

強磁場発生装置用水銀整流器の精密定電流制御

Precision Constant Current Control of Mercury Arc Rectifier for Strong Magnetic Field Generator

小野田 芳光* 伊 沢 省 二** 毛 利 銓 一***
 Yoshimitsu Onoda Shoji Izawa Sen'ichi Mori

内 容 梗 概

強磁場内における物性の研究に使用される強磁場発生装置においては磁化線輪に 10^{-2} 秒程度より 2 時間程度にわたり一定値の大電流を通電することが必要である。

今回、日立製作所では水銀整流器を電源とする方式を開発し、東北大学に世界最大の装置を納入した。

ここでは、この装置の定電流制御の理論、東北大学納装置の計画ならびに試験結果などについて述べ計画どおり所要性能を十分上回るものが得られたことを示した。

1. 緒 言

強磁場内における物性、特に原子核スピン斉列などの研究には強磁場発生装置が必要である。この装置としてこれまで最も大きかつたのは、以前、東北大学金属材料研究所と英国 Cambridge 大学に設置されていた最大 300,000 Oersted の磁場を $1/2$ Cycle の間発生することのできる Kapitza 型装置で、両者とも第二次大戦で戦災をうけ解体された⁽¹⁾⁽²⁾。

今回、日立製作所では最大 500,000 Oersted まで発生でき、かつ 500,000 Oersted で 1 秒間、150,000 Oersted で 2 時間連続使用のできる世界最大の装置を完成し、東北大学金属材料研究所に納入した。

Kapitza の設計した装置は電源に交流発電機を使用し、その誘起電圧波形を適当な形にひずませて磁化線輪に流れる電流が梯形波になるようにし、かつ、特殊な遮断器で投入遮断することによりその交流の半波のみを流すようにしたもので $1/2$ Cycle、すなわち 0.01 秒より長時間の磁場発生は不可能である。

水銀整流器を用いればその速応性と耐過負荷特性とから短時間に大電流を流すことも、また、長時間連続的に電流を流すことも可能となるので、今回納入した装置には水銀整流器が使用された。

この装置でもつとも重要な制御は定電流制御で、電源電圧 $\pm 2.5\%$ 、電源周波数 8% 、負荷抵抗 15% の外乱に対して残留偏差を $\pm 0.2\%$ 以内に急速におさえることが必要とされている。

このように、速応性と精度の両方が要求されるところでは、応答速度の速い比例制御系と、残留偏差を理論上 0 にすることができる積分制御系とを組合せて用いればよく、この制御装置でも磁気増幅器よりなる比例制御系

に、さらに高感度電子管平衡型検出器をもつた積分制御系を組合せて用いた。

そして、磁気増幅器よりなる比例制御系のみでも、この程度の精度を得ることを目標とし、そのためにはどのようにすべきかを理論的に検討した。

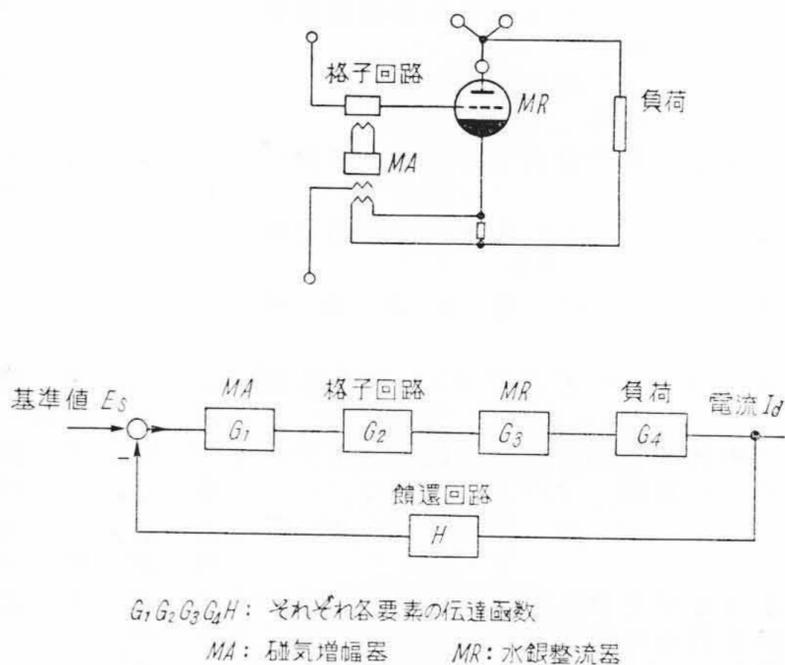
ここでは、その理論と東北大学納装置の試験結果について述べる。

2. 定電流制御装置の精度

第 1 図に定電流制御装置比例制御部の概略結線図とそのブロック線図を示す。

この制御系は出力電流を分流器で検出し、これを磁気増幅器の制御巻線に与え、基準巻線の基準起磁力と比較し、その差の起磁力を増幅して格子回路中の自動移相器の制御巻線に与え、水銀整流器の格子制御角を変化することによって出力電流を制御するようになっている。

この制御系の外乱の主なるものは負荷の抵抗変化のほか、磁気増幅器、格子回路および水銀整流器の電源の



第 1 図 定電流制御装置比例制御部およびそのブロック線図

* 日立製作所日立研究所
 ** 日立製作所国分工場
 *** 日立製作所日立工場

変動などである。

次に、これらの外乱が出力電流の精度に及ぼす影響を考える。

2.1 負荷抵抗値の変化の影響

強磁場発生装置では負荷に逆起電力がなく、また、負荷が誘導性であるから、この回路の抵抗値を R とし、インダクタンスを L とすれば、負荷回路の伝達函数 G_4 は

$$G_4 = \frac{A_4}{1 + T_4 p} \dots\dots\dots (1)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} A_4 &= 1/R \\ T_4 &= L/R \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

となる。

それゆえ、負荷抵抗値が通電中温度上昇によつて増加すると、この伝達函数の増幅率と時定数がともに減少する。

水銀整流器の出力電流 I_a は第1図より

$$I_a = \frac{G_1 G_2 G_3 G_4}{1 + G_1 G_2 G_3 G_4 H} E_s \dots\dots\dots (3)$$

ここに、

E_s : 基準値

であるから、 $G_1 G_2 G_3 H$ の増幅率をそれぞれ $A_1 A_2 A_3 A_h$ とし、負荷抵抗の値が R より $R + \Delta R$ に変化したとすれば、出力電流 I_a は、

$$\begin{aligned} I_{a0} &= \frac{A_1 A_2 A_3 / R}{1 + A_1 A_2 A_3 A_h / R} E_s \\ &= \frac{A_0}{1 + A_0} \left(\frac{E_s}{A_h} \right) \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

ここに、

$A_0 = A_1 A_2 A_3 A_h / R$ で負荷抵抗が R のときの総合増幅率より、

$$\begin{aligned} I_{a1} &= \frac{A_1 A_2 A_3 / (R + \Delta R)}{1 + A_1 A_2 A_3 A_h / (R + \Delta R)} \cdot E_s \\ &= \left(1 - \frac{z}{1 + A_0} \right) I_{a0} \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

ここに、

$z = \Delta R / R$ で抵抗の変化の割合へ変化し、
 $z I_{a0} / (1 + A_0)$

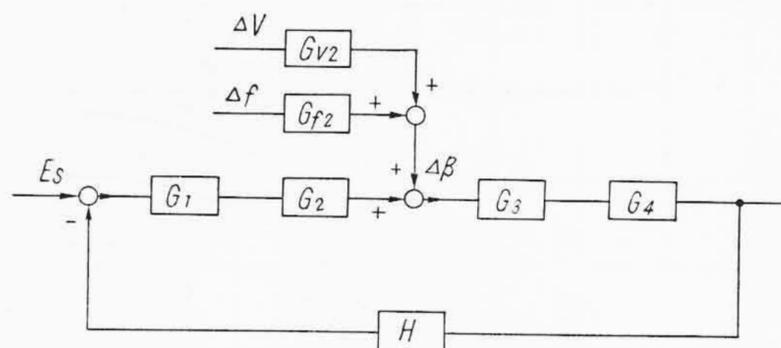
だけの残留偏差を生ずる。

さらに、負荷抵抗の変化は制御系の増幅率と時定数にまで影響を与えるので、ある抵抗値のとき制御系が安定でもほかの抵抗値のときに不安定になる可能性がある。

したがつて、この制御系の制動は抵抗変化の全範囲にわたつて安定であるようにしなければならない。

2.2 水銀整流器受電電圧変動の影響

水銀整流器の伝達函数 G_3 は次の式であらわされる。



$\Delta V, \Delta f$: それぞれ電圧および周波数の変化 (%)
 G_{v2}, G_{f2} : 伝達函数 $\Delta\beta$: 制御角の変化分

第2図 格子回路電源変動を考慮したブロック線図

$$G_3 = \{ (\pi/180) E_{r0} \cos \beta_0 \} \varepsilon^{-p/\tau q} \text{ (volt/deg)} \dots\dots\dots (6)$$

ここに、

- E_{r0} : 格子率1のときの等価無負荷電圧 (V)
- $\beta_0 = 90^\circ - \alpha$ (deg) で格子制御余角と定義する
- α : 格子制御おくれ角 (deg)
- f : 電源周波数 (c/s)
- q : 相数

ところで、受電電圧と E_{r0} の間に比例関係が成立するので、受電電圧が変化すると E_{r0} が変化し、したがつて水銀整流器の増幅率が変化する。この場合は前記の負荷抵抗の変化の場合とだいたい同様に取り扱うことができる。

2.3 格子回路電源変動の影響

格子回路の電源は水銀整流器の電源と同系統のものを使用するので水銀整流器の電源と同様の変動が格子回路の電源に入る。そして、この変動は格子制御角の変化となつてあらわれる。

それで、この部分のブロック線図は第2図のようになり、電源が変動して $\Delta\beta$ だけ制御角が変化したとき、出力電流の変動は次のようになる。

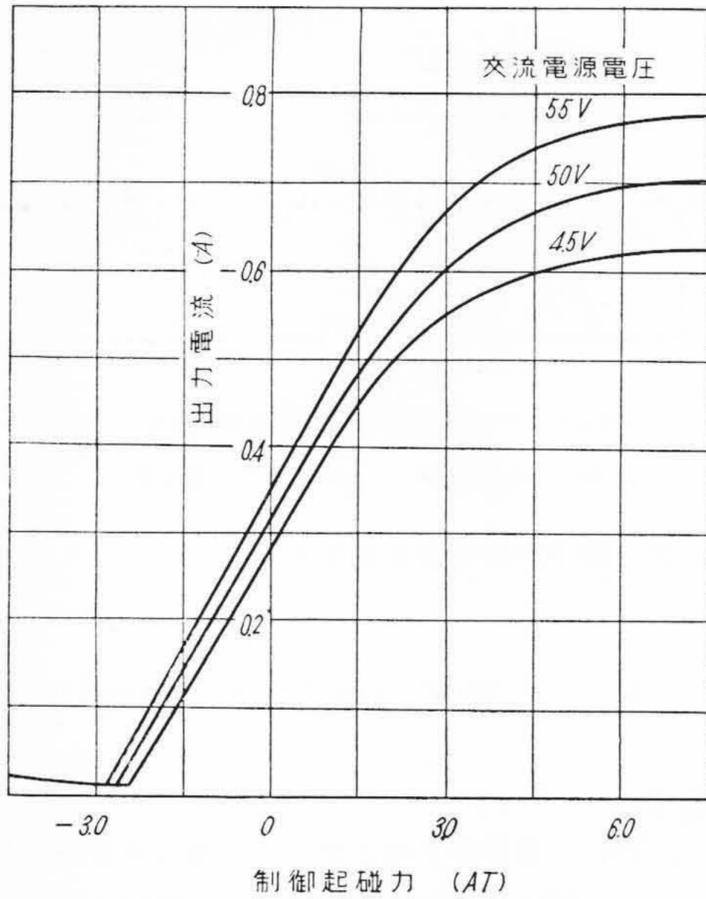
$$\Delta I_a = \frac{G_3 G_4}{1 + G_1 G_2 G_3 G_4 H} \Delta\beta \dots\dots\dots (7)$$

2.4 磁気増幅器の電源変動の影響

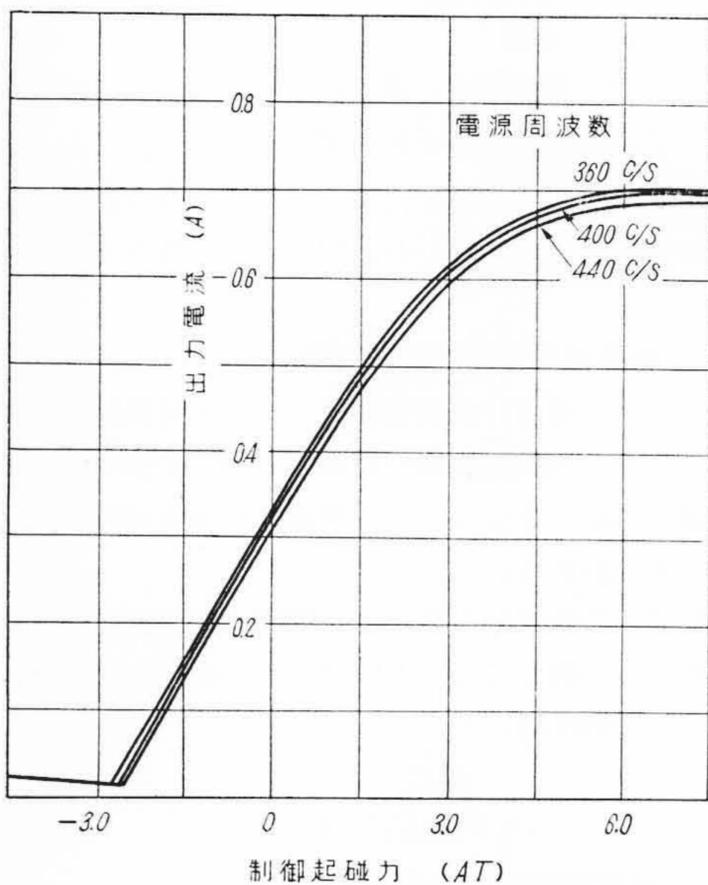
磁気増幅器はその電源の電圧および周波数が変化すると第3図および第4図に示すようにその出力が変化し、その時定数と増幅率も多少変化するが、その度合いが小さいので電源の変動の影響は磁気増幅器の出力回路に外乱が入つたものとして考えることができる。

これを考慮して、この部分のブロック線図を描けば第5図となる。

これより電源が変動して磁気増幅器の出力電圧が ΔE_M (volt) だけ変化したときの水銀整流器の出力電流の変化 ΔI_a は次のようになる。



第 3 図 磁気増幅器の電圧特性

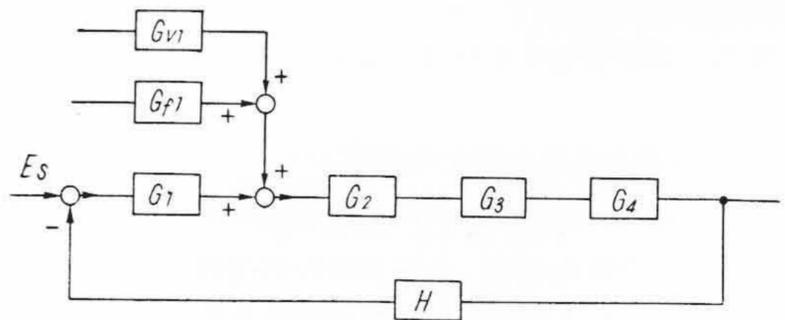


第 4 図 磁気増幅器の周波数特性

$$\Delta I_a = \frac{G_2 G_3 G_4}{1 + G_1 G_2 G_3 G_4 H} \Delta E_M \dots\dots\dots (8)$$

水銀整流器および格子回路の電源の変動はさけることのできないものであり、また、この変動の影響は磁気増幅器の増幅率を大きくすることにより小さくなる。

しかるに、磁気増幅器の電源は独立した安定なものを用いることが可能であり、かつ磁気増幅器が前段の制御要素であるためその出力の変動の影響が大きいので、そ



$G_{v1} G_{f1}$: それぞれ磁気増幅器の電源電圧および周波数の変化に対する出力電圧の伝達函数

第 5 図 磁気増幅器の電源変動を考慮したブロック線図

の電源は極力安定なものにすることが望ましい。

2.5 基準値の変動の影響

基準値が変動すれば当然出力電流はそれにほぼ比例して変動する。

したがって、基準値はこの制御系の所要精度よりさらに十分高精度のものでなければならない。

2.6 饋還回路の増幅率変化の影響

出力電流 I_a と基準値 E_s のあいだには (3) 式で示される関係があるが、制御系の時間おくれが無視でき、さらに制御系の総合増幅率が 1 に比べて十分大きいときは

$$I_a \doteq \frac{E_s}{H} \dots\dots\dots (9)$$

とすることができる。

したがって、温度上昇による饋還回路の抵抗の増加などによつて、饋還回路伝達函数 H の増幅率が A_h の値より $A_h + \Delta A_h$ に変化すると

I_a が E_s/A_h の値より

$$E_s / (A_h + \Delta A_h) \doteq (1 - \Delta A_h / A_h) E_s / A_h \dots\dots\dots (10)$$

へ変化するので、増幅率の変化の割合とほぼ同じ割合だけ出力電流が変化する。

それゆえ、 H の増幅率の変化は極力小さくしなければならない。

2.7 饋還回路に誘起された雑音電圧の影響

饋還回路に誘起された雑音電圧は基準電圧の変動と同様な影響を出力電流に与える。

水銀整流器の出力電流を検出する分流器の電圧は 100~200 mV 程度であるので、たとえば雑音電磁波によつて饋還回路に 1 mV の電圧が誘起されたとすると 1% ~ 0.5% の変動が出力電流に生ずることになる。それゆえ、饋還回路に誘起される雑音電圧は極力小さくしなければならない。

このためには饋還回路に電磁遮蔽を施すか、あるいは回路の抵抗を小さくすることが必要である。特に、磁気増幅器を用いた場合回路の抵抗を小さくすることは、雑

音電磁波により誘起される電圧を小さくするのみならず、分流器から大きな信号電力をとりだすことができるので有効である。

2.8 所要の精度確保に必要な制御系の計画

以上の考察より電源電圧が $x\%$ 、電源周波数が $y\%$ 、負荷抵抗値が $z\%$ 変化したとき、残留偏差を所要の値 $w\%$ に抑えるにはどのような制御系にすべきかを計画することができる。

すなわち、 $G_1 G_2 G_3 G_4 H$ の増幅率がそれぞれ $A_1 A_2 A_3 A_4 A_h$ とすると、これらの外乱が入ったときの残留偏差 ϵ_r は以上の結果より次のようになる。

$$\epsilon_r = \frac{(G_{r2} A_3 + 1) A_4 x + G_{r2} A_3 A_4 y + z I_{a0}}{1 + A_1 A_2 A_3 A_4 A_h} (A) \quad \dots\dots\dots (11)$$

ここに、

- G_{r2} : 電源電圧 1% 変化に対する格子制御角の変化
- G_{f2} : 電源周波数 1% 変化に対する格子制御角の変化

ほかに外乱がなければ、この ϵ_r が所要の精度 $w(\%)$ 以下になるように計画すればよいのであるが、磁気増幅器の電源変動、基準電圧の変動および饋還回路の増幅率の変化などの外乱のため余裕を考慮しなければならない。

ところで、これらの外乱は前者の所定の外乱 (x, y, z) と異なつて、その大きさが定まつておらず適当な対策を施すことによつて小さくすることができるが、技術上、また経済上、ある限度以下にすることが困難である。

いま、基準電圧の変動を $\delta_1(\%)$ 、磁気増幅器の電源電圧の変動を $\delta_2(\%)$ 、検出電圧に入ってくる雑音電圧を $\delta_3(\%)$ 、饋還回路の増幅率の変化を $\delta_4(\%)$ とし、これらによる出力電流の偏差を ϵ_a とすれば、

$$\epsilon_a = \frac{E_s}{100 A_h} \left\{ \delta_1 + \frac{100 k \delta_2}{a_1 S} + \delta_3 + \delta_4 \right\} (A) \quad \dots\dots\dots (12)$$

ここに、

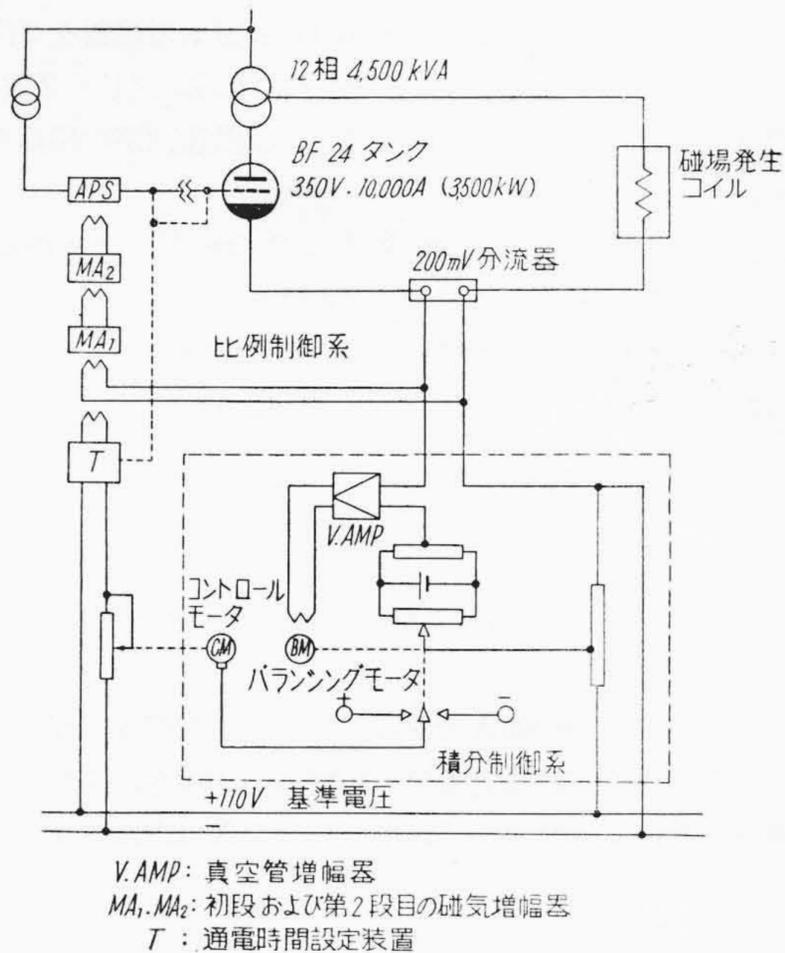
- k : 初段の磁気増幅器において、その電源電圧が 1% 変化したときの出力電圧の変化
- a_1 : 初段の磁気増幅器の電圧増幅率
- E_s : 基準電圧

となる。これ以外の原因による影響もあるが、それらは小さいと考えられるので省略する。

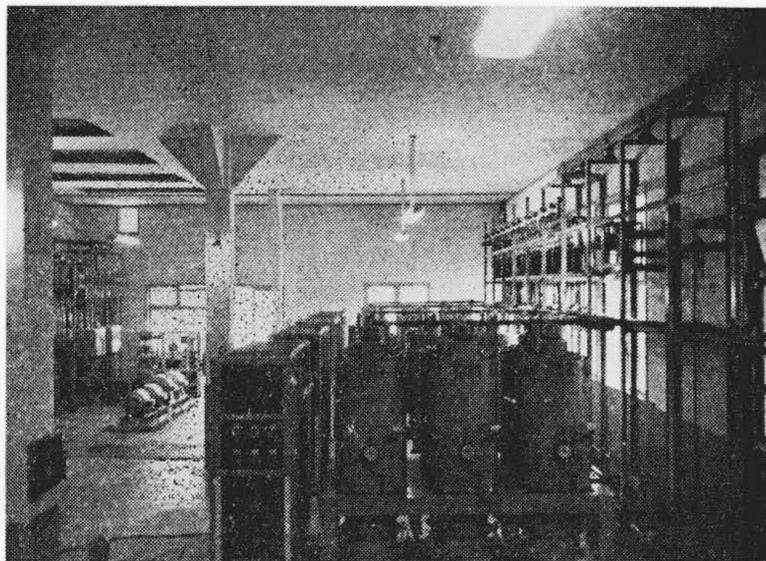
この ϵ_a と上記の ϵ_r の和の出力電流設定値 I_{a0} に対する割合が、 w より小さいことが必要である。すなわち、

$$\frac{\epsilon_r + \epsilon_a}{I_{a0}} = \frac{(\epsilon_r + \epsilon_a) E_s}{A_h} \leq 100 w \quad \dots\dots\dots (13)$$

のように計画すればよい。



第6図 東北大学納極強磁場発生装置定電流制御系概略結線図



第7図 東北大学納極強磁場発生装置概観

3. 東北大学納極強磁場発生装置

日立製作所で最近東北大学の金属材料研究所に納入した極強磁場発生装置の概略結線図および概観を第6,7図に示す。

この装置の定電流制御に要求された性能は緒言に述べたように出力電流 10,000 A の状態で電源電圧 $\pm 2.5\%$ 、電源周波数 8%、負荷抵抗 15% の外乱に対し残留偏差を $\pm 0.2\%$ 以内に急速におさえることであるから、設計に当つてはこの要求性能を比例制御系のみでも十分満足することを目標として、前記の理論を用いてどのような

装置にすべきかを計画した。

すなわち、この制御系には 400 c/s 磁気増幅器を 2 段にして用いることとし、磁気増幅器の初段、同じく 2 段、自動移相器、水銀整流器、負荷および饋還回路の増幅率が、それぞれ

$$2,000 \text{ (V/V)}, 30 \text{ (V/V)}, 2 \text{ (deg/V)}, 3 \text{ (V/deg)}$$

$$50 \text{ (A/V)}, 2 \times 10^{-5} \text{ (V/A)}$$

の場合、所定の外乱に対する残留偏差を計算してみると (11) 式より、

$$\varepsilon_r = \frac{1}{361} \{ 5 \times 50 (3G_{r2} + 1) + 3 \times 50 \times 8G_{f2} + 1,500 \}$$

普通、 $G_{r2} = 0.3$, $G_{f2} = 0.6$ 程度であるので、

$$\varepsilon_r = 7 \text{ A}$$

設定電流は 10,000 A であるから 7 A は 0.07% に相当する。したがって、出力電流の精度 w を 0.4%, すなわち 40 A の範囲に入れるためには ε_d を 33 A 以内にしなければならない。

(12) 式より、

$$\varepsilon_d = 100 \{ \delta_1 + 0.25 k \delta_2 + \delta_3 + \delta_4 \}$$

ここで、検出電圧に入る雑音電圧は饋還回路の抵抗を小さくすれば無視できるようになるので、

$$\delta_3 = 0$$

とする。

また、饋還回路の増幅率の変化を小さくすることは、回路抵抗が低い場合相当困難であると考えられるので、

$$\delta_4 = 0.2\%$$

にみこむ。

このようにすると、

$$100(\delta_1 + 0.25 k \delta_2) = 13 \text{ A}$$

を実現することが必要となる。

普通、 $k = 0.5$ 程度であるので、

$$\delta_1 + 0.125 \delta_2 = 0.13$$

となり、

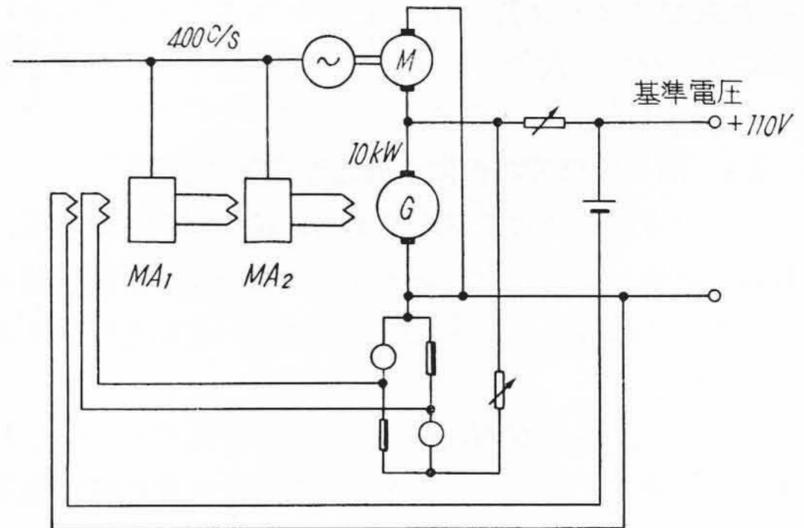
$$\delta_1 = 0.05\%$$

$$\delta_2 = 0.5\%$$

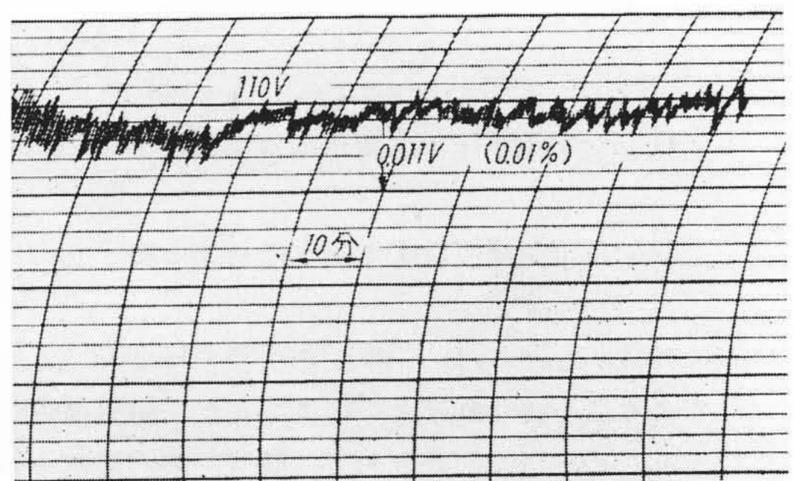
が実現できればよいことになる。

すなわち、この制御系においては各制御要素の増幅率を上記のようにし、かつ、饋還回路の抵抗変化を 0.2% 以下、基準電圧の変動を 0.05% 以下、磁気増幅器の電源電圧の変化を 0.5% 以下に抑えれば所要の精度を実現できることになる。

制御要素の増幅率の中で水銀整流器と負荷の増幅率は与えられたものであり、磁気増幅器の 2 段目、自動移相器、饋還回路の増幅率は実現が容易であるが、磁気増幅器の初段の電圧増幅率を 2,000 倍にすることには技巧を要する。



第 8 図 超精密定電圧装置



第 9 図 超精密定電圧装置出力電圧記録

このような大きな増幅率が必要なのは分流器の電圧降下を増幅しなければならないからで、分流器は電圧降下が小さいけれども電流容量は十分ある。

それで、磁気増幅器の饋還制御巻線を 1T とし、回路の抵抗を 0.002 Ω として、出力電流が 10,000 A 流れたとき饋還制御巻線に 100 A 流れるようにした。

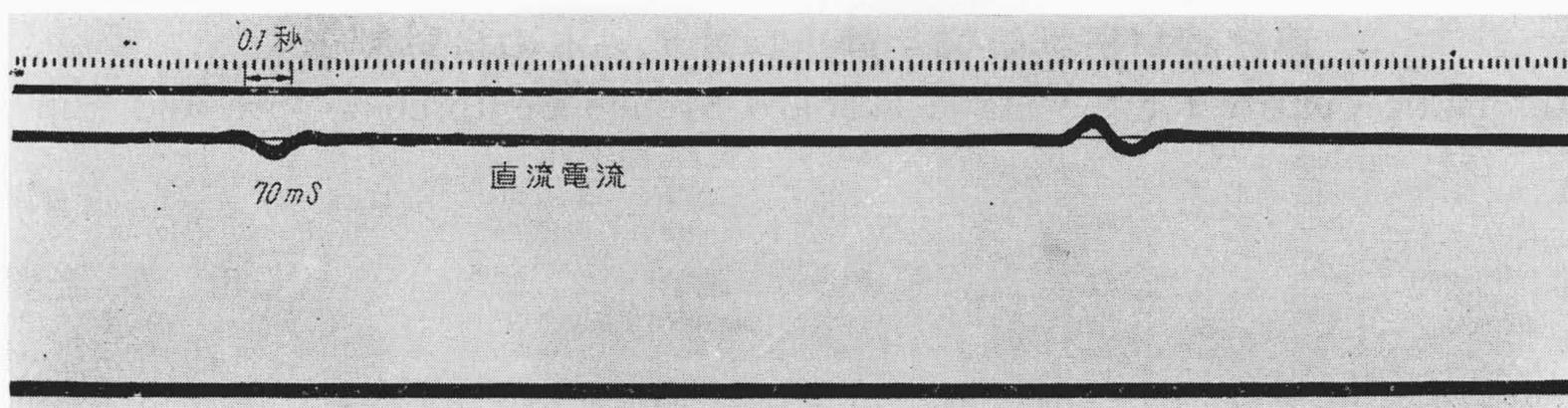
この程度の制御起磁力が生ずれば十分磁気増幅器の出力電圧が変化するし、また、巻線数が 1T であるから回路抵抗が小さくても十分小さな時定数とすることができる。

そして、回路導体中にマンガニン導体を挿入して温度影響を 0.2% 以内になるようにした。

磁気増幅器の電源電圧の変動を 0.5% 以内におさえることは容易であるが、基準電圧の変動を 0.05% 以内に押えることは相当困難で、この装置の研究の主力となつたものである。その結果、第 8 図に示すような超精密定電圧装置を開発し、これを基準電圧として用いるばかりでなく、その他の精度を必要とするものの電源として使用した⁽³⁾。

第 9 図が、この装置の電圧記録で、0.01% 以内の精度に保たれていることが知られる。

このようにして制御装置を設計計画した後、アナログ電気計算機で検討し、さらに、日立研究所電動力応用実



第10図 受電電圧を変化させたときの出力電流の変化のオシログラム

第1表 定電流制御の試験結果

	要 求 性 能	試 験 結 果
外 乱	電 源 電 圧 $\pm 25\%$	$\pm 25\%$
	周 波 数 8%	8%*
	負 荷 抵 抗 15%	15%
精 度	2時間にわたり $\pm 0.2\%$	2時間にわたり $\pm 0.12\%$

* 所定の周波数外乱8%が得られなかつたので格子電圧を16%変化して等価的に8%の変化とした。

験室で 200 kW 水銀整流器を用い、ほとんど等価の回路で実験を行い、所要の精度が十分実現可能であることを確かめた。

かくして、製品を製作し試験した結果が第1表で、所定の外乱に対し所要の精度を十分満足する結果が得られた。

この比例制御系の電源電圧の急変に対する応答のオシログラムが第10図で十分速いことが知られよう。

なお、この装置には高感度検出器を備えた積分制御系が付加されており、これを動作させることによりさらに高い精度を得ることができた。

なお、短時間通電のオシログラムの一例を第11図に示す。

4. 結 言

以上、強磁場発生装置用水銀整流器の定電流制御比例

制御部の理論と日立製作所で最近納入した東北大学納極強磁場発生装置の試験結果について述べた。

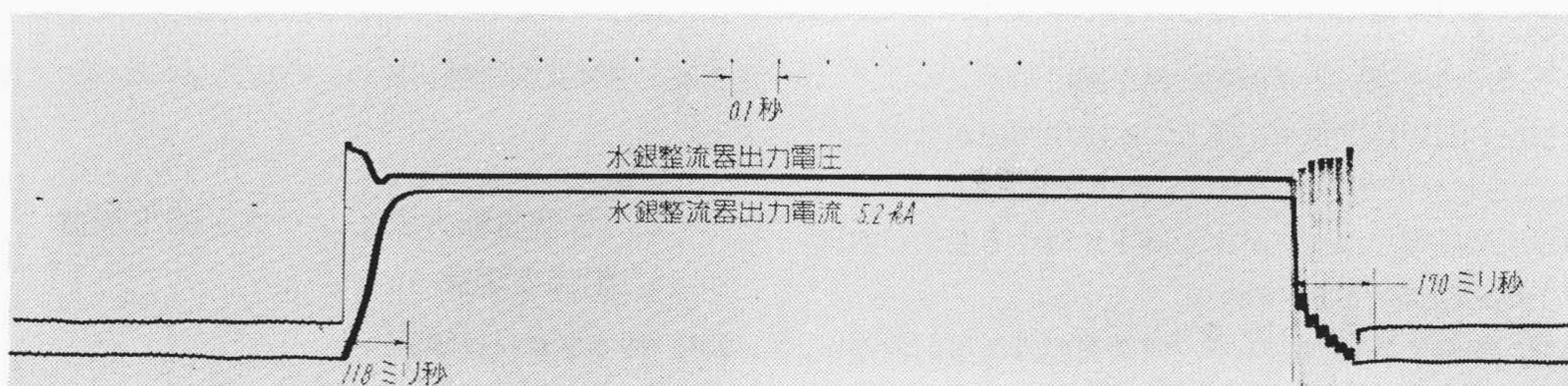
すなわち、水銀整流器の出力電流を一定に制御するには、主として磁気増幅器を用いた比例制御系で行うことが信頼度と速応性の点から望ましいわけであるが、そのためにはどのような条件が必要であるかを求めたところ、磁気増幅器の饋還制御回路の抵抗を小さくして電圧増幅率を大きくし、かつ、温度による抵抗変化の影響を小さくし、さらに、基準電圧をきわめて高精度のものにしなければならぬことを知った。

そして、これらを満足するような装置を設計製作して試験したところ、予定どおり所定の外乱に対し所要の精度を得ることができたことを述べた。

この制御系の研究ならびに東北大学納装置の製作に当り種々御指導をいただいた東北大学金属材料研究所の各位、日立製作所国分工場森山課長、池田主任、日立研究所々長三浦博士、副所長藪野博士、今尾部長、小林博士、前川主任、製品の調整をされた国分工場可知氏、日立工場大川氏に厚く御礼申上げる。

参 考 文 献

- (1) 田辺： 東北大計測研報告 2, 1 (昭 27)
- (2) P. L. Kapitza: Proc Roy Soc A 105 (691) (1924)
Proc Roy Soc A 115 (658) (1927)
- (3) 特許出願中



第11図 短時間通電オシログラム (通電時間設定 2 秒)