式・陶磁器とアルミニウムとの封着・熱を電気に変える新しい物質		694
ニュースフラッシュ		
大形タンカ電機品 8 隻分大量受注に成功・本邦の記録 23 kV 6,000 A 2,500 MVA 屋外キュービクル開閉装置完成・中性子モノクロメータ・原子時計・溶接工場の照明・計器用補償変成器		696
特許と新案		
(新) 救命イカダ (新) 救命イカダ		699
最近登録された当社の特許および実用新案		700

第 6 号

3.6 kV 75 MVA 1,200 A 新形磁気シャ断器	五十嵐芳雄・富永正太郎・桜井武芳	702
超高压用縦切 V 形断路器	小橋利雄	708
最近の C 形空気シャ断器	五十嵐芳雄・養田忠男・米沢克昌	714
最近のパワーセンタ	横浜 博	720
同期機の高周波リアクタンス	潮 恒郎	725
CA-6 形比率差動継電器による母線保護継電方式	森 健	736
ダイヤパワー発動発電機	杉山昌司・町野康男	749

ベクトル図による一線地絡時基本周波電圧の考察	岡田昌治	757
IBM-650 形電子計算機による電力線事故時の通信線誘導電圧発生確率の計算 (I)	迎 久雄	765
MI 形熱動過負荷継電器	井上 通・広石 寛	779
無方向性 50% Ni-Fe 磁性合金の研究——高温焼鈍と磁性	山森末男・野口英男・政木淑人・竹内守久・長谷川邦弘・小倉忠利	783
技 術 解 説		
火力発電シリーズ： 発電所全般 (4) 発電機・タービンの保護方式		789
原子力情報		
加圧水型原子力発電所について (7)	前沢芳一・川口 修	801
W 社文献抄訳		
最新の自動給電方式・浮遊燃料形原子炉・宇宙における太陽エネルギーの応用・ゲルマニウム光導電体・変圧器関係の進歩		811
ニュースフラッシュ		
電源開発田子倉発電所向け 105,000 kVA フランス式水車発電機すえ付完了試送電開始・田子倉発電所納め 300 kV ウォッチケースシャ断器現地すえ付完了・世界最初の 60 サイクル 150 kW 交流電車電動機完成・広帯域電波吸収壁材料・最新の照明施設・タービン発電機用大容量直結励磁機の試作研究完了・関東地連向け 7,000 Mc SS-FM 多重通信装置受注・すべての難問題を解決する低遅延精密アナログ計算機完成		814
特許と新案		
(新) 交流発電機の界磁装置 (特) 放電間引き装置 (新) 噴流形洗たく機		748, 818
最近登録された当社の特許および実用新案		724
最近における当社の社外講演一覧		778, 788
最近における当社の社外寄稿一覧		819

第 7 号

計測と制御特筆

タービン監視計器	岡本孝治・走井貞雄	822
プロセス制御用高感度赤外線分析計	安東 滋・村西有三・太田基義・石橋 勝	834
中性子モノクロメータ	大野善久・穂原 智・宮下恭一・茂木 充・大野栄一	841
機械量の電氣的計測		853
最近の記録積算計器	武田克巳・林 正之	859
サーミスタ温度調節器のトランジスタ化	後藤正之・佐々木益男	870
“サイバック” 無接点継電方式		875
無接点継電器を使用した選炭場の総括制御	武田英夫・藤井二郎・白石和男	883
加速度および減速度制御装置	浜岡文夫・大野栄一	888
交流電源による小容量直流電動機のリアクトル制御	吉田太郎	894
312,000 kVA 特別三相式超高压変圧器	村上 有・谷中頼朝・田村良平	900
ED 7019 号イグナイトロン交流電気機関車補機性能試験	大野寛孝・桐生悠一・八木 勝・和田義彦	906
発電機絶縁の直流試験 (I)	原 仁吾・平林庄司	917
IBM-650 形電子計算機による電力線事故時の通信線誘導電圧発生確率の計算 (II)	迎 久雄	923
技 術 解 説		
計数形自動電子計算機 (1)	豊田準三	933
原子炉の計測制御	八島英之	940
火力発電シリーズ： 発電所全般 (5) 所内動力用変圧器		947
W 社文献抄訳		
タービンおよび発電機・開閉装置・レーダとミサイルの遠方制御・電動機の応用・ランプおよび照明・制御器具および配電器具		950
ニュースフラッシュ		
FA 形三相誘導電動機・国鉄東北線用交流機関車完成・東京電力向け三相 100 kVA 巻鉄心形変圧器・翼形通風機の完成・高演色性ケイ光水銀灯・切換放電管 5939 A を製作・滝発電所向け 50,000 kVA 水車発電機一括受注・日伸製鋼株式会社向け 36 kV 電気炉用空気シャ断器完成・自家用タービン発電機受注活発化す・近畿日本鉄道名阪特急電車用電機品受注		953
特許と新案		
(特) 誘導電動機速度制御装置 (新) ワードレオナード式揚鉛機制御装置		957
最近における当社の社外講演一覧		840
最近における当社の社外寄稿一覧		958

第 8 号 臨時増刊 エレクトロニクス特集

巻 頭 言	副社長 小野 寛	960
自動追尾レーダの制御系	榎本俊弥・渡部 優・遠藤義昭	961
三菱ダイアックス、放電加工機	馬場文夫・東田孝彦・斎藤長男	967
航空機用電子機器の防振装置	馬場文夫・松元雄蔵・谷口敬一朗・森川 洋・池上駿一郎・金沢 照	974
自動翻訳機 (1)	大野克郎・田町常夫・栗原俊彦・三谷尚正・河野隆一・三上晃一	989
最近の三菱テレビジョン受像機	芝田正巳・武居 明・糸賀正巳	1000
三菱カラーテレビジョン受像機	杉多重雄・植竹勝人	1015
バイロシレータ	更田豊治郎・小倉成美・清水勝邦・末田 昭・穂原 智・窪津繁晴・浜岡文夫・今出昭彦・吉江高明	1026
アナログ計算機の演算器の安定性	中塚正三郎・倉橋浩一郎	1038
低速度形アナログ計算機の演算精度	中塚正三郎・倉橋浩一郎	1047
電波吸収壁材とその測定法	尾島学二・大久保貫一・喜連川隆・有田不二男	1058
カラーテレビジョン用受像管	鷲尾信雄	1064
技 術 解 説		
メーザ	喜連川 隆・白幡 潔	1071
火力発電シリーズ： 発電所全般 (6) 遠隔測定装置		1078
W 社文献抄訳		
ジェット・エンジン燃料制御系のシミュレータ・艦船用送信機・軍用通信・超音波縫合溶接機・測定ならびに保護装置		1093
ニュースフラッシュ		
電源開発田子倉発電所納め 2,000 kVA 乾式負荷時タップ切換器付変圧器運転開始・208,696 kVA 3,600 rpm 内部冷却タービン発電機完成・国鉄向け簡易交流電車の誕生・世界的記録品 1,500 kW, 1,800 rpm 直流機完成・戸閉機械の大量生産・世田谷工場地磁気観測所長より表彰さる・センタ・ブローアウト式 3.6 kV, 300 MVA 3,000 A 磁気シャ断器の完成・異常電圧弁別計数装置		1095

特許と新案

(特) 船舶、航空機用レーダ装置 (新) 冷蔵庫	1099
最近登録された当社の特許および実用新案	1100

第 8 号

乾式整流器特筆

125 V, 2,100 A 電解用シリコン整流器	松之忠義・小池吉郎・松井敏明	1102
化学用大電流シリコン整流器	加藤又彦・横島洋志	1106
電気鉄道用シリコン整流器	加藤又彦・横島洋志・奥村儀一	1123
電力用シリコン整流器	清水潤治・中田仗祐	1138
ゲルマニウム整流器	清水潤治・細野 勇・横島洋志	1147
バリスタ	佐藤五郎・石井勇雄	1157
電力用半導体整流器回路の諸問題 (その 3)	岡 久雄	1164
商用周波数の交流専用電圧用主電動機	内海権三・河村寿三	1171
ジルコニウムおよびその合金の高温酸化 (1)	山森末男・実 博司・中島陽三	1179
耐圧防爆容器の強度計算と爆発試験	兼平一郎・中尾伊三郎	1195
IBM-650 形電子計算機による電力線事故時の通信線誘導電圧発生確率の計算 (III)	迎 久雄	1200
発電機絶縁の直流試験 (2)	原 仁吾・平林庄司	1213

技術解説

火力発電シリーズ: 運炭設備 (1) 火力発電所における灰処理装置	1223
半導体整流器の工業界への応用	加藤又彦・細野 勇・小林 凱
計数形自動電子計算機 (2)	豊田準三

W 社文献抄訳

最近の大きな直流負荷の需要に応じうる半導体整流器・交流発電機に組合わされたシリコン整流器・鋁山用シリコン整流器変電車・炭酸ガス溶接用の新しい電源装置	1259
--	------

ニュースフラッシュ

工場直流電源用風冷式シリコン整流器完成・交直電圧用シリコン整流器完成・三菱金属鋁業 (和田、大阪) 向け大容量シリコン整流器を受注・東京電力南東京変電所向け 260 MVA 主要変圧器ほか受注・高周波焼入溶解用発電機ぞくぞく完成・国鉄技研へ新形キ電用直流高速度シャ断器納入	1261
--	------

特許と新案

(新) 内燃機関着火断続器レバー (新) 自動制御装置	1264
最近登録された当社の特許および実用新案	1222

第 9 号 田子倉発電所特集

巻 頭 言	副社長 小野 寛	1266
田子倉発電所の設計要旨	荻野哲士・青木波磨顕	1267
田子倉発電所 108,000 kW 水車	氷室 寛・山本義治	1274
田子倉発電所 105,000 kVA 発電機	井関 敏・三浦 宏・生原春夫・田附和夫・安達賢一	1291
水車および発電機のすえ付	前田忠行・長坂孝一・村上卓弥	1308
運転制御装置と配電盤	清水良夫・天藤憲二・梅名茂男	1319
磁気増幅器形自動電圧調整器	新谷保次	1339
調速機の試験	安藤錠治・渋谷雅三・梅名茂男	1344
105,000 kVA 発電機の電位振動試験	藤山長三郎・川根 清	1356
105,000 kVA 特別三相式超高圧変圧器	村上 有・谷中頼朝・田村良平	1360
“URD” 形負荷時タップ切換乾式変圧器	荻野 脩・米沢克昌・米沢輝雄	1369
300 kV 12,000 MVA ウォッチケース形油シャ断器	新井正元・五十嵐芳雄・永田秀次・稲塚輝男	1378

技術解説

火力発電シリーズ： 発電所全般 (7) 電力経済配分計算機	1385
メーバ	喜連川 隆・白幡 潔 1393

W 社文献抄訳

電動機の新しい運転と制御・Opcon-プロセス工業に対する最適値制御方式・シリコン整流器による分巻直流電動機の駆動・磁気増幅器形二安定調節計の新製品・用途の広いマイカルタ	1403
---	------

ニュースフラッシュ

航空研究所向け遷音速風洞用 4,500 kW 直流電動機工場試験完了・名古屋城の豪華エレベータ完成・呉造船所納め貨車輸送船用 55 トンエレベータ好評裏に完成・関東地方建設局東京一相保間マイクロ波多重通信装置納入・衝撃電流シュン度測定器・小形変圧器の自動電子計算機による設計・徳山曹達株式会社向け 9,840 kW 82 V 120,000 A 風冷式シリコン整流器受注	1406
---	------

特許と新案

(特) 光沢青化銅メッキ液 (特) 遠方監視制御方式	1338, 1409
最近登録された当社の特許および実用新案	1343
最近における当社の社外寄稿一覧	1410

第 10 号

新鋭火力発電機特筆

156,250 kW タービンの概要	飯田庸太郎	1412
208,696 kVA 内部冷却タービン発電機	加賀貞広・松尾 昇・志岐守哉・今井 光・甲斐 高	1418
新鋭タービン発電機のすえ付・運転・保守	米野俊彦・遠藤裕男・鈴木文夫	1433
大形タービン発電機回転軸材の品質とその評価	今北孝次・山野辺二郎	1461
208,696 kVA 内部冷却タービン発電機用 975 kW 励磁機	萬谷 広・神浦秀太郎・林 昌宏	1479
八幡製鉄所製造所納入第 2 熱間仕上圧延機用電機品	高月 一・伊藤嗣郎・加藤又彦・已斐健三郎・室賀 淳	1484
追直サーボ系の設計	真鍋舜治	1498
大電流大容量屋外キュービクル開閉装置	権沢孝治・矢野広男・田和 稔	1506
小形撮像管 6198, 6198 A 形ビジコン	鷲尾信雄・中子睦夫	1517

銀系接点の消耗移転現象 (1).....	山森末男・森田義男・岩村武志・政木淑人	1526
新形温度継電器 (BL-ID 形および BL-1S 形温度継電器)	森 健	1537
技 術 解 説		
火力発電シリーズ: 照明関係 (1) 火力発電所の照明		1546
エレベータ 火力発電所用エレベータ		1558
W 社文献抄記		
消弧媒体としての SF ₆ とその応用・住宅における電気の需要・単一 A-M チャネルによる立体放送・研究所用回転機万 能試験装置.....		1562
ニュースフラッシュ		
味の素川崎工場向け 250 V, 6,000 A 風冷式シリコン整流器完成す・中部電力向け 1.550 kW 閉鎖通風屋外形誘導電動機 ・近畿日本鉄道向け「名阪特急ビスタ・カー」完成・羽田空港において 24,000 Mc レーダ実験公開・10,000 kVA ター ビン発電機に静止励磁方式・S バンド 2 kW 進行波管・電鉄走行曲線の自動電子計算		1564
特許と新案		
(特) 誘導電動機速度制御装置.....		1567
最近における当社の社外講演一覧.....		1568

第 11 号

ED 713 号交流機関車.....	待鳥 正・小原太郎・北岡 隆	1570
ED 713 号交流機関車用主変圧器	田村良平・坂田邦寿・米沢克昌・米沢輝雄	1581
ED 713 号交流機関車用イグナイトロン整流器および制御, 保護装置	塚本昭三・田口 堅・室賀 淳・藤井重夫	1591
287.5 kV 120 MVA 超高压負荷時タップ切換変圧器	村上 有・谷中頼朝・田村良平・沖本邦夫・印藤義雄	1599
3,450 V 3,000 A メタルクラッド配電盤	清水良夫	1610
3.6 kV 300 MVA 3,000 A 新形磁気遮断器	五十嵐芳雄・田中静一郎・富永正太郎・桜井武芳	1616
吸湿プレスボードの誘電率と絶縁抵抗の関係.....	白井万次郎	1624
富士製鉄 1,860 kW 同期電動機の絶縁破壊試験	阿部哲郎・菅原健一・大町久次・原 仁吾・津島 桂	1628
高炉巻上機のリアクトル制御.....	武田英夫	1638
WT-R 形スベリ調整器	木内 修	1645
ドック照明の一方法.....	佐々木武敏	1650
OP 磁石磁気特性の温度変化.....	中村 弘・河合 登	1653
ジルコニウムとハフニウムの分離に ¹⁵¹ Hf の利用	石橋 勝・今村 孝・小巻 仁	1658
技 術 解 説		
メーザ・メーパの雑音.....	喜連川隆・白幡 潔	1674
火力発電シリーズ: 電気室 (1) 火力発電所用配電盤.....		1689
W 社文献抄記		
大電流用トリニスタ・負荷に適合した運転・配電用変圧器の負荷管理・普通白熱電球ソケットに使用できるケイ光ランプ ・平面形ケイ光ランプ.....		1698
ニュースフラッシュ		
九州電力 220 kV 北九州幹線の人工故障試験は好成績で完了・140 V 8,000 A 1,120 kW 江戸川化学山北工場向け風冷式 シリコン整流器 3 組完成す・電用小形単位スイッチ完成す・低圧プラグイン・バスダクト用 NFP 形ノーヒューズシャ 断器・MF 形および MU 形広範囲積算電力計.....		1700
特許と新案		
(特) 内燃機関着火自動進角装置 (新) 伸縮管内の電線支持装置.....		1703
最近登録された当社の特許および実用新案.....		1615, 1637, 1649
最近における当社の社外寄稿一覧.....		1704

第 12 号

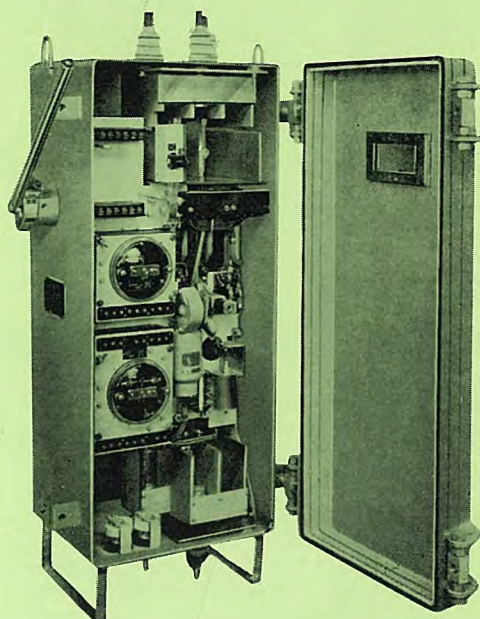
継電器特筆

最近の搬送保護継電装置.....	北浦孝一	1706
HLF 形界磁喪失継電器および HFS-2 形脱調および界磁喪失継電器.....	森 健	1729
同期発電機の界磁喪失.....	馬場準一・芝滝寿宏・森 健	1736
CWC 形接地継電器.....	古谷昭雄	1742
変圧器磁化突流現象.....	馬場準一・森 健	1749
坑内用接地継電器.....	浜岡文夫・大野栄一・平野琢磨	1753
MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (1)	馬場文夫・大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・松本孝昭	1760
水銀整流器より発生する電鉄通信線誘導障害.....	宮崎 猛・宮下 仁・西本清一・安藤安二・阿部久康・平塚 篤	1776
簡易交流電車.....	河野正七・高柳茂直・八木 勝・和田義彦・小川清一・菅田恵之助	1793
冷間可逆圧延機用電機設備.....	紙谷鉄男・高月 一	1806
H 205 形高压電磁接触器	渡辺克己	1814
絶縁液体中のガスの飽和溶解度と拡散.....	白井万次郎・大杉 肇	1820
方向性 50 % Ni-Fe 合金の磁性におよぼす溶解法の影響	山森末男・野口英男・政木淑人・小倉忠利	1830
ジルコニウムおよびその合金の高温酸化 (2).....	山森末男・実 博司・中島陽三	1838
技 術 解 説		
自動制御 (1).....	真鍋舜治	1849
火力発電シリーズ: 電気室 (2) 搬送保護継電装置.....		1861
W 社文献抄記		
標準化により改良された電動機制御装置・KD 形方向距離継電器・高温熱電気材料.....		1874
ニュース・フラッシュ		
わが国最大のアーク炉用 18,750 kVA 変圧器運転開始・日本原子力研究所 JRR-2 原子炉の完成・山一証券向け静止形自 励式周波数変換装置完成・国産第 1, 2 号チューブラービン発電機完成・原子力研究所向け中性子スペクトルメータを受 注・シリコン整流器あいついで受注.....		1876
特許と新案		
(特) 放電間けき装置 (特) 放電管の電極		1879
最近登録された当社の特許および実用新案		1759, 1813

CM-44形 ネットワークプロテクタ



CM-44形 ネット
ワークプロテクタ



CM-44形 ネットワー
クプロテクタ (内部)

各種の電化や家庭用電気品の増加により各都市の配電用電力はいちじるしい増加を示している。一方電力事情の安定に伴い、電力に対する考え方も質の良い電気、可能なかぎりの無停電によるサービスの向上を問題にするようになった。この情勢のもと9月に関西電力向けにわが国最初のネットワークプロテクタ 25 台を完成した。

ネットワークプロテクタとはネットワーク式低圧交流配電網の自動制御と高圧フィード保護に用いられ、無電圧投入特性・過電圧投入特性・逆電力シャ断特性を備えた継電器とシャ断器を収納したシャ断機構である。

これによりネットワーク固有の問題であるフィード故障時の故障電流の逆流を切ることができ、全フィードが事故の時以外は無停電配電が可能である。なお 15 号台風（伊勢湾台風）のときもネットワークを組んでいる関西電力千日前地域は無停電であったことはこの装置の特長を物語っている。

性能要目

電 圧	AC 190 V
定 格 電 流	800 A (2 時間) 600 A (連 続)
シ ャ 断 電 流	10,000 A

昭和 34 年 12 月 10 日 印刷

昭和 34 年 12 月 13 日 発行

「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	吉村 誠一郎	常任委員	松田 新市
常任委員	浅井 徳次郎	"	山田 栄平
"	荒井 潔	"	山井 正一元
"	安藤 安二	委 員	岡屋 精二
"	市村 宗明	"	進 藤 貞一
"	木村 武雄	"	竹内 真一
"	小堀 富次雄	"	津村 隆三
"	高井 得一郎	"	豊田 準一
"	中野 光雄	"	松尾 又八
"	馬場 文夫	幹 事	井上 八郎
"	船橋 正信		(以上 50 音順)

編集兼 発行責任者

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 (20) 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 (29) 0915・0916 振替東京 20018