

強磁場発生装置用直流大電流の精密制御装置

Precision Control System for Large DC for Strong Magnetism Generating Equipment

三 好 隆*
Takashi Miyoshi

内 容 梗 概

本装置は日立製作所中央研究所において、低温と強磁場における物性研究に使用される10万エルステッド (Oe) の強磁場発生用10kA定電流電源装置である。使用目的上本電源は定電流にして脈動のきわめて少ない特殊電源であり、運転結果10kAから2kAまでの設定直流出力電流に対し、定電流精度 $\pm 0.02\%/h$ 以下、脈動電流 $0.05\%/h$ 以下の画期的高性能を発揮している。

本文においては、本電源装置の性能、構成、制御上の問題点、制御性、運転結果などを記述する。

1. 緒 言

強磁場発生装置により瞬間的に百万エルステッド (Oe) 以上の磁場を得るものと、相当長時間にわたり十万エルステッド (Oe) 程度の磁場を発生させるものが現在世界に数基ある。これら装置は特に Zeeman 効果, Hall 効果, Galvanomagnetic 効果, 量子効果, Faraday 効果などの半導体を中心とした物性の研究に使用されている。

題記の制御装置は日立製作所中央研究所において、低温と強磁場における物性研究に使用される10万Oeの強磁場を連続的に発生させるための電源装置であり、その使用目的上本電源は定電流にして脈動電流のきわめて少ない画期的な高精度を有する特殊電源設備である。

本文においては本電源設備の性能、構成、制御上の問題点、制御性、運転結果その他を記述する。

2. 制御上の主要項目

本装置の主要項目を記述する。

(1) 主交流入力電源

入力電源容量 6,000 kVA 3 ϕ 3,300 V 50 $\sim$
電源電圧変動 3,300 V $\pm 2.5\%/h$ ただし最大 $+10\%$ 範囲
内で用いる。

電源周波数変動 50 $\sim$ $+1\%$ (最大偏差)
 -2%

(2) 操 作 電 源 3 ϕ 50 $\sim$ 200 V

電源電圧変動 200 V $\pm 5\%/h$ ただし最大 $+10\%$ 範囲内
で用いる。

周 波 数 変 動 50 $\sim$ $+1\%$ (最大偏差)
 -2%

(3) 直 流 出 力 2,600 kW 直流 260 V 10,000 A

電圧調整範囲 260 $\sim$ 50 V (自動定電流制御)
50 $\sim$ 32 V (手動定電流制御)

定 電 流 精 度 目標値に対し $\pm 0.05\%$ 以下

脈 動 電 流 目標値に対し $\pm 0.05\%$ 以下

(4) 負 荷

コイル直流抵抗 0.02 Ω

コイルインダクタンス 0.3 mH

水 冷 式

(5) 負 荷 条 件

室 温 変 動 $\pm 2.5^\circ\text{C}/h$

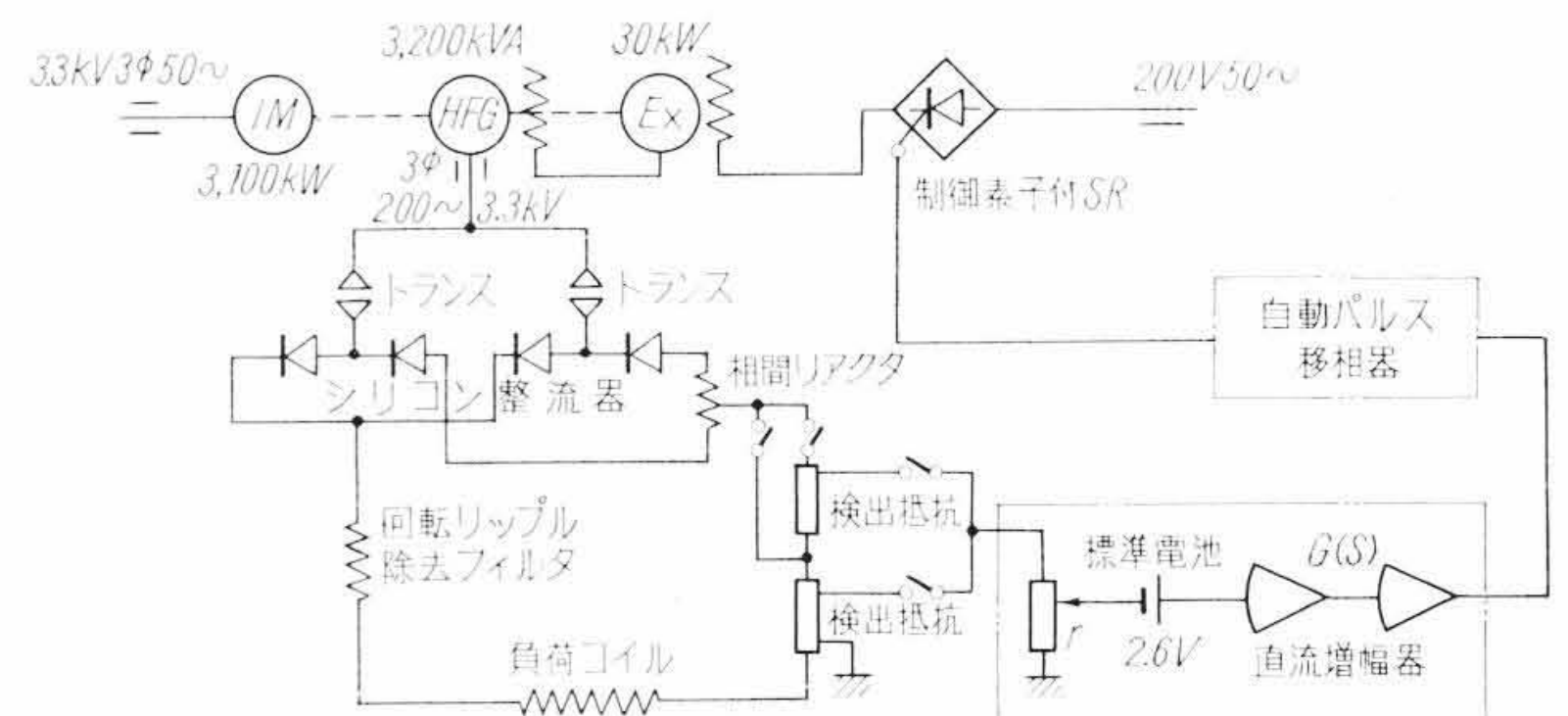
コイル検出抵抗器用冷却水温度変動 $\pm 0.5^\circ\text{C}/h$

負荷コイル温度変動 10°C 以下

3. 自動制御装置の構成

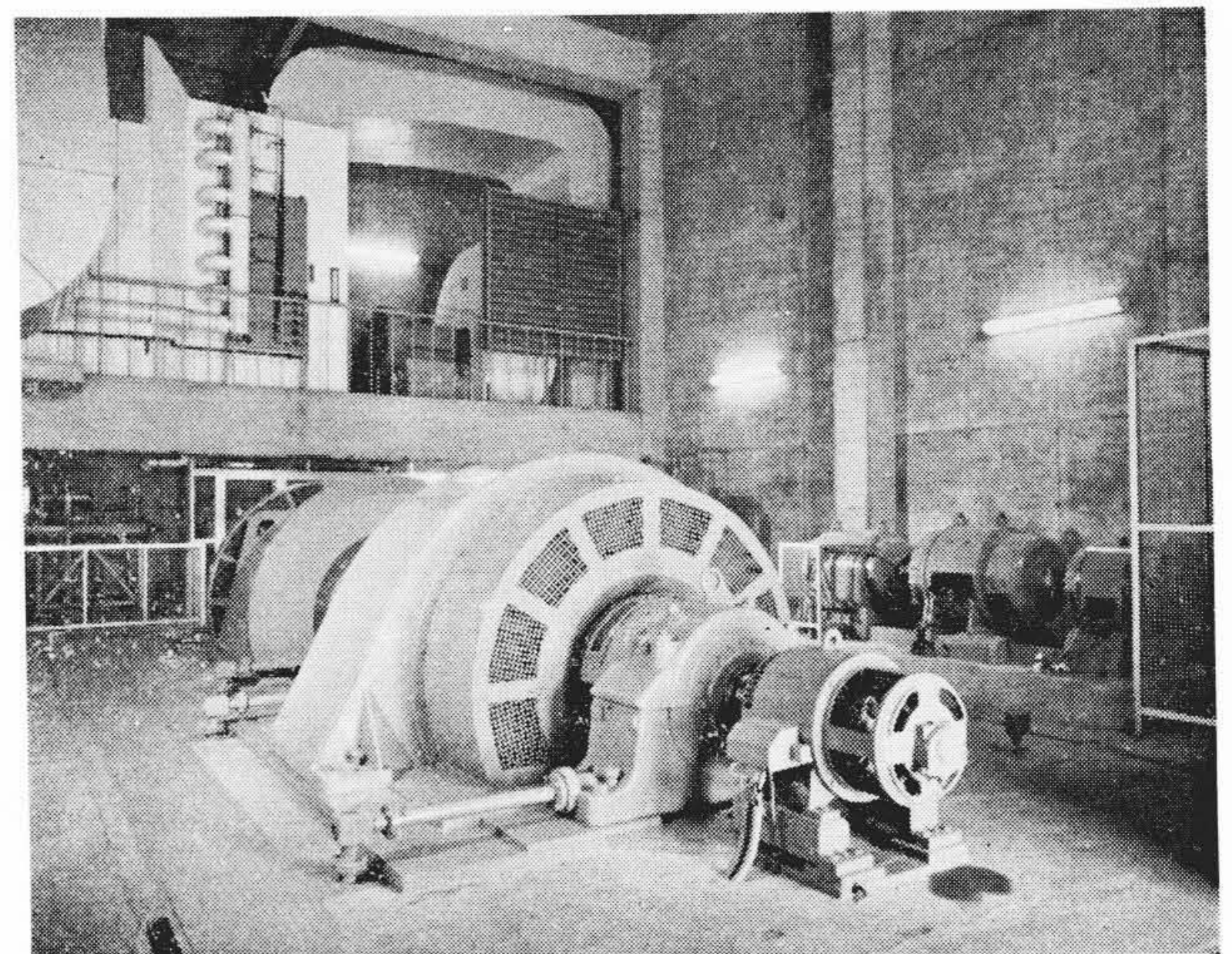
本装置全体の構成を第1図とその写真を第2～5図に示す。第1

* 日立製作所日立工場



第1図 全 体 説 明 図

強磁場発生装置用10kA定電流電源装置全体の構成を示す。なお二点鎖線内詳細ブロックは第2図に示す。



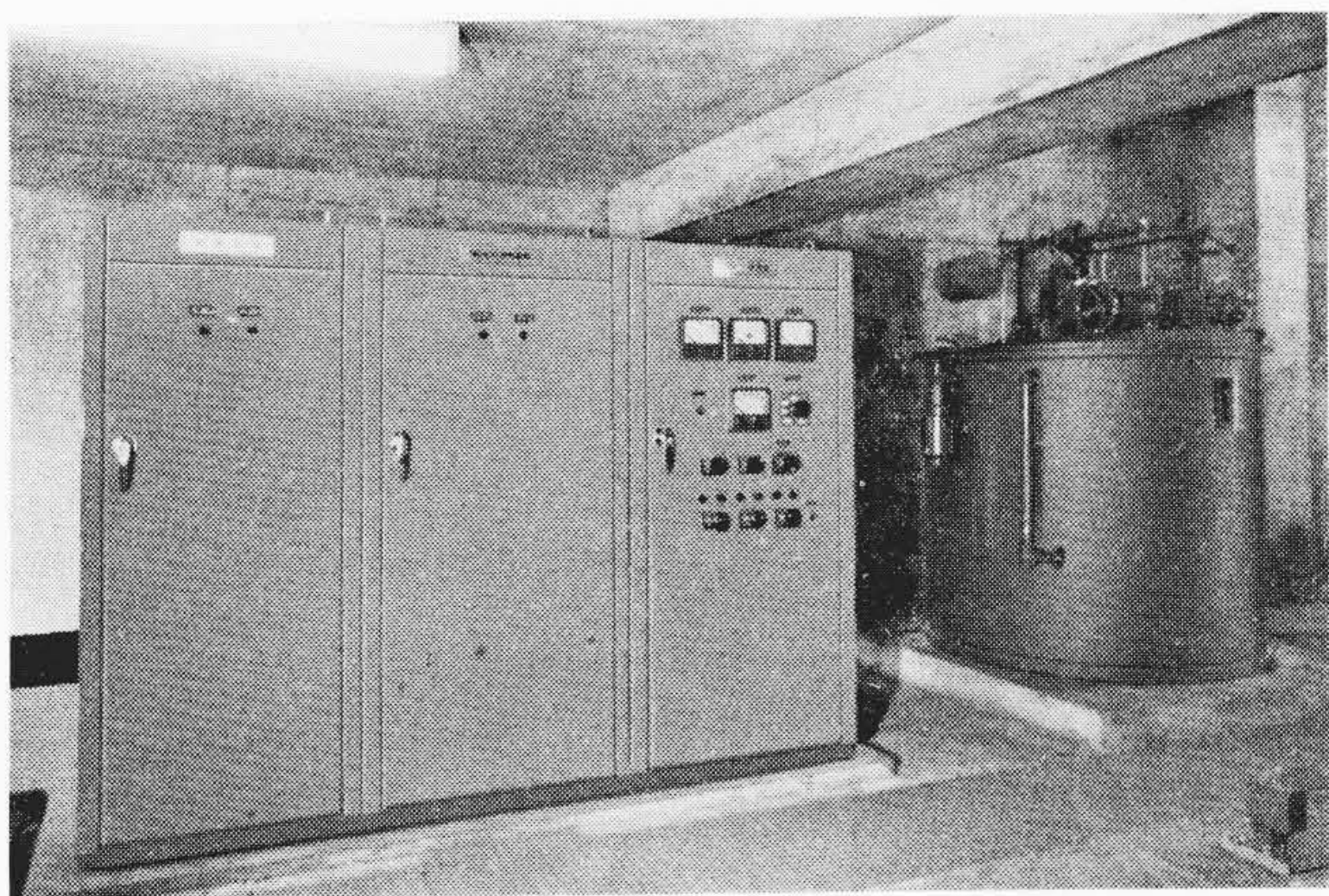
第2図 電 動 発 電 機 セ ッ ト

本装置の電源を構成する3,100kW誘導電動機と3,200kVA高周波発電機の外観

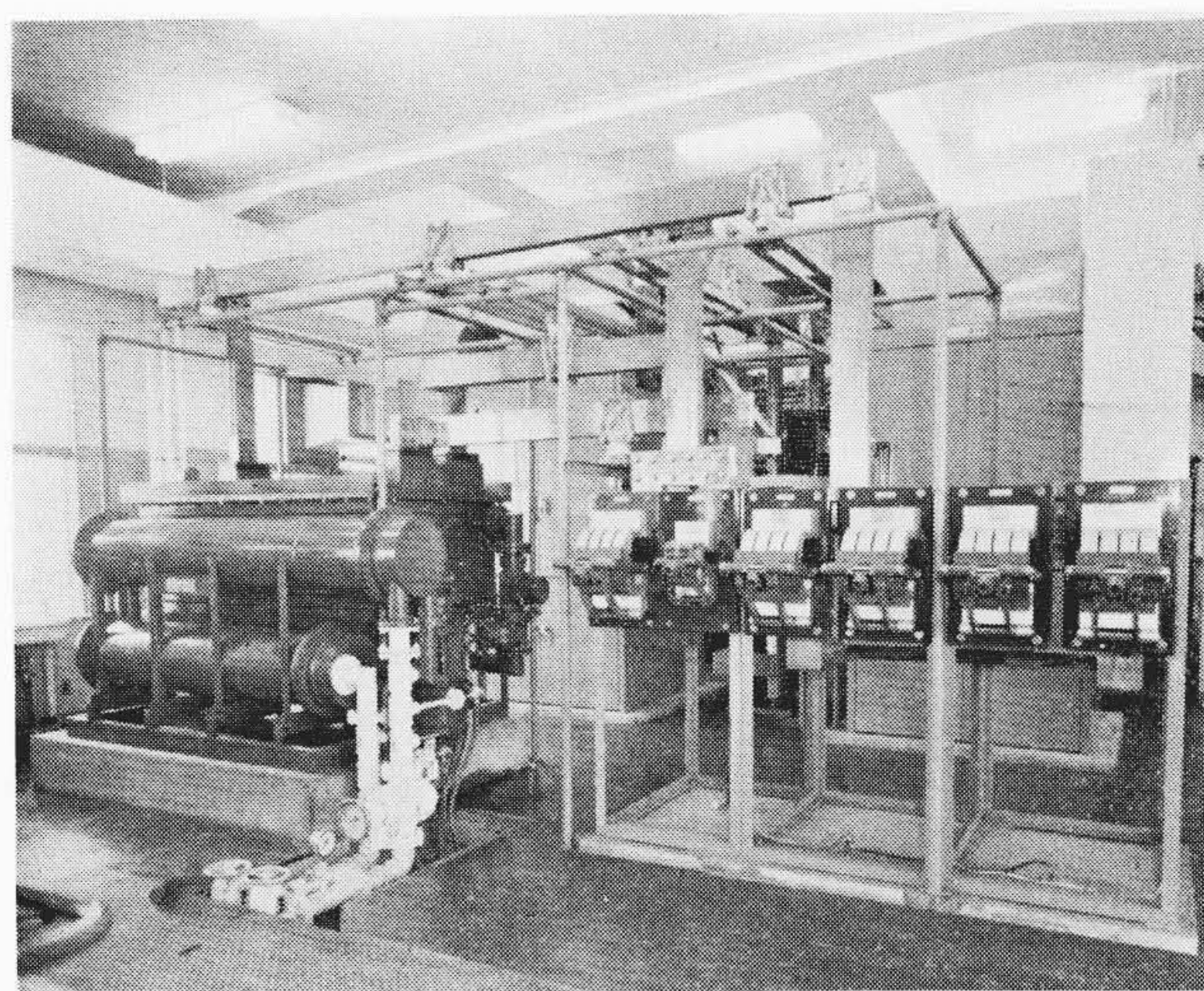
図に基づき自動制御の内容を説明する。

(1) 電 源

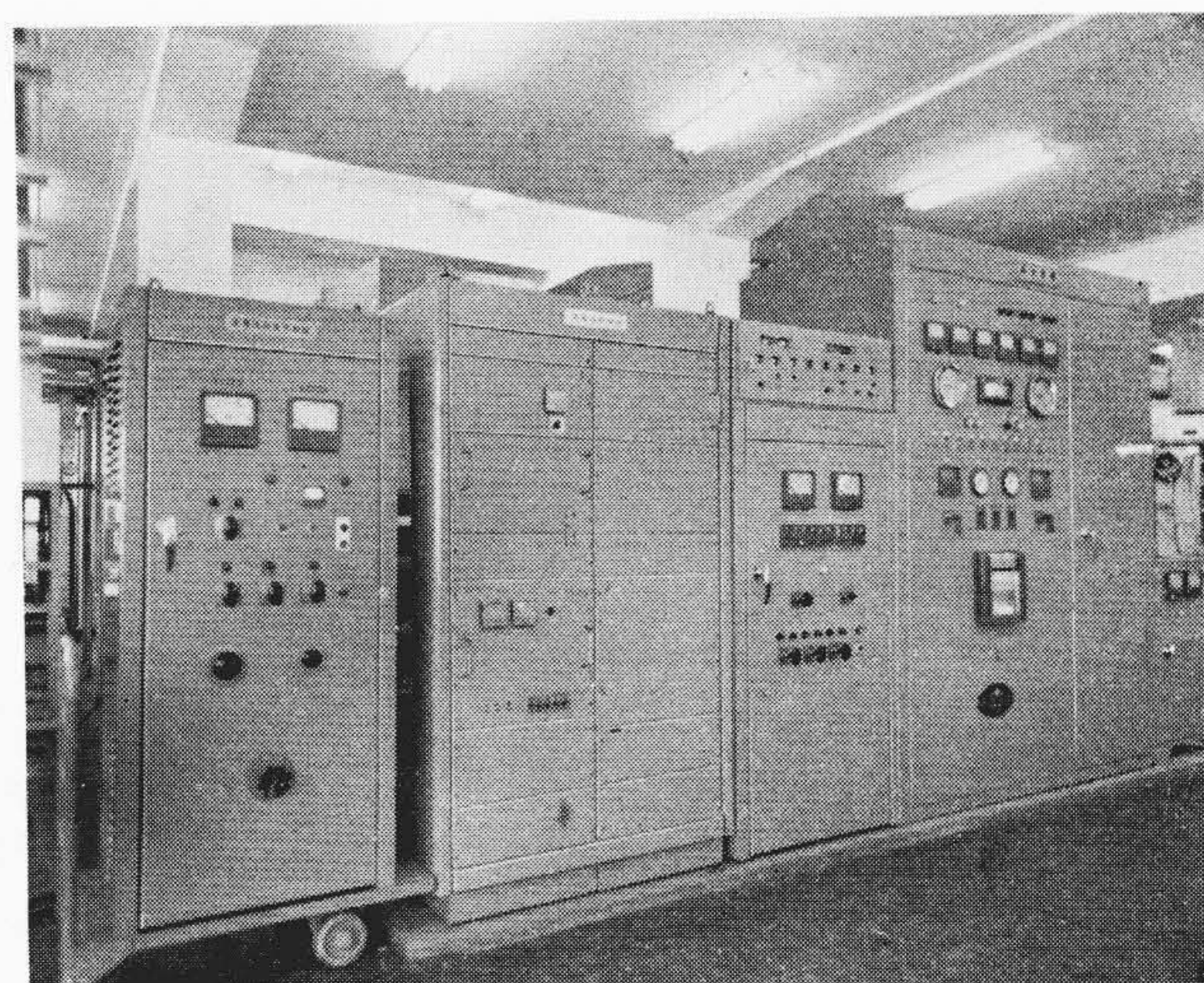
本装置は3,100kW誘導電動機と3,200kVA、200 $\sim$ 高周波発電機より成る電動発電セットを前記直流電流源としている。電動発電セットの誘導電動機は主交流入力6,000kVA、3,300V、3 ϕ 50 $\sim$ により電動式液体起動器をもって起動され定格速度にて回転し、それに機械的に高周波発電機と30kW励磁機が連結されている。高周波発電機はその界磁の強弱により電圧3,300 $\sim$ 400V、3 ϕ 、200 $\sim$ を発生しその出力はシリコン整流器トランスに与えられ、 Δ - Δ 結線のトランス Tr_1 、 Tr_2 により6相にされる。本トランス出力をシリコン整流器により全波整流し、相間リアクトルを通して直流260Vとし、本直流出力を負荷コイルに供給する。なお本直流出力には高周波発電機の回転リップルと、シリコ



第3図 電動発電機セット制御盤



第4図 直流出力電流検出抵抗器
強制油冷水式高安定性電流検出抵抗器の外観

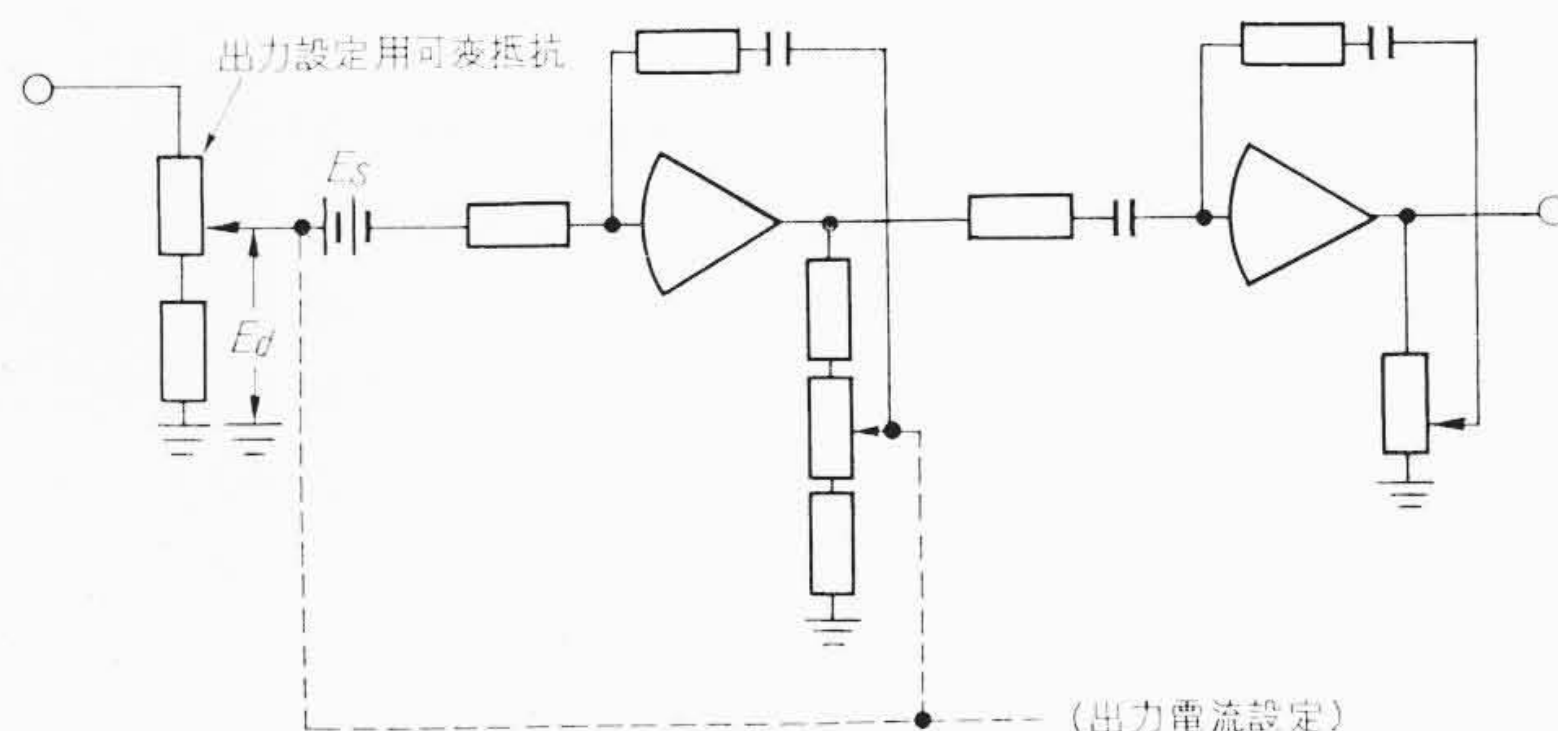


第5図 直流出力電流制御盤
本制御盤内に自動定電流制御装置が内蔵されている。

ン整流器の整流作用に伴うリップルが含まれるため出力回路にリップル除去フィルタが負荷コイル、検出抵抗とともに直列に接続されている。

(2) 制 御 系

任意に設定される直流電流出力に対し出力電流一定の自動制御を行なうための電流検出装置は $0.8\text{ m}\Omega$ の強制水冷油冷式の抵抗体2個より成り、出力電流 $10,000\sim 3,500\text{ A}$ の範囲は $0.8\text{ m}\Omega$ で、 $5,000\sim 1,750\text{ A}$ までは $1.6\text{ m}\Omega$ にて検出する。電流の設定方式は



第6図 直流増幅器詳細

本自動定電流制御系の制御性を決める直流増幅器演算方式と直流出力電流設定機構を示す。

第6図の左端に示すように、まず検出抵抗 $0.8\text{ m}\Omega$ (または $1.6\text{ m}\Omega$) で検出した電圧を出力設定用可変抵抗器にて分圧し、その分圧された電圧 Ed が基準水銀電池 2.6 V になるように設定される。したがって逆に出力設定用可変抵抗器を設定後、整流電源を投入すると出力電流は $Ed=2.6\text{ V}$ になるように流れる。直流増幅器中に積分動作が含まれているので、直流増幅器の入力電圧は、定常状態では設定電流に関係なく零となる。次に直流増幅器中の積分動作の保持電圧によりシリコン制御整流器のゲート制御回路である自動パルス移相器 A. P. P. S に入力を与えられ、A. P. P. S よりシリコン制御整流器のゲートにパルスが送られる。この際積分動作保持電圧が設定電流値により決定され、A. P. P. S より出るパルスのシリコン制御整流器電源に対する位相が定まり、その出力が制御され励磁機の界磁電流が調整される。なお励磁機は二つの励磁輪線を有し、一つはシリコン制御整流器より他は高周波発電機と励磁機の残留磁気を取り消すための励磁として使用される。かくて Ex 出力は設定電流に相当する出力を得よう高周波発電機を励磁する。以上により閉ループを形成し自動制御が行なわれる。

4. 制御系の特殊性と問題点

本電源装置は前項に示した構成により運転されるが、前述のように高精度、高安定度、大容量という点から制御上各種の問題を持っている。その問題点は大きく分類すると下記ようになる。

- (i) 直流出力設定部のドリフト
- (ii) 電源電圧、周波数変動による制御系への外乱
- (iii) 高周波発電機とシリコン整流器より出力に発生する脈動電流
- (iv) 冷却水の温度変化による負荷コイル定数すなわち直流出力負荷抵抗の変動
- (v) 大電流に対する保護と保守
- (vi) 各種騒音

これらすべてが解決されることが必要であり本項においてはこの問題点とその対策を記述する。

(1) 設定値に変動を生ぜしめる要因

本項は直流出力電流の設定を変動せしむるもので、制御系の利得により除去しえぬものである。したがって本要因は高精度を得る上に最も基礎となる問題であり、設計に当たっては十分な検討と対策が必要である。

(A) 検出抵抗器の抵抗値変動

検出抵抗器としての必要な要素は、

- (a) 通電電流による抵抗器熱損失で抵抗器温度が規定値より上昇してはならない。
- (b) 冷却の温度変動により抵抗値の変化が制御精度に影響を及ぼさないこと。
- (c) 出力電流を正確に検出するために、抵抗器がインダク

タンスを持たないこと。

(d) 熱起電力、接触抵抗などの影響を持たないこと。

などである。これらに対する対策として本検出抵抗器は冷却油量 1,300 l/min, 冷却水量 500 l/min による強制油冷水冷式とするとともに、抵抗器はリボン状マンガニン素子を主体とし、これを組み合わせることにより抵抗値温度係数を微少とし、かつ抵抗体のインダクタンスを無視しうる程度としている。

温度係数は

マンガニン温度係数 $+1.25 \sim -0.22 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$

本抵抗体温度係数 $1 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ 以下

であるため実用上最も問題の前記(b)項は、出力換算 $5 \times 10^{-6}/\text{h}$ と無視しうる程度としてある。また構造上に特殊な考慮がなされ前記インダクタンス、熱起電力、接触抵抗などの影響を除去してある。

(B) 基準電池起電力変動

基準電池も前述検出抵抗器と同様に高安定度を必要とし、

(a) 起電力温度係数が小であること。

(b) 周囲温度変動の影響を受けないようにすること。

(c) 通電時、特に起動、停止時に生じる充放電による起電力変動が要求精度に対し無視し得る程度とすること。

などが要求される。本装置にあっては水銀電池を使用しかつこれを周囲と熱遮へいすることにより出力換算にして本基準電池の変動の影響を $0.7 \times 10^{-5}/\text{h}$ 以下としてある。

(C) 直流増幅器ドリフト

直流増幅器は、

(a) 入力接算ドリフトが制御精度に比較し無視し得る程度に小とすること。

(b) ノイズ小なること。

(c) 系の制御性を満たすに必要な応答度を持つこと。すなわち周波数特性が十分なること。

などが要求される。本増幅器は自動ドリフト補償式演算用直流増幅器であり第6図のような入力、帰還インピーダンスによる演算により自動制御系全体の補償を行なう目的で使用してある。自動ドリフト補償は入力に平衡形入力回路を使用し、入力電圧を二つに区分し一方を直接直流増幅器中に他方を交流増幅器後同期整流を行ない直流増幅器に加え、入力換算ドリフト電圧を $20 \mu\text{V}/\text{h}$ 以下とする。

周波数特性は

利得最大 $\frac{140 \text{ dB (於 } f=0.01 \sim)}{90 \text{ dB (於 } f=2 \sim)}$

で後述する各種外乱に十分応答し得るものである。

以上(A)～(C)は各項に記述したように処置することにより総計の最大を $2.1 \times 10^{-5}/\text{h}$ 以下とし定電流精度 $\pm 0.05\%/h$ に対し約 20 倍の余裕を持つようにした。したがって制御系への外乱要因として無視することができる。

(2) 他のループ中にはいる外乱

本外乱はループの利得を大とすることにより、偏差を小さくする要素である。以下その検討を示す。

(A) 電源変動と周囲温度変動に伴う外乱

(a) 誘導電動機速度変動

前述のように電動発電セットを構成するため、誘導電動機速度変動は、高周波発電機出力に変動を生ぜしめる。その大きさは、電源周波数変動 $50 \sim \pm 1\%$ により直流出力電流を約 $\pm 2\%$ に変動させる。本外乱に対する制御は誘導電動機の周波数変動に対する時定数が約 10 秒であるため、自動定電流制御系により、直流出力電流の精度を保持する方針とし

た。

(b) 励磁機励磁用電流の変動

励磁機の励磁回路はシリコン制御整流器により制御されている。シリコン制御整流器は全波整流として使用されており、直流出力電圧 E_{dc} は交流電源電圧 $E_{\text{r.m.s}}$ に比例し、かつ点弧角 θ と関数関係にある。したがってシリコン制御整流器用電源変動はそのまま E_x 励磁電源の変動として作用するので、電源電圧 $\pm 5\%$ と周波数変動 $\pm 1\%$ の合成で出力換算 $\pm 6\%$ となり本外乱は電源変動外乱中最も大きなものである。したがってこの $\pm 6\%$ の外乱を $\pm 0.05\%$ におさえることが電源変動外乱に対する本制御装置に課せられた一つの問題といえる。本外乱に対する制御系の応答については後述する。電源変動のほかに周囲温度の変化による抵抗値の変化が発生し、そのために同一電圧に対しても励磁電流の変化が生じる。この変化は励磁機、高周波発電機各励磁回路を総合すると出力換算約 $2\%/h$ となる。

(c) 自動パルス移相器出力変動

自動パルス移相器は電源電圧変動に対しきわめて安定であるよう半波整流後一定値にクリップされた電源と直流入力電圧とにより蓄電器を充電し、その充電電圧が基準電圧と等しくなるとパルスを発生する方式のものである。なお温度変化に伴う出力変動は前記半波整流後のクリップが熱的時定数の小さいダイオードを使用するために発生するが、出力換算でほぼ $\pm 0.2\%$ と非常に小さく設計されている。

(B) 負荷コイル抵抗値変動

負荷コイルは通電時冷却水にて冷却されているが、周囲の温度変化と通電電流による発生熱により温度変化が生ずる。本温度変化による負荷コイル抵抗値変動は $10\%/h$ 近くに相当し、かつ出力そのものに発生する外乱であるので出力電流に偏差を生ぜしめる外乱として非常に大きい。しかし時間的にはほぼ $10\%/h$ と緩速の変化であるため、前に述べた励磁回路の変動ほど大きな効果を持たず後述するように制御系の積分特性により十分除去しうるものである。

(3) シリコン整流器整流リップル

本リップルは次項の回転リップルと同じく自動制御系により改善することがきわめて困難なものであり、直流回路中の直流リアクトルにより小さくしている。

整流リップルに対して考慮すべき問題が二つある。

(A) 整流重なり角を算出し、その直流出力リップル電圧と電流の波形解析。

(B) 整流保護装置の共振周波数の検討。

(A)は整流器 1 次側回路のインダクタンスにより整流重なり角を算出し、6 相全波整流後の $2.4 \text{ k}\sim$ のリップルの波形を解析し、最終的直流出力電流の含有リップルを $\pm 0.05\%$ 以下にするよう出力回路の負荷コイルに直列接続する直流リアクトルを定めることである。

(B)は整流器保護装置が抵抗とコンデンサにて構成されるため、整流器部分を通る直流出力中各種周波数のリップルが共振しないよう考慮すべきである。直流出力中のリップル周波数には、

(a) $\text{Tr}_1, \text{Tr}_2, \text{HFG}$ 相間不均一による $200 \sim$

(b) 6 相全波整流後の $2.4 \text{ k}\sim$

(c) HFG 回転リップル $25 \sim$

などがあり、かつこれらの高調波も含んでいる。

(4) 高周波発電機回転リップルの問題

高周波発電機の一回転当たりの機械的電氣的アンバランスにより、 $25 \sim$ のリップルを発生する。本リップルは HFG $200 \sim$ 波高

値を25〜にて変調するよう発生するのが一般的であるため、第1図 Tr_1 , Tr_2 , SR などに高周波化されることなく出力側に発生する。したがって前記整流リップルと比較してその周波数が1/1,000以下であるから本回転リップルはきわめて微少なものでなくてはならない。高周波発電機の設計に当たっては本回転リップルの最大目標値を200〜出力値に対し0.5%以下にするよう努めるとともに第1図リアクトルにより吸収する方針とし、前記整流リップルとあわせ、直流リアクトルを0.6 mH としその目的を達した。

(5) 保守と保護対策

かかる大容量な装置にあっては装置全体に対し安全性が常に保たれることが絶対的に必要である。そのため限時動作電流継電器、瞬時動作電流継電器、温度継電器、冷却水と冷却油に対する圧力継電器と流量継電器、冷却風に対する風量継電器などが設けられるとともに、高信頼度をもつ断路器が使用され災害に対する保護がなされるとともに起動運転に対して十分なインターロックとリミッタ保護が取られている。

(6) その他

- (a) Ex, HFG 整流子面の被膜抵抗変動などに起因する各出力値変動
- (b) IMのスラスト現象による励磁機、高周波発電機出力変動
- (c) Ex, HFG などのヒステリシスによる瞬時制御系の利得の変動

などの微少な外乱要因も考えられる。

5. 自動制御回路の理論的解析

本理論的解析の方針は、前述各種外乱に対し、定電流精度 $\pm 0.05\%/h$ 以下を得ることで、その手段としてボード線図、ニコルス線図およびアナログ計算機を使用し解析している。まず全制御系の制御性を決定する直流増幅器に比例制御性のみを持たせそれにより得られる制御性を検討したのち、比例-積分-微分(以後PIDと記す)特性を持たせた場合を検討し、PID制御の必要性を述べ、次にPID制御時においてシリコン制御整流器に外乱が印加されても定電流精度が保持されることを検討するとともに、アナログ計算機によりPID常数の確認を行なっている。

(1) 直流増幅器の伝達関数 $G(S)$ が比例制御性のみであるとき

全ブロック図を第7図に示す。第7図において $G(S)$ とは直流増幅器の伝達関数を示す。このブロック図にはフィードバック伝達関数中に時間要素が含まれていないのでこれをユニティフィードバック系に変形し、ボード線図第8図ニコルス線図第9図を作成している。第8,9図は常に比例利得を持っている。

$$G(S) = 4 \times \frac{I}{10} \dots\dots\dots (1)$$

ただし I : 出力電流 (kA)

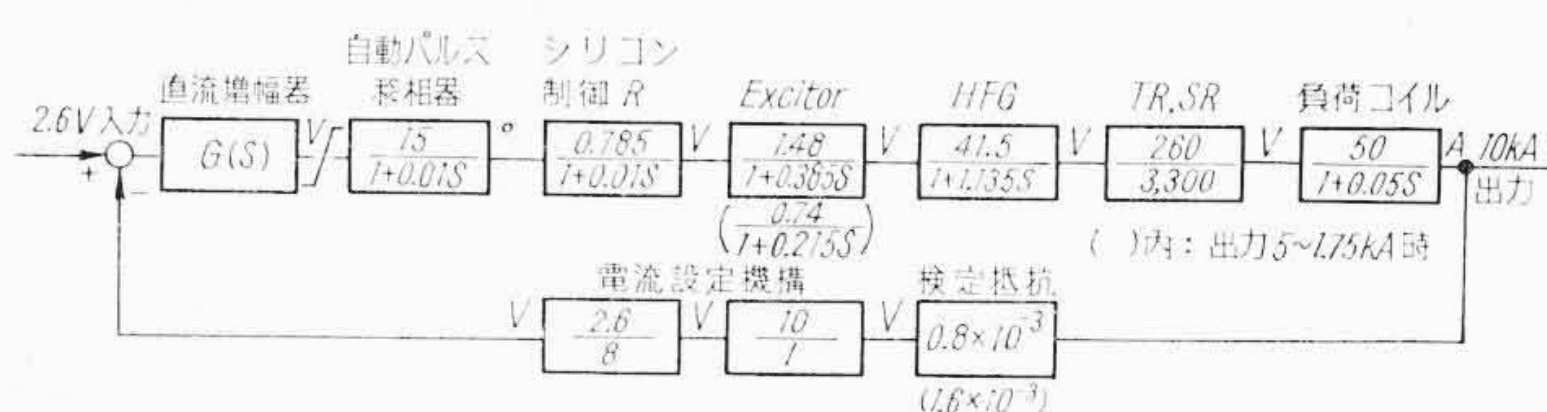
の場合とPID制御を行なった場合とを作図している。

(注) $G(S)$ に出力電流の要素がはいるのは第6図より出力直流電流設定値により出力電流検出の利得が変化するため、それを補償する目的で第1段目の直流増幅器利得を出力電流設定抵抗と連動の抵抗により変化されているためである。

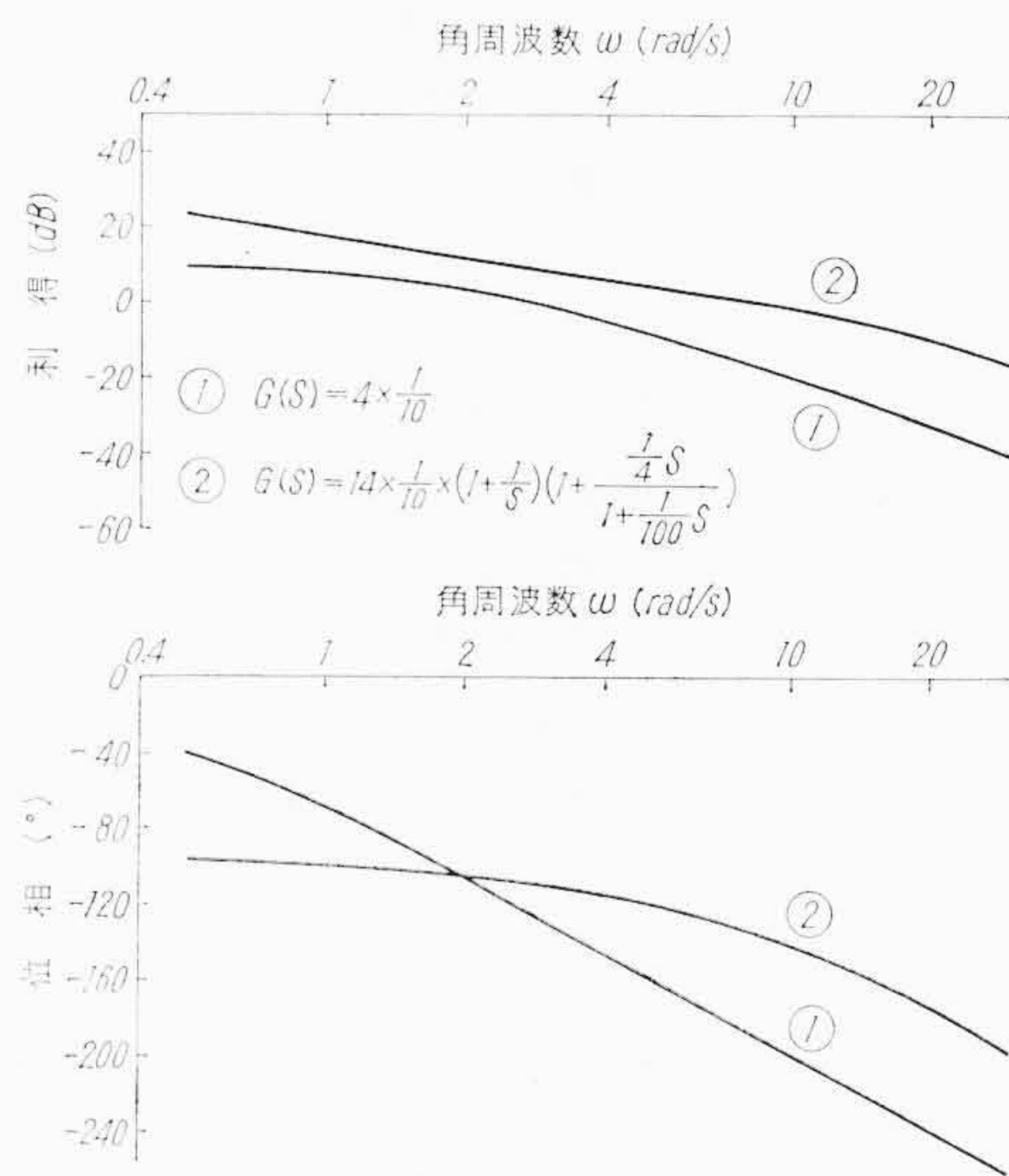
まず $G(S)$ に比例利得のみを与えた場合、系の安定性に基づき定められる利得限界として $G(S)$ を $4 \times I/10$ とした場合を調べると、制御性を表わす諸常数は第1表の比例制御の項に示すようになる。

ただし η , ζ は算出される数値で次式によっている。

$$\eta = \lim_{S \rightarrow 0} S \times \left\{ 1 - \frac{G_0(S) \cdot H_0(S)}{1 + G_0(S) H_0(S)} \right\} \times \frac{1}{S} = 0.232 \dots (2)$$

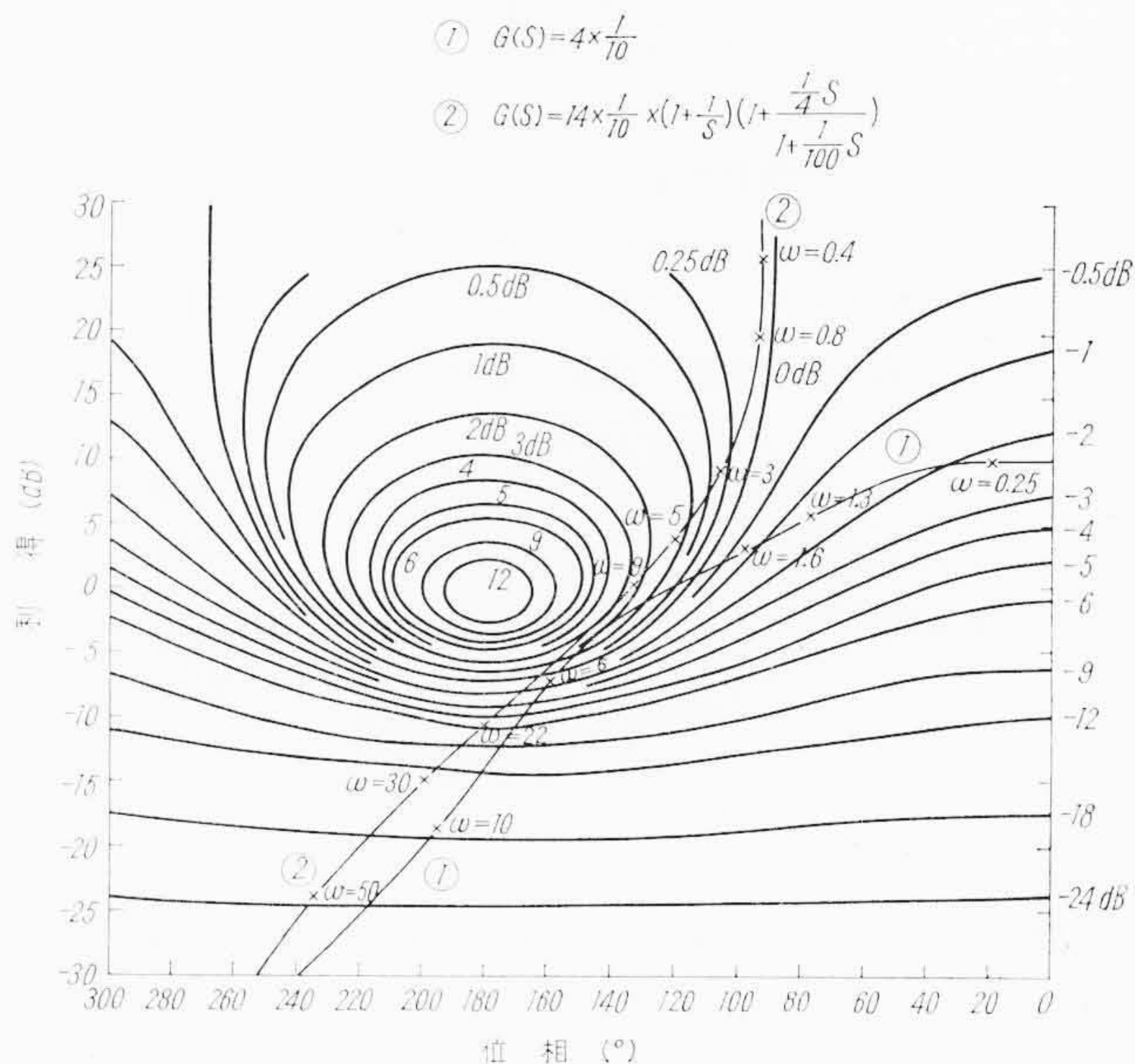


第7図 自動制御系ブロック図



第8図 ボード線図

①は直流増幅器に比例利得のみを持たせた場合で②は、比例-積分-微分の制御を持たせた場合である。



第9図 ニコルス線図

①は直流増幅器に比例利得のみを持たせた場合で、②は比例-積分-微分制御を持たせた場合を示す。

ただしここに $G_0(S)$, $H_0(S)$ は第7図における前向きおよびフィードバックの各伝達関数を示す。

第9図①より $G_0(S)$, $H_0(S)$ の利得0dBにおける傾斜は26dB/decで位相余有 $\eta = 51^\circ$ であるから

$$\zeta \doteq 0.65 \dots\dots\dots (3)$$

また応答時間を理想フィルタに換算して算出してみると出力がその最終値の1/2に達するまでの時間 t_H は階段状に入力があるとき

$$t_H \doteq \frac{\eta_0}{\omega_0} = 6.53 \text{ (s)} \dots\dots\dots (4)$$

最初の出力の最高値までの時間 t_1 は

$$t_1 \div t_H + \frac{\pi}{\omega_0} \div 1.1 \text{ (s)} \dots\dots\dots (5)$$

となる。

これら表から前述せる各種外乱に対し時間的応答を考えると、応答時間、減衰特性は十分である。しかし偏差を示す η が 0.232 と制御精度目標値に比較して悪く、それら外乱による残留偏差を除去し得ない。したがってこの点の根本的改良が必要である。その方法として一般に比例利得を上昇すれば、高精度化し得ることは当然であるが、この場合第7,8図の①および第1表からも判定し得るように単にその比例利得を上げることは安定の点から許されず、角周波数に対する位相と利得の関係を詳細に検討し改良すること、すなわちPID制御の必要性がわかる。

(2) 直流増幅器の伝達関数 $G(S)$ にPIDの特性を持たせるときPIDの各利得は互いに関連性を持っている。したがって外乱の性質と第8,9図①の特性の両者を十分吟味したうえで、前記各利得の値を定めることが必要である。詳細は省略するが検討の結果直流増幅器の雑音指数と交流利得も考慮に入れ

$$4 \text{ rad/s} < \omega < 100 \text{ rad/s}$$

に対して微分特性をもって位相を進め、かつ

$$\omega < 1 \text{ rad/s}$$

に対して積分特性を持たせ、比例利得として $14 \times I/10 \text{ V/V}$ を持たせることにより最良の制御性が得られることがわかった。これらにより $G(S)$ として(6)式が得られる。

$$G(S) = 14 \times \frac{I}{10} \times \left(1 + \frac{1}{S}\right) \left(1 + \frac{\frac{1}{4}S}{1 + \frac{1}{100}S}\right) \dots\dots (6)$$

(6)式に示す伝達関数に基づき組んだ直流増幅器の演算方式が第6図に示されたものであり、系全体のボード線図、ニコルス線図がそれぞれ第8,9図の②である。またこの補償後の制御性を表わす諸常数が第1表の比例-積分-微分制御の項に示されたものである。

なおここに η, ζ, t_H, t_2 は $G(S)$ を第(1)項に示した場合と同様に算出される数値である。

η は第6図のコンデンサの絶縁抵抗を考慮し算出すると

$$\eta = \lim_{S \rightarrow 0} S \times \left\{ 1 - \frac{G_0(S) \cdot H_0(S)}{1 + G_0(S) \cdot H_0(S)} \right\} \times \frac{1}{S} \div \frac{2}{100} \dots\dots\dots (7)$$

となる。

第9図②より $C_0(S) \cdot H_0(S)$ の利得 0dB における傾斜が 24dB/dec となることと η とから

$$\zeta = 0.51 \dots\dots\dots (8)$$

また

$$t_H \div \frac{\eta_0}{\omega_0} = 0.165 \text{ s} \dots\dots\dots (9)$$

$$t_0 \div t_H + \frac{\pi}{\omega_0} = 0.34 \text{ s} \dots\dots\dots (10)$$

第1表 制御性能表

			比例-制御	比例-積分-微分制御
利 得 定 数	M_p (dB)		2.5	3.0
利 得 定 数 角 周 波 数	ω_p (rad/s)		3.8	10
位 相 余 有	η (°)		51	44
利 得 余 有	α (dB)		13	11
理 想 フ ィ ル タ 角 周 波 数	ω_0 (rad/s)		5.4	18
理 想 フ ィ ル タ 位 相 角	η_0 (°)		165	170
減 衰 係 数	ζ		0.65	0.51
偏 差	η		0.232	2×10^{-6}

となる。

以上のように応答度、制御精度とも非常に良好なる制御性が得られるので本装置に(6)式に示すPID制御を採用することにした。

(3) 本補償後の回路中に外乱のはいった場合

特に大なる外乱要素であるシリコン制御整流器部につき解析の一例を示すことにする。解析の都合上本装置ブロック図を変換すると次のようになる。



ただし $N(S)$ はシリコン制御整流器の外乱としての電源変動を示し(11)式で示される。

$$N(S) = \frac{10}{S} \times \frac{0.785}{1 + 0.01S} \times 0.39 \dots\dots\dots (11)$$

ブロック図において閉ループ系は(2)にて解析してあるゆえ、本結果を利用しA点よりの前向入力は次のようになる。

$$N_0(S) \div \frac{1}{2t_H S} \times \frac{0.785}{1 + 0.01S} \times \frac{2.6 \times 5}{10^2 S}$$

(ただし $t = 0 \sim t_1$ s)

したがって $t \leq t_1$ にて、出力伝達関数は(12)式となり

$$X(S) = N_0(S) \times \frac{1}{H_0(S)} \times \frac{1}{G(S)} \times \frac{1 + 0.01S}{15} \times \frac{1 + 0.01S}{0.785} \dots\dots\dots (12)$$

さらに(12)式を t 関数で表示すると(13)式となる。

$$x(t) \div 1.3 \times 10^{-4} (1 - e^{-t}) \times \frac{1}{t_H} \times 10^4 \text{ A} \dots\dots\dots (13)$$

ゆえに $0 \leq t \leq t_1$ にて $x(t)$ の最大値は $t = t_1$ のときで、 $x(t)_{\max}$ は(14)式となる。

$$x(t)_{\max} = x(t_1) = 1.3 \times 10^{-4} (1 - e^{-t_1}) \times \frac{1}{t_H} \times 10^4 \text{ A} \dots\dots\dots (14)$$

(15)式に $t_H = 0.165 \text{ s}$, $t_1 = 0.34 \text{ s}$ を代入すると

$$x(t) / \max \div 2.3 \text{ (A)} \dots\dots\dots (15)$$

以上よりシリコン制御整流器に前述の電源変動が階段状に生じたとしても、出力電流の変動は約 2.3A であることがわかる。この値は直流出力電流 10kA に対し $\pm 0.023\%$ であり、直流増幅器の伝達関数 $G(S)$ を(6)式に示すように定めることにより、制御精度 $\pm 0.05\%$ が満たし得ることがわかる。

(4) アナコン解析結果

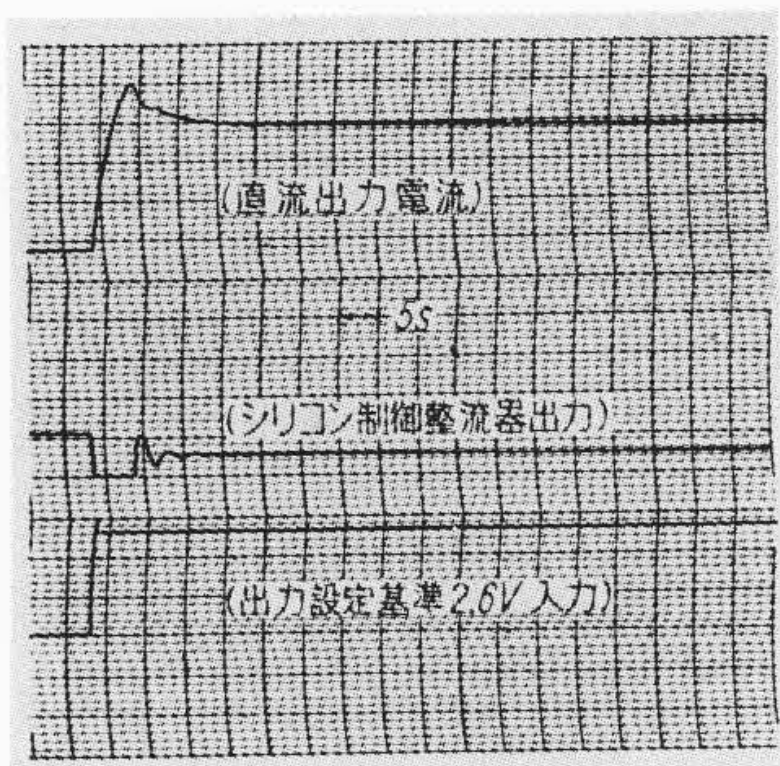
以上(1)~(3)にて検討した結果をもとに最終的に直流増幅器演算常数を確認するもので、動特性解析結果の一例を第10,11図に示す。第10図から

起 動 時 の 応 答 時 間 $t_H \div 2 \text{ 秒}$, $t_1 \div 5 \text{ 秒}$
起 動 時 の オ ー バ ー シ ュ ー ト 130%
起 動 後 新 要 精 度 に 達 す る 時 間 約 10 秒

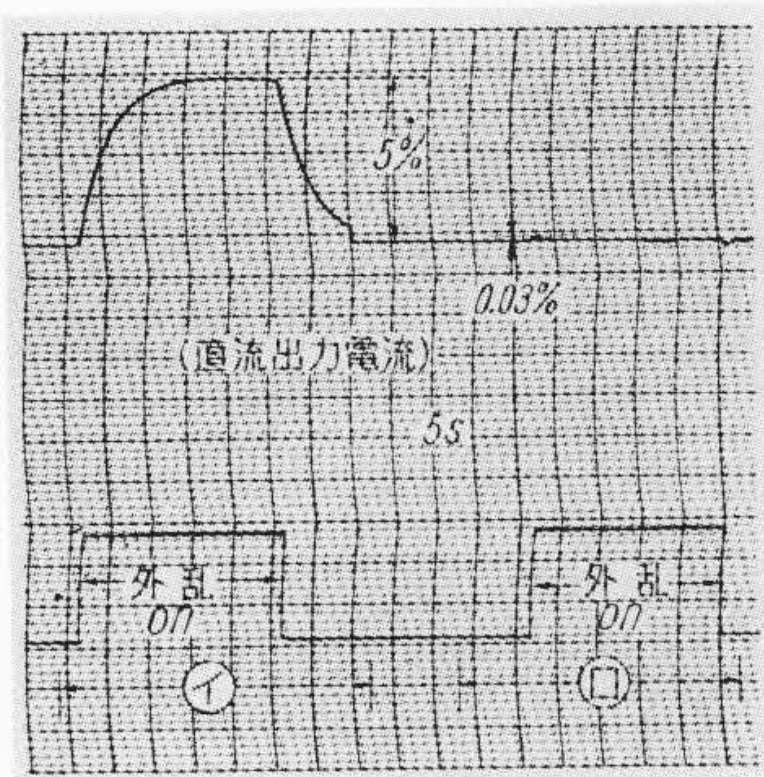
第11図から

外乱 (200V $\pm 5\%$) の定格出力に対する最大変動——約 0.03%
外乱投入後出力最大変動の生じる時間——問題なし
外乱後残留偏差分に到着する時間——約 1 秒

これらの結果から安定性は起動時、外乱時とも保持されている。自動パルス移相器入力にシリコン制御整流器保護用リミッタを設けたため、起動時の特性は(1)~(3)の結果と一致しないが、起動の際本装置に要求される点は安定度であるため $G(S)$ にPIDを持たせることで解決でき、この点は問題ない。外乱に対してはリミッタの動作に及ばず制御が直線域で行なわれるため各解

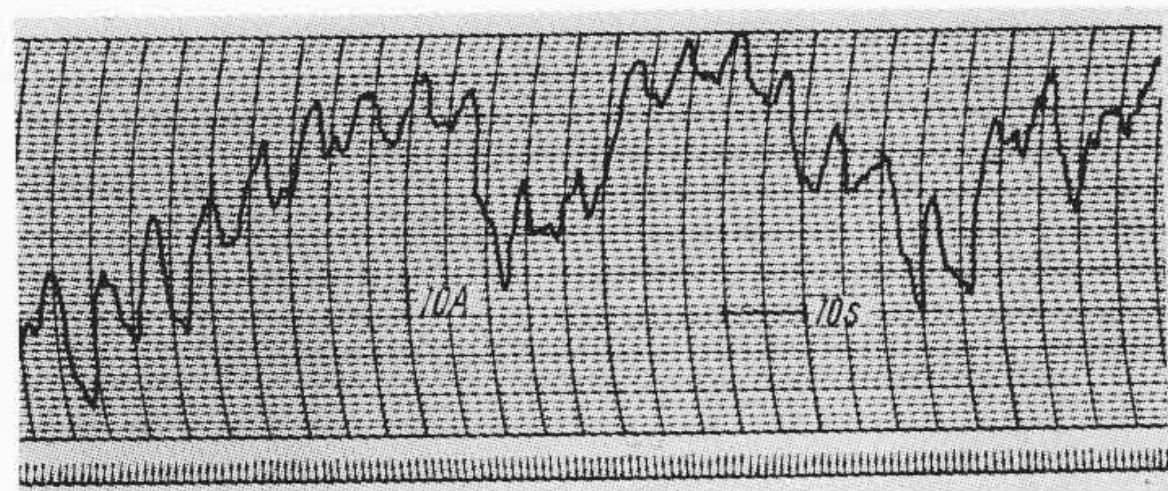


第10図 アナログコンピュータによる起動特性



第11図 アナログ計算機による外乱特性

シリコン制御整流器電源変動を外乱として、出力の変動を解析したもの。



第12図 手動運転結果

自動定電流制御のない場合の出力10kAにおける直流出力電流の変動分測定結果である。

析結果は前述のようにほとんど一致している。すなわち応答時間に関しては最大偏差が0.3~0.4秒で発生し、約1秒程度で残留偏差域に回復しその最大偏差は約0.03%となり(1)~(3)の検討結果とほぼ一致しており、十分に要求精度を満たしている。なお図の(イ)は自動パルス形相器とシリコン制御整流器間でループを切断し、シリコン制御整流器に外乱を入れた際の直流出力の変動値を示し、(ロ)は閉ループとしてシリコン制御整流器に外乱を入れた場合の直流出力側に現われる偏差を示している。

6. 運 転 結 果

第12, 13, 14図は運転結果を示す。

第12図は手動運転で、自動定電流制御がない場合の直流出力電流変動分を、第13図は自動定電流制御を行なった場合の直流出力電流変動分を、第14図は整流器特性を示している。

本結果からも知られるように、設定直流出力電流に対して、

定電流精度 $\pm 0.02\%/h$ 以下

また詳細に直流出力電流中の脈動電流を測定した結果

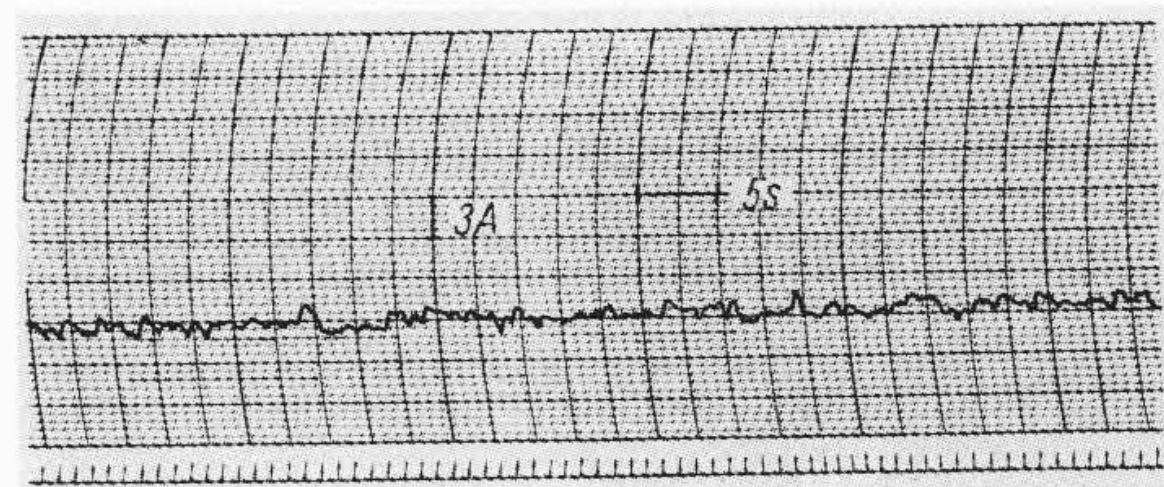
脈動電流値 $\pm 0.05\%/h$ 以下

と目標を上回る好結果を得ている。

次に各結果を簡単に説明する。

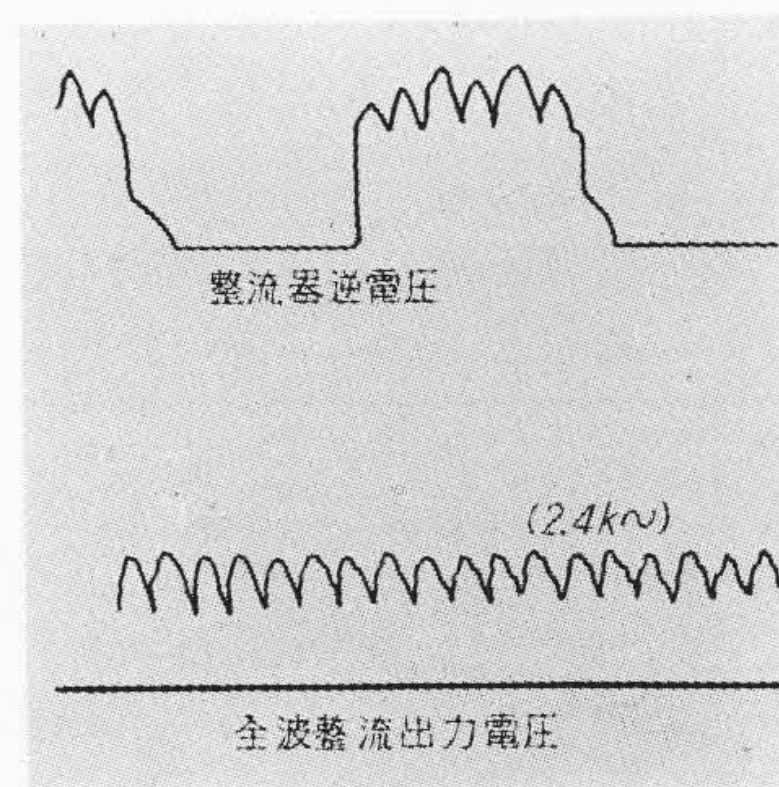
(1) 第13図自動運転結果から判定しうるように、直流出力電流設定部のドリフトは計画どおり微々たるものである。本装置の方式であれば、設定部としてさらに高精度の制御系も製作可能である。

(2) 制御用電源の変動の効果は外乱として大きな影響を持っており、本変動の効果は手動運転の結果からもわかる。第12図によると出力変動は0.3~0.5%以下の振動と数十秒の周期による不規則なドリフトにより構成されている。これらの変動に対し定電流制御系の比例・積分・微分制御が有効に動作することにより第13図より知れるように、前記0.3~0.5%以下の振動が波高値で約1/10程度に、また数10秒の不規則なドリフトは無視しうる程度に制御されている。しかし自動定電流制御の精度が0.3~0.5%の制御電源変動により決まっており、この変動に対し制御



第13図 自動定電流制御結果

自動定電流制御にて直流出力電流10kAにおける出力電流の変動分測定結果である。



第14図 整流特性測定結果

直流出力電流10kAにおける6相全波整流の測定結果である。

ができれば、さらに高精度の定電流となりうることもわかる。この点は検討すべき点であるが、その改良は割りに容易である。

(3) 冷却系統と周囲温度の変動は実際に存在するが、本制御装置においては完全にこの種の外乱を補償している。

(4) 整流特性、第14図は10kA出力時でこのとき200~6相全波で整流の重なり角は約29度であり、これによる2.4k~整流リップル波高値は整流平均出力電圧の50%程度となっている。このリップルによる脈動電流は負荷コイルに直列に接続された直流リアクトルにて平滑され、所期の値に収まっている。脈動電流は電流の大きさにより重なり角と、さらにリアクトルのインダクタンスが変動するため、出力電流にて異なるが前述のように、精密測定結果平均直流出力電流に対し約 $\pm 0.03 \sim 0.05\%$ 以下となっている。

なお脈動電流は周波数分析の結果2.4k~が大部分で25~回転リップルは微々たる値であることがわかり、そのため2.4k~高周波分の平滑のみで脈動電流をさらに小さくすることができる。

7. 結 言

本装置のような、強磁場を発生させる電源装置の方式としては、直流発電機の直並列運転方式、水銀整流器方式、シリコン整流器方式、蓄電池方式など各種の方式が利用されている。本装置にあっては世界で初めて、高周波発電機とシリコン整流器の組合せ方式を採用して成功を収めることができ、かつ各国で実用化されている強磁場用電源中、その定電流精度、脈動電流の点で最高の性能を発揮して現在物性研究に使用されている。

本制御装置は大容量で高精度の制御装置として十分に検討、解析がなされたものであるが、制御用電源の0.1~1%に対する安定化と直流出力側の平滑回路を追加することにより、さらに高性能化しうることが判明している。なおかかる精密制御は各種大容量電源制御に応用しうるものであり、本装置の実績は非常に意義あるものと確信する。

本制御装置の製作にあたり、有益なご助言を賜わった日立製作所中央研究所光石知国氏に深く感謝し、終始ご指導賜わった日立製作所日立工場平川部長、西課長はじめ関係各位に厚くお礼申し上げます。