

電子顕微鏡用安定電源装置の改良

An Improved Power Supply for Electron Microscope

内 海 由 春* 米 田 国 治*
Yoshiharu Utsumi Kuniji Yoneda

内 容 梗 概

本報は日立 HU-11 A 形電子顕微鏡に使用している電源装置について、設計の過程および実験の結果などを述べたものである。

高圧加速電源は変圧器昇圧、整流後接地側に直列接続した制御管を用いて安定化した。電圧 50, 75, 100 kV のおのおのに対して得られた安定度は $5 \times 10^{-6}/\text{min}$ より良い。また高圧発生回路を接地より浮かした場合の浮遊容量によるリップル電流とその軽減策、および基準抵抗体の温度上昇によるドリフト特性、雑音などについても述べている。

レンズ電流安定回路は安定度 $2.5 \times 10^{-6}/\text{min}$ を得るために高利得差動増幅器を用い、基準電圧には高圧と共通に積層乾電池を使用した。

電子銃のフィラメントおよびウェネルト電極バイアス方式にも改良を加えている。

1. 緒 言

磁界形電子顕微鏡における加速電圧およびレンズ電流の安定度は電子顕微鏡の性能を決定する重要な要素の一つである。特に $10 \text{ \AA}$ 以上の高分解能を得るには高い安定度を必要とするのが常である。本報では従来の電源装置に根本的な改良を加えた安定電源の設計の基準、回路方式、得られた性能について述べる。

今軸外色収差係数が十分小さくなるようにレンズ系を組み合わせ使用するものとし、分解能が対物レンズの軸上色収差によって制限されるものとすれば、電子線加速電圧 E 、対物レンズ電流 I は次の式により関係づけられる⁽¹⁾。

$$\delta_c = C_c \cdot \alpha \sqrt{\left(\frac{\Delta E}{E}\right)^2 + \left(2 \frac{\Delta I}{I}\right)^2} \ll \delta \dots \dots \dots (1)$$

ここで δ_c : 錯乱円の半径

C_c : 軸上色収差係数

α : 電子線の対物レンズへの入射角

δ : 所要分解能

実際の数値として $C_c \approx 1 \sim 2 \text{ mm}$, $\alpha = 1 \times 10^{-2} \text{ radian}$, 所要分解能 $2 \text{ \AA}$ をとると、下記の式が満足されなければならない。

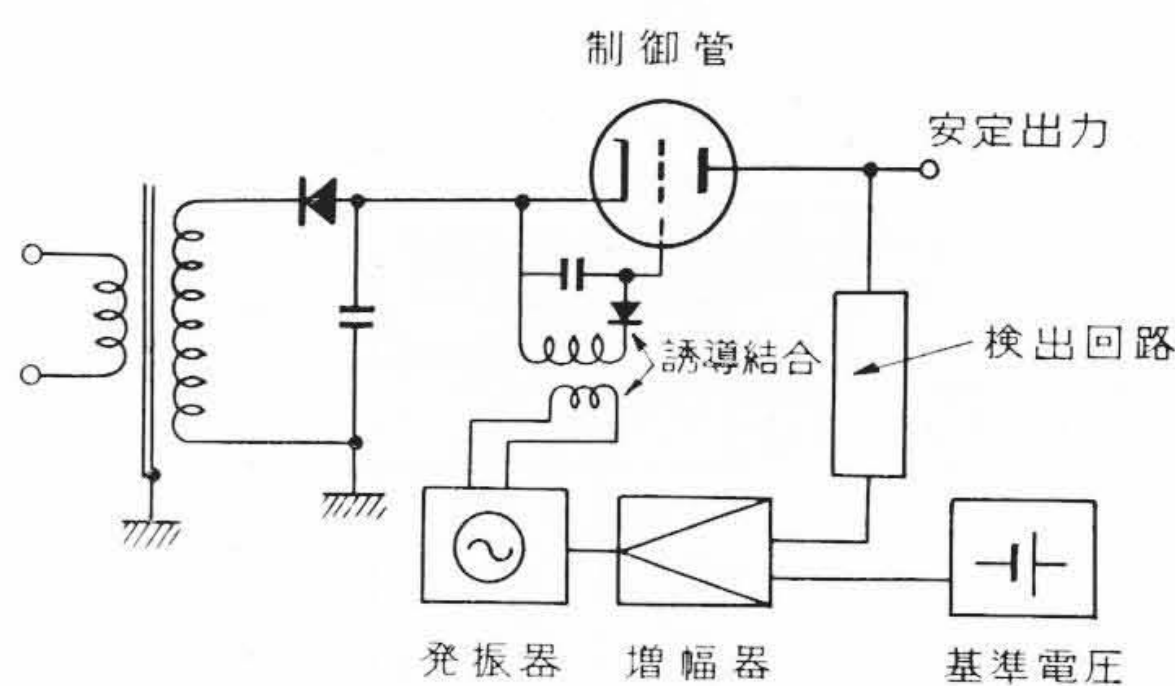
$$\left(\frac{\Delta E}{E}\right)^2 + \left(2 \frac{\Delta I}{I}\right)^2 \ll \{(1 \sim 2) \times 10^{-5}\}^2 \dots \dots \dots (2)$$

したがって次の安定度がピンポイント合わせおよび露出時間約 30 秒に対して、必要となる。

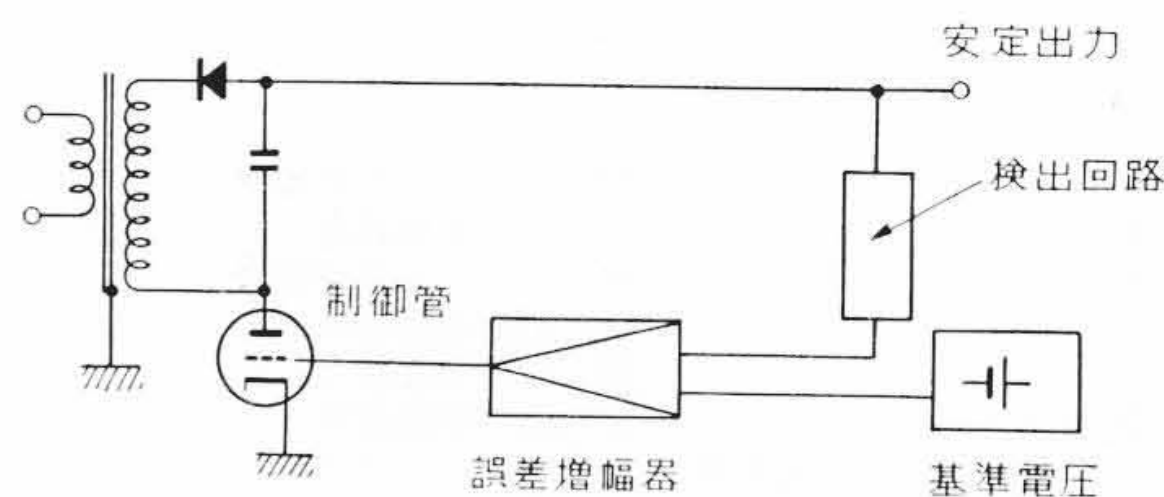
$$\frac{\Delta E}{E} \ll (0.7 \sim 1.4) \times 10^{-5} \dots \dots \dots (3)$$

$$\frac{\Delta I}{I} \ll (0.35 \sim 0.7) \times 10^{-5} \dots \dots \dots (4)$$

電子顕微鏡の分解能は言うまでもなく電源の安定度のみで決定されるものではない。また使用条件によっては電子線入射角はさらに狭く、 $1 \times 10^{-3} \text{ rad}$ 程度にすることも可能でありまた広くもなる。収差については対物レンズのみでなくほかのレンズの影響もある。したがって電源の安定度はできる限り高いことが望ましい。ここに述べる電源装置は加速電圧安定度 5×10^{-6} 、対物レンズ電流 2.5×10^{-6} を得るように設計したものである。この場合時間は 1 分間、入力電源の変動 $\pm 2\%$ を考慮した。同時に電子銃フィラメント電源、ウェネルト電極バイアス方式にも改良を加えたので報告する。



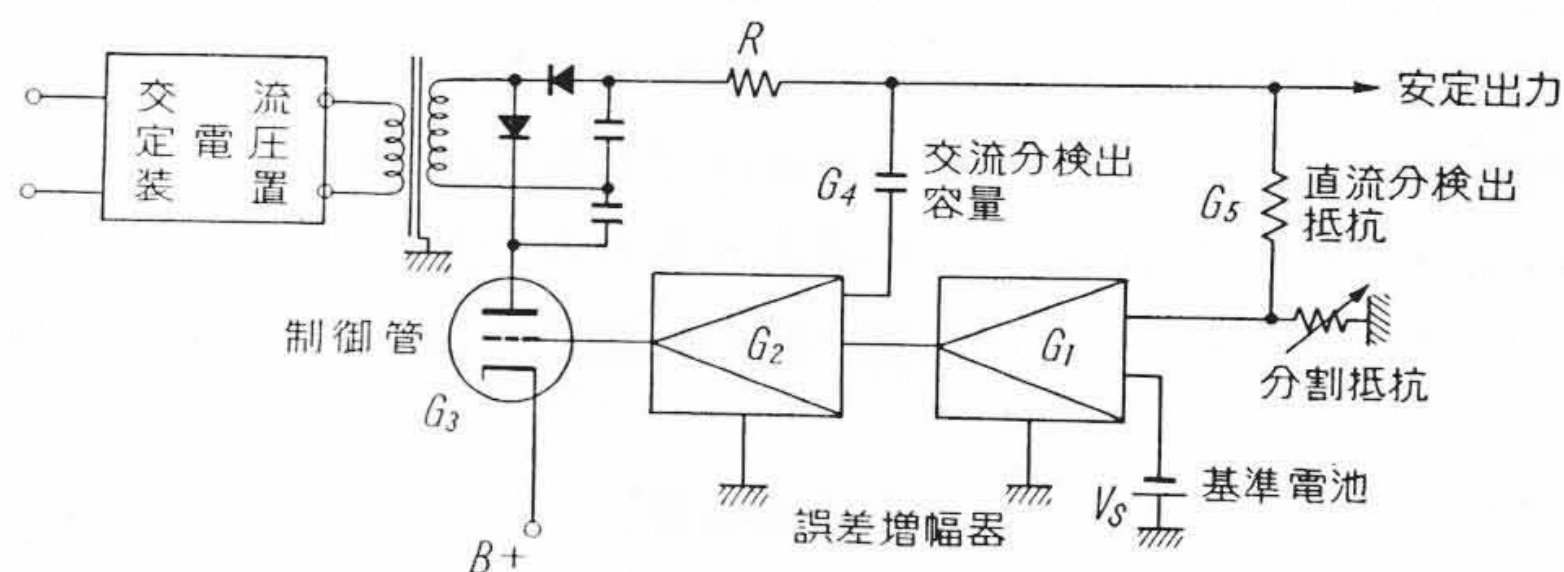
(a)



(b)

(a) 誘導結合を用いたもの (b) 直接結合によるもの

第1図 高圧安定装置の方式

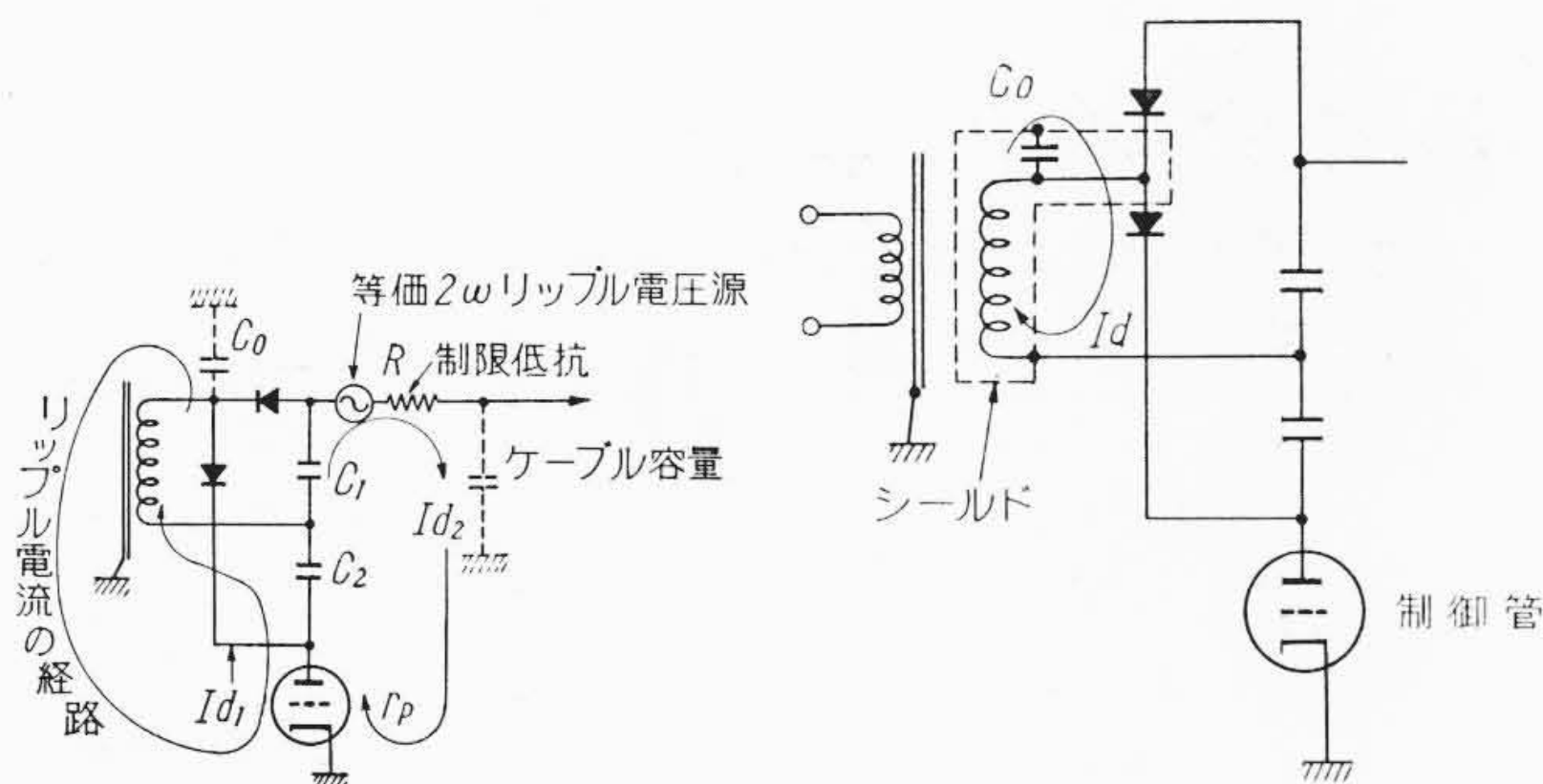


第2図 高圧安定回路ブロック図

2. 加速電圧安定電源の構成

1 分当たりの安定度 5×10^{-6} を得るには商用周波電源方式であれ、また高周波発振方式であれ、出力からの負帰還によって安定化する必要がある。第1図は商用周波方式の場合のブロック図であって、制御管と誤差増幅器の結合方法により (a), (b) の二方法がある。(a) は高圧出力に直列接続した制御管と誤差増幅器とを高周波を用いて誘導結合したものであり、(b) は制御管と誤差増幅器は直接接続しているが、電源整流回路は接地より浮いている。この電源では後者の方法を用いており、そのブロック図を第2図に示す。

* 日立製作所那珂工場



第3図 浮遊容量 C_0 によるリップル電流および整流リップルの経路

2.1 高圧整流回路

高圧整流回路の接地側に制御管を直列接続すれば、第3図に示すように、高圧トランス二次巻線高圧側の接地に対する浮遊容量⁽³⁾ C_0 を経て制御管に交流電流 I_{d1} を生ずる。その大きさは

$$I_{d1} \approx \omega C_0 V \quad (5)$$

ただし $1/\omega C_0 \ll R_p$, $1/\omega C_0 \gg 1/\omega C_2$ を仮定した。

ここで ω : 電源の角周波数

V : 二次巻線電圧

R_p : 制御管内部抵抗

さらに整流リップルによる 2ω 成分のリップル電流 I_{d2} を制限するために抵抗を整流回路出力側に接続した。

いま制御管陽極電流の直流分を I_p とすると、制御管動作が完全であるためには

$$I_p > I_{d1} + I_{d2} \quad (6)$$

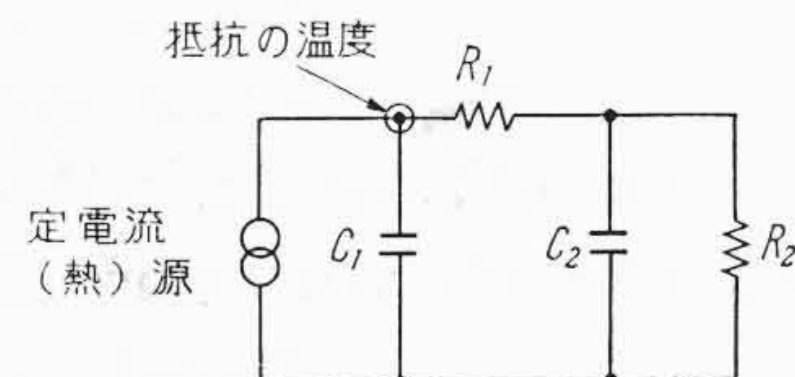
でなければならない。第4図に示すように高圧トランスの二次巻線に遮へいを施し、等価浮遊容量を遮へいのない場合の約 $100 \mu\text{F}$ から $0.6 \mu\text{F}$ に軽減した。すなわち直流出力電圧 100 kV のときの I_p は $100 \mu\text{A}$ より大であり、このときの I_{d1} は $20 \mu\text{A}$ (尖頭値, 50 c/s の場合) となった。また I_{d2} は $10 \mu\text{A}$ を越えないから(6)式は満足されたことになる。

2.2 検出回路

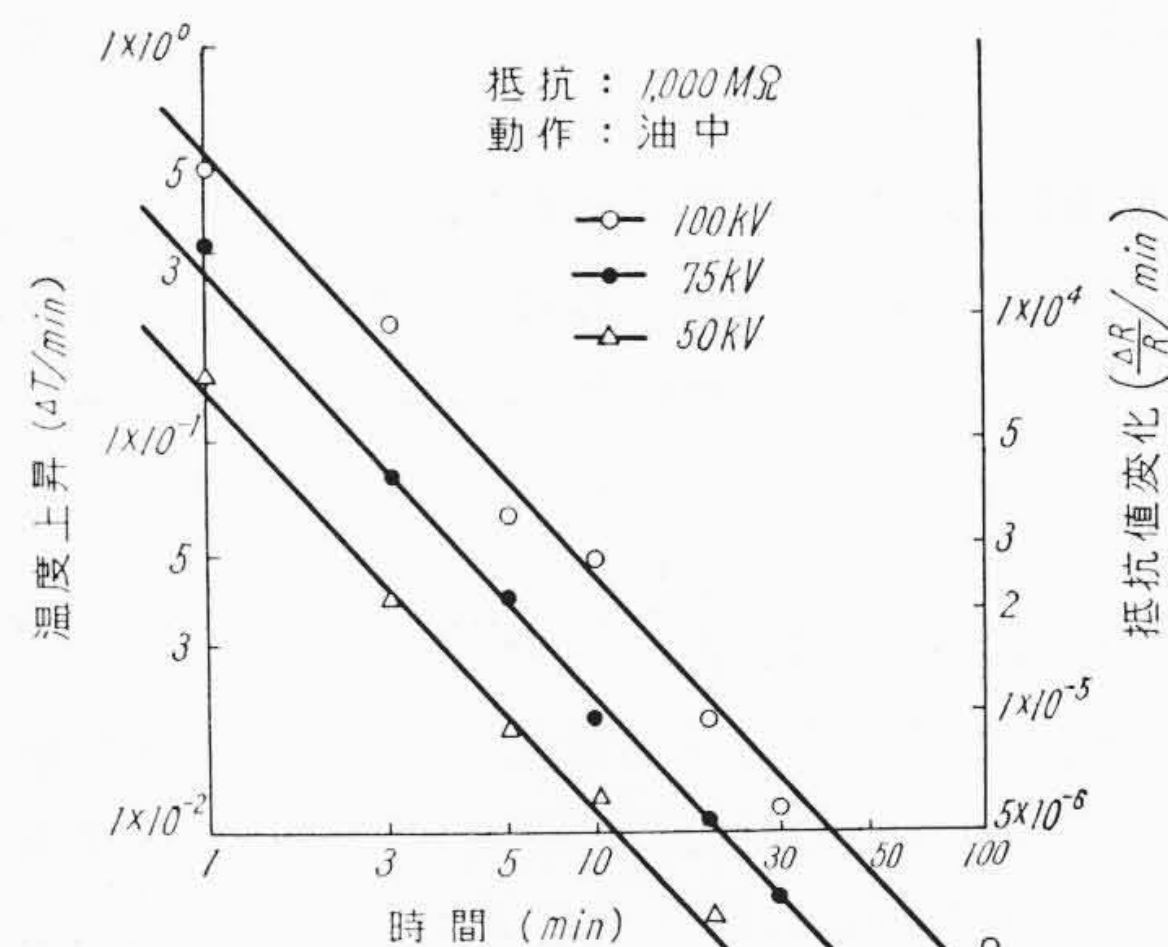
直流および低い周波数成分に対しては抵抗分割、整流リップルなど速い変動成分に対しては容量結合を用いた。この場合直流分検出抵抗の分割比の安定度は直流安定化出力の安定度を決定する一つの要素である。高圧側には抵抗値 $1,000 \text{ M}\Omega$ 、直径 5 cm 、長さ 50 cm 、温度係数約 $-5 \times 10^{-4}/^\circ\text{C}$ の抵抗を使用した。他方低圧側には金属皮膜抵抗を用いその温度係数は $2.5 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 以下である。

基準となる分割抵抗の熱ドリフトを減少させるには二つの方法がある。一つは高圧側、低圧側とも同一温度係数の抵抗を用いて熱的に同一にしておく方法であり、他はサーミスタのような感熱抵抗素子を用いて補償することである。これらは高圧印加可能な構造に行なわねばならず、実現は容易でない。第3の方法は熱的に飽和した状態で使用することであり、最も現実的である。この熱的状態は第5図の電気的な等価回路によって近似的に表わされる。ここで C_1 は基準抵抗自体の熱容量、 C_2 は油槽の熱容量を、 R_1 は抵抗体と油の間の熱抵抗、 R_2 は油槽と周囲の空気との間の熱抵抗を示す。通常 $C_1 \ll C_2$ であって、 $T_1 = C_1 R_1$ は $T_2 = C_2 R_2$ より十分小さくなり、 T_2 は外気温変化に対する緩衝の役目を果たし、基準抵抗体の温度飽和はほとんど T_1 で決定される。

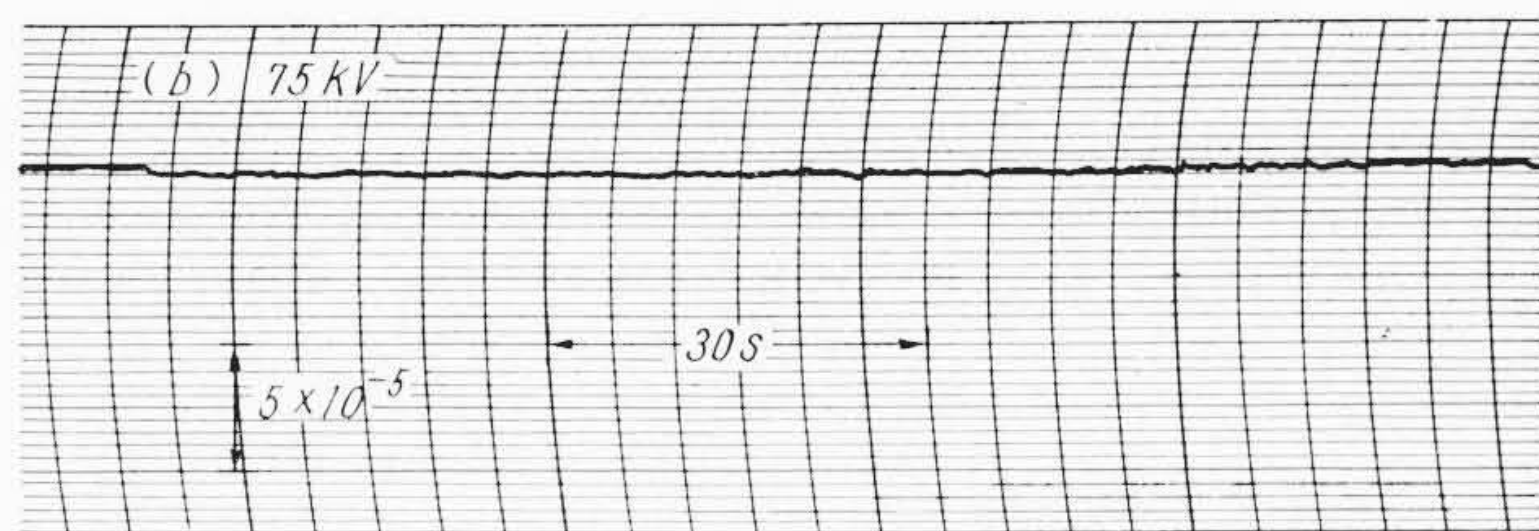
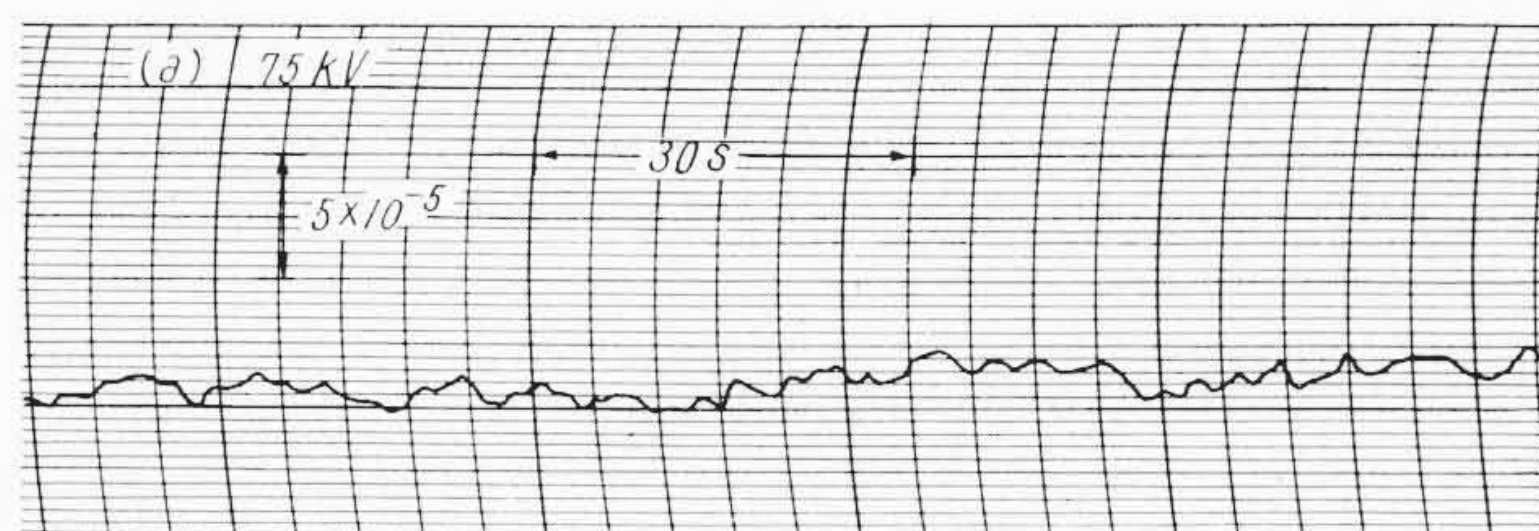
低圧側分割抵抗は十分安定であるから、 $5 \times 10^{-6}/\text{min}$ を得るには、基準抵抗の温度変化が $1 \times 10^{-2}/\text{min}$ より小でなければならない。第6図は基準抵抗の温度上昇によるドリフトと経過時間との関



第5図 基準抵抗温度上昇の電気的等価回路



第6図 基準抵抗の温度上昇率と経過時間との関係



(a) 改良前 (b) 改良後

第7図 高圧安定出力の不規則な変動

係を示している。数値例を示すと 100 kV 印加時には 20 分後で $1 \times 10^{-5}/\text{min}$ 、 40 分後で $5 \times 10^{-6}/\text{min}$ が得られることになり、印加電圧を $50, 75 \text{ kV}$ に下げれば所要時間は短縮される。実用上加速電圧を種々切り替えて使用する場合は、一定電圧を選定後若干時間経過せしめることが望ましい。

実験の過程で、基準抵抗を高圧トランス、整流器、コンデンサなどとともに同一ユニット内に取り付けた場合、出力電圧にゆらぎが発生することを発見した。第7図はこのときの出力安定度の実測例である。検討の結果、この雑音は油の純度および近傍の電位傾度に関連し、油の流れによって生ずることがわかった。電荷を帯びた油の流れが雑音電流を基準抵抗に与えることになるのである。特に油が微細なほこりや不純物を含むときははなはだしい。われわれは高圧発生部と別のユニット中に基準抵抗のみを取り付け、十分純化した変圧器油を充填することにより雑音を減少せしめた。

2.3 基準電圧

基準電圧は高圧出力の所要安定度以上に安定でなければならない。公称電圧 67.5 V (実際電圧 72 V) の積層乾電池を使用した、その温度係数は約 $-2 \times 10^{-4}/^\circ\text{C}$ である。適当な熱的遮へいを施し

て容易に $1 \sim 2 \times 10^{-6}/\text{min}$ の安定度をうることができた。他方負荷電流を与えた場合は大きなドリフトを示し、 $50 \mu\text{A}$ の負荷で 5×10^{-5} 相当の変動を生じた。増幅回路との結合は、電池の負側が真空管格子に接続されており、電源の ON, OFF の過渡状態でも極力電流を生じないような工夫を加えた。この基準電池はレンズ電流、電圧とも共通に 1 個使用している。

2.4 誤差増幅器と安定化率

誤差増幅器のドリフトは十分小さく、入力電圧変動に対して出力を一定に保つに足る利得が必要である。

いま V_d を増幅器の入力換算ドリフト電圧とすると、これは基準電圧と所要安定度の積より小さくなければならない。すなわち

$$V_d < 72 \times 5 \times 10^{-6} = 360 \mu\text{V} \quad \dots\dots\dots (7)$$

安定化率 S は次のように定義される。

$$S = \left(\frac{\Delta V_0}{V_0} \right) \times \left(\frac{\Delta V_i}{V_i} \right)^{-1} \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここで V_0 は出力電圧、 V_i は入力電圧で Δ はそれら変化分を意味する。入力電圧の変化および所要安定度を (8) 式に代入すると

$$S < 5 \times 10^{-6} \times (4 \times 10^{-2})^{-1} = 1.25 \times 10^{-4} \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる。

第 2 図に示したブロックダイアグラムで、入力変動による高圧整流出力の変化分およびリップル成分を $V_d(j\omega)$ 、誤差増幅器の利得をそれぞれ同図のように $G_1(j\omega)$ 、 $G_2(j\omega)$ 、 $G_3(j\omega)$ とし、交流検出回路の利得を $G_4(j\omega)$ 、直流分検出回路利得を $G_5(j\omega)$ とすると、安定化率は次式のようにになる。

$$S = \frac{S_1}{\{1 + (G_1 \cdot G_5 + G_4) G_2 \cdot G_3\}} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで S_1 は高圧トランスの一次側に使用した交流定電圧装置の安定化率である。入力の $\pm 2\%$ の変動は定電圧装置の出力では $\pm 0.1\%$ に安定化される。したがって S_1 は 5×10^{-2} となる。(10) 式の分母は、 G_5 が抵抗分割比 $1/1,500$ 、 -63 dB すなわち 100 kV と基準電圧 72 V の比である。 $G_1 = 50 \text{ dB}$ 、 $G_2 = 20 \text{ dB}$ 、 $G_3 = 66 \text{ dB}$ 、 G_4 は周波数が低い場合は 0 dB である。直流に対しての安定化率 S は次のようになる。

$$S = \frac{5 \times 10^{-2}}{\{1 + 300 \times (1,500)^{-1} \times 10 \times 2,000\}} = 1.25 \times 10^{-5} \quad \dots\dots\dots (11)$$

この値は (9) 式で与えられた所要安定化率に比べて十分な値である。このことは出力のドリフトが入力変動に無関係で制御素子のドリフトに依存していることを示す。さらに前記浮遊容量に基づくリップル電流は制御管の陽極で 200 V (尖頭値) に達するが、これは次式の割合で軽減される。

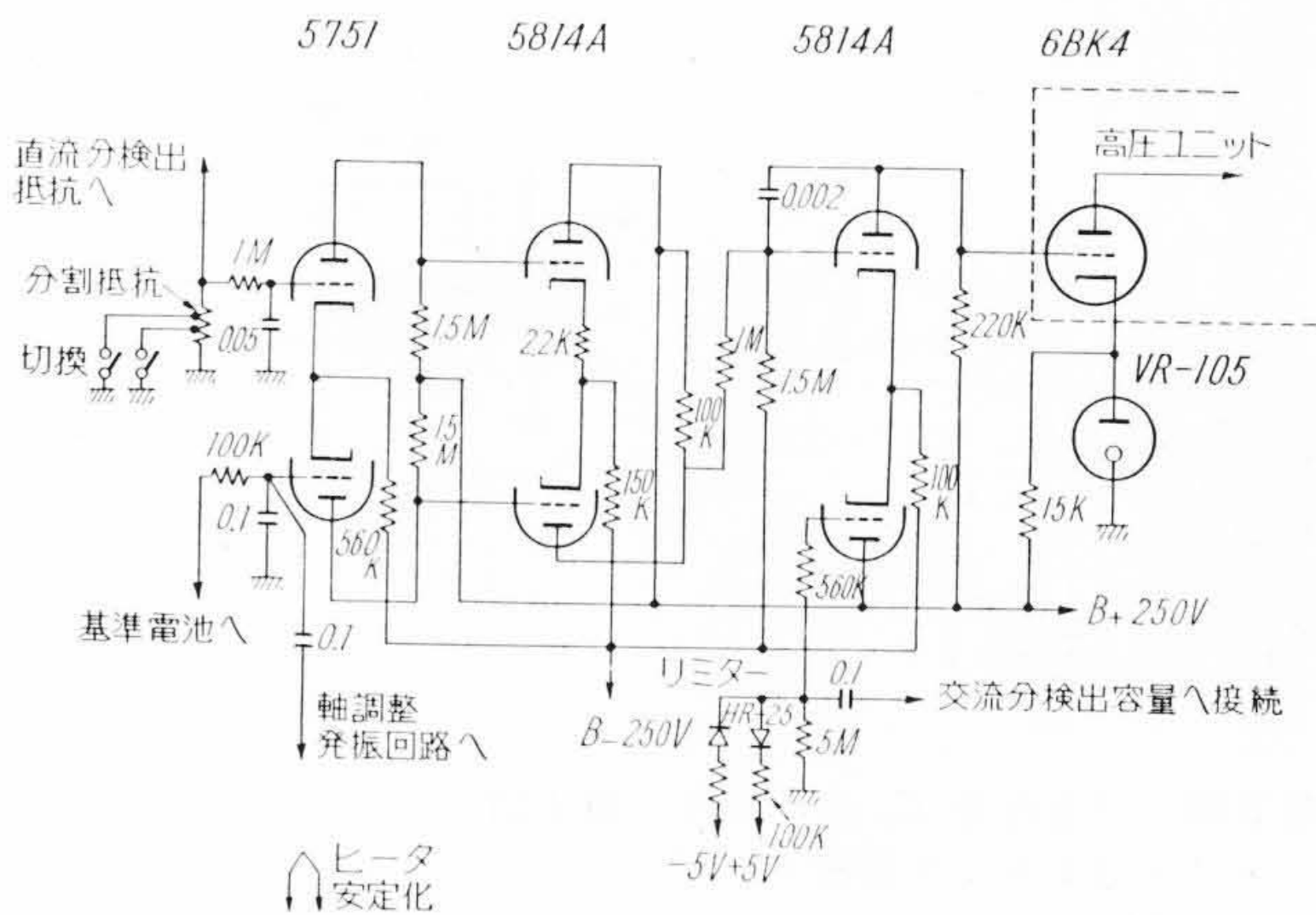
$$\frac{1}{(G_1 \cdot G_5 + G_4) G_2 \cdot G_3} \simeq \frac{1}{(1 \times 10 \times 200)} = 5 \times 10^{-4} \quad \dots\dots\dots (12)$$

ここでリップル成分の周波数では $G_1 \cdot G_5 \ll G_4$ となる。

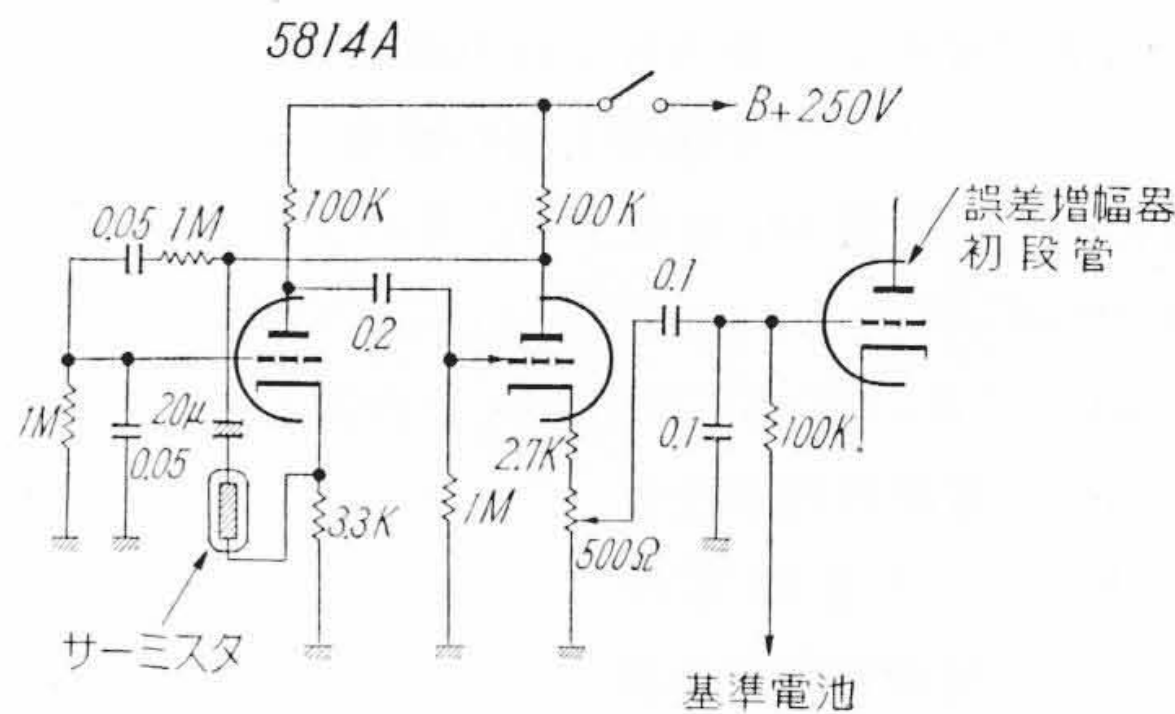
誤差増幅器では制御管に 6BK4 を用い、高圧ユニットの内部に組み込み、陽極電圧 $15 \text{ kV} \pm 10 \text{ kV}$ の範囲内で動作する。増幅器回路は第 8 図に示すとおり、差動形の直結増幅回路であり、真空管ヒータは安定化してある。増幅器電源として $\pm 250 \text{ V}$ の共通電源を使用し、これは後述のレンズ電流安定回路と共用である。この増幅器の入力換算ドリフトは約 $300 \mu\text{V}^{(3)}$ であって、(7) 式で求めた許容値を満足している。

2.5 軸調整装置

軸調整装置は光軸調整のために高圧に交流電圧を高圧出力に重畳させるもので、このような状態で終像を蛍光板上で観測すれば、人工的に色収差を受けた像が得られ、容易に光軸の一致不一致を知り



第 8 図 高圧安定電源誤差増幅回路



第 9 図 軸調整発振回路

うるのである。すなわち、軸調整回路を操作することにより、低周波発振器が動作し、その発振出力を結合コンデンサを通じて基準電圧に重畳させる。発振周波数は制御管陽極で十分な振幅が得られるように約 3 c/s に選んである。この重畳電圧は調整可能であって、増幅回路および制御管を直線動作範囲内にすることにより、軸調整状態でも高圧出力の直流成分は一定に保たれるのである。第 9 図にその回路を示す。

2.6 電圧の切り替え

出力電圧は $50, 75, 100 \text{ kV}$ の段階に切り替えられる。すなわち直流分検出抵抗分割比および高圧トランス一次電圧を切り替える。この際第 2 図における増幅器 G_1 が飽和すると交流分検出回路 G_4 と G_2, G_3 により積分動作となり、切り替えた電圧に安定するまで時間を要する。この装置では、この時間を短縮するため、交流検出回路に適当な逆バイアスを印加したシリコンダイオードを接続して、交流分検出コンデンサの放電を早め、積分動作時間を短縮させた。

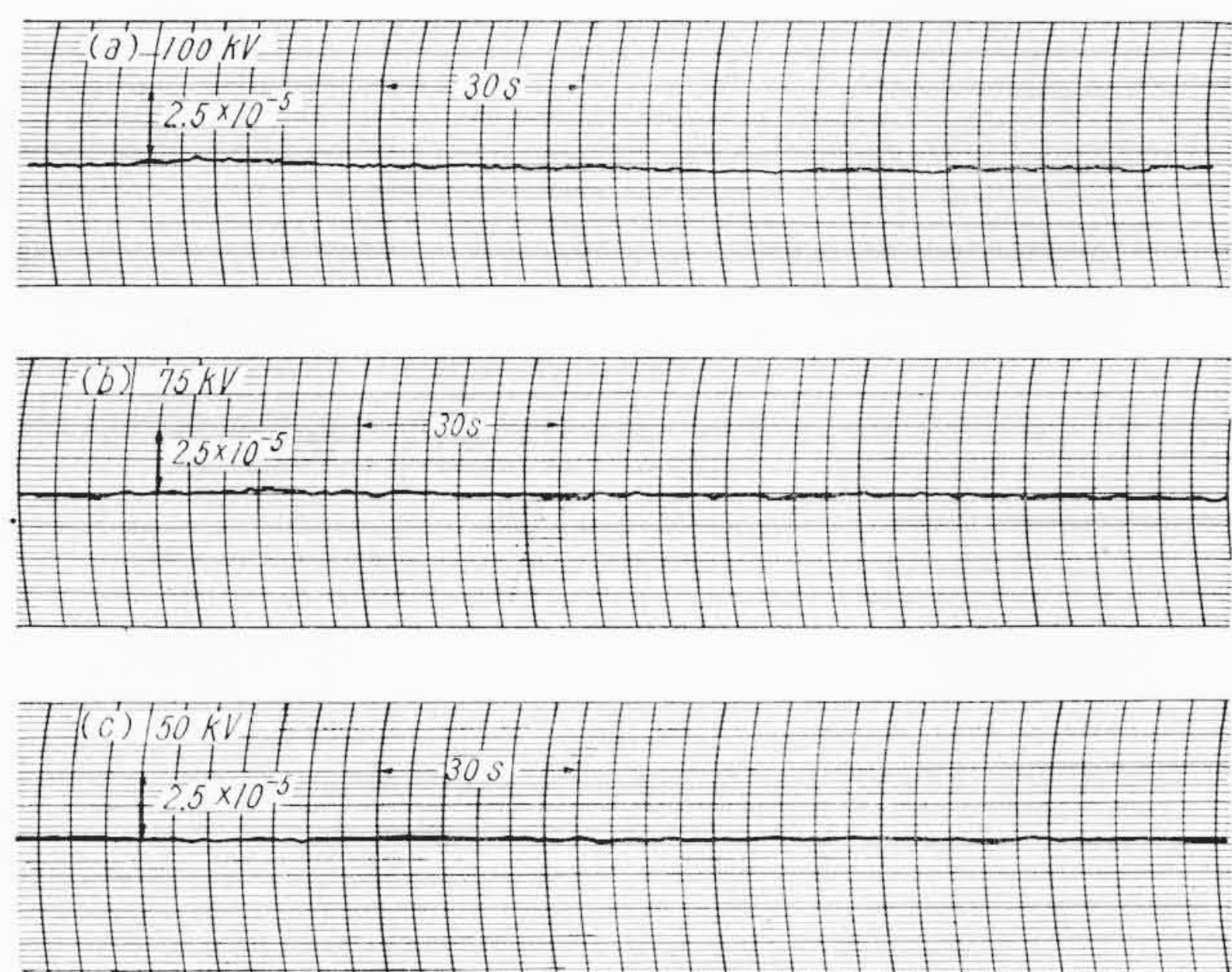
2.7 電気的特性

$50, 75, 100 \text{ kV}$ のおのおのに対して電源投入 $20 \sim 30$ 分後から、1 分当たり 5×10^{-6} の安定度が得られた。この安定度は入力電圧変化 $\pm 2\%$ および負荷変動 $100 \mu\text{A}$ に対して保たれる。

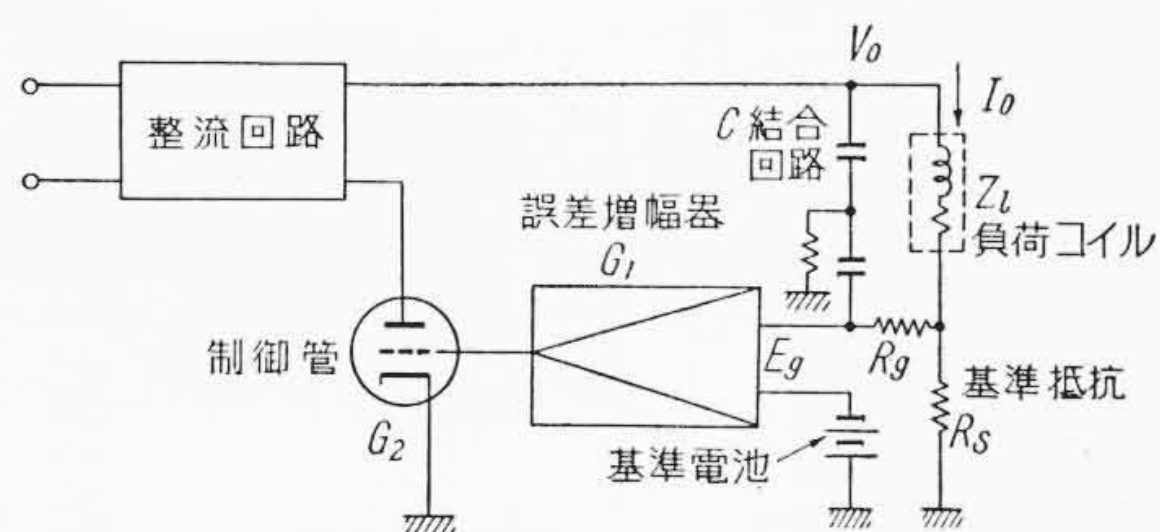
高圧安定度の測定は次のようにして行なわれた。すなわち油中にひたした熱容量の大きい $1,000 \text{ M}\Omega$ の抵抗 ($4 \text{ M}\Omega$ 1 W 形の金属皮膜抵抗、温度係数 $2.5 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$ 以下のもの 250 本直列接続) を用いた。基準比較電圧には熱遮へいした乾電池 (1.5 V 2 個) を用い、増幅器にはチョップ変調形高入力インピーダンスの直流増幅器を使用し、ペン書きオシログラフにより記録せしめた。他方リップル成分は、ブラウン管オシログラフを交流検出回路に接続して測定した結果、 0.3 V (尖頭値) 以下となった。第 10 図は安定度測定データ例である。

3. レンズ電流安定電源

方式としては制御管をカソードフォロワ形に接続する方法と、電



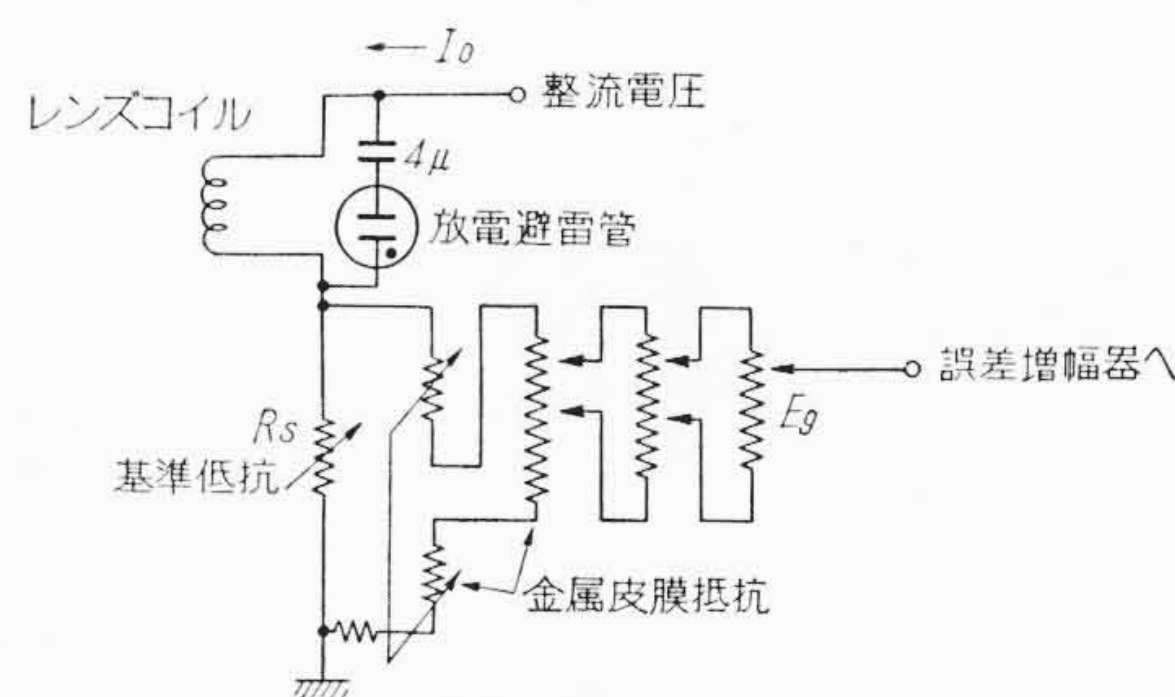
第10図 高圧安定度実測例
(記録装置帯域幅 10 c/s)



第 11 図 レンズ電流安定回路ブロック図

源の接地側に直列接続する方法がある。通常前者が用いられ誤差増幅器電源も出力電圧から導く。しかし電子顕微鏡の電流安定回路では、負荷電流を大幅に変化させる必要から、出力電圧が大きく変化し、誤差増幅器の動作点は広範囲にわたってずれる。この電源装置では後者、すなわち第11図の方式を用いて、負荷が異なる各レンズ電源でも共通の増幅回路を使用した。制御管のみ広範囲の制御電圧範囲を要する場合（対物、中間、投射の各レンズ）は5極管接続とし、狭くてもよいほかのレンズに対しては3極管接続を用いた。

第 12 図 電流安定電源誤差増幅回路(制御管を含む)



第 13 図 対物コイル電流調整回路

$$S = \frac{\left(\frac{\Delta I_0}{I_0}\right)}{\left(\frac{\Delta V_i}{V_i}\right)} = \frac{1}{(1 + G_1 \cdot G_2 \cdot Y \cdot Z)} \dots\dots\dots (14)$$

ここで G_1 , G_2 はそれぞれ誤差増幅回路および制御管の利得である。 Y は負荷アドミッタンスである。また誤差増幅回路のドリフトに基づく分は(14)式には表わされていない。安定度を入力変動 $\pm 2\%$ に対して 2.5×10^{-6} に保つためには次式が満足されなければならない。

$$\frac{1}{(1 + G_1 \cdot G_2 \cdot Y \cdot Z)} \leq \frac{2.5 \times 10^{-6}}{4 \times 10^{-2}} = 6.25 \times 10^{-5} \quad \dots\dots\dots (15)$$

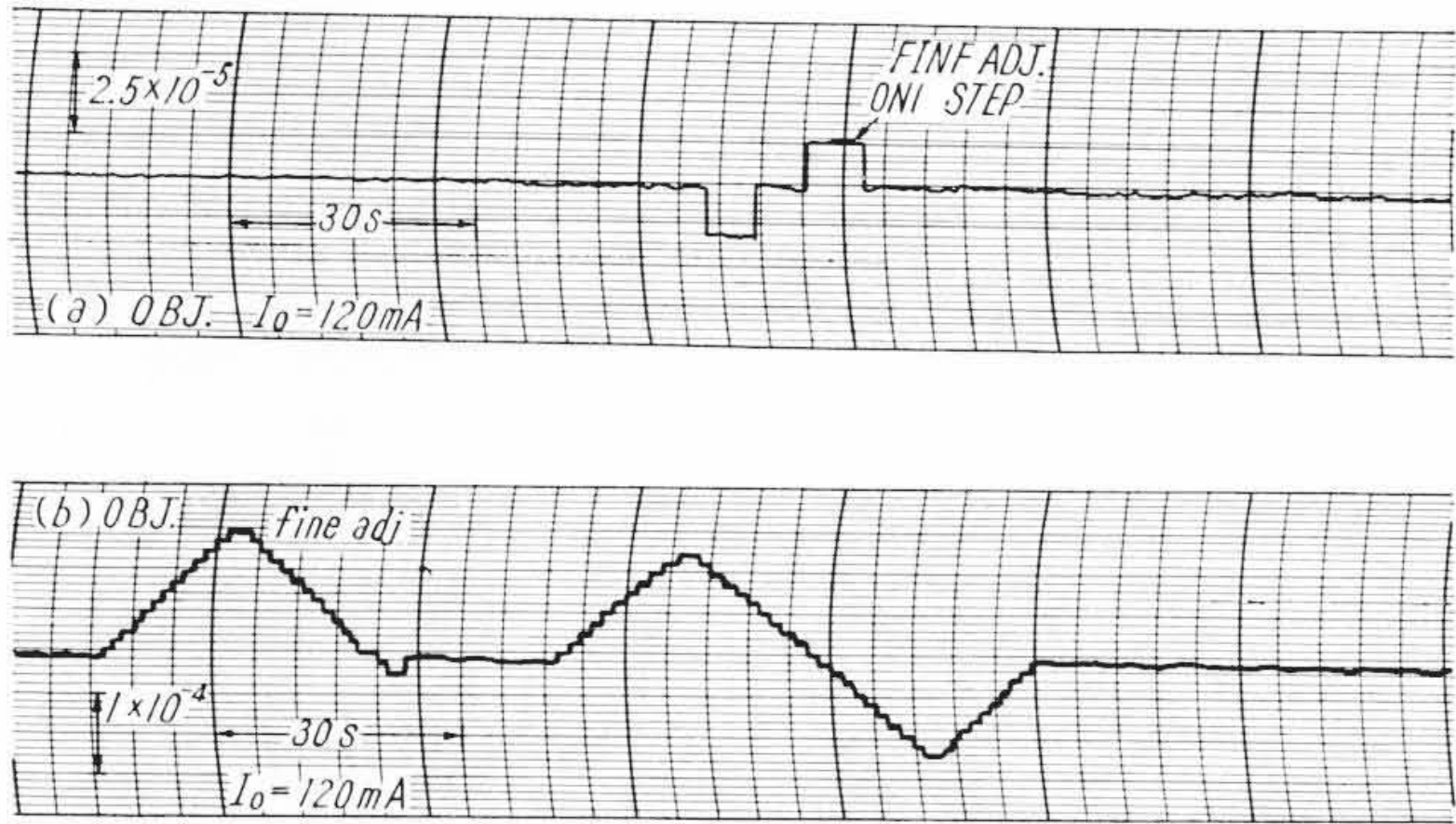
実際の数値として $Y=0.28 \times 10^{-3} \Omega$, $Z=720 \Omega$ とすると (対物レンズコイルで負荷電流 100 mA のときに対応する), $G_1 \cdot G_2$ は 8×10^4 より大きい必要がある。増幅回路の利得は制御管が 5 極管接続のとき 100 dB, $\times 10^5$ であって, 3 極管接続にすれば 80 dB, $\times 10^4$ となる。制御管 6 CA 7 は最大陽極損出 25 W であって, 2 ~ 3 本の並列接続を行なっている。増幅回路は, 第 12 図にも示すように差動増幅回路であって, ドリフトは許容値以下である。また帰還ループの安定性を保つために適当な補償回路が用いられた。

3.3 電流調整回路

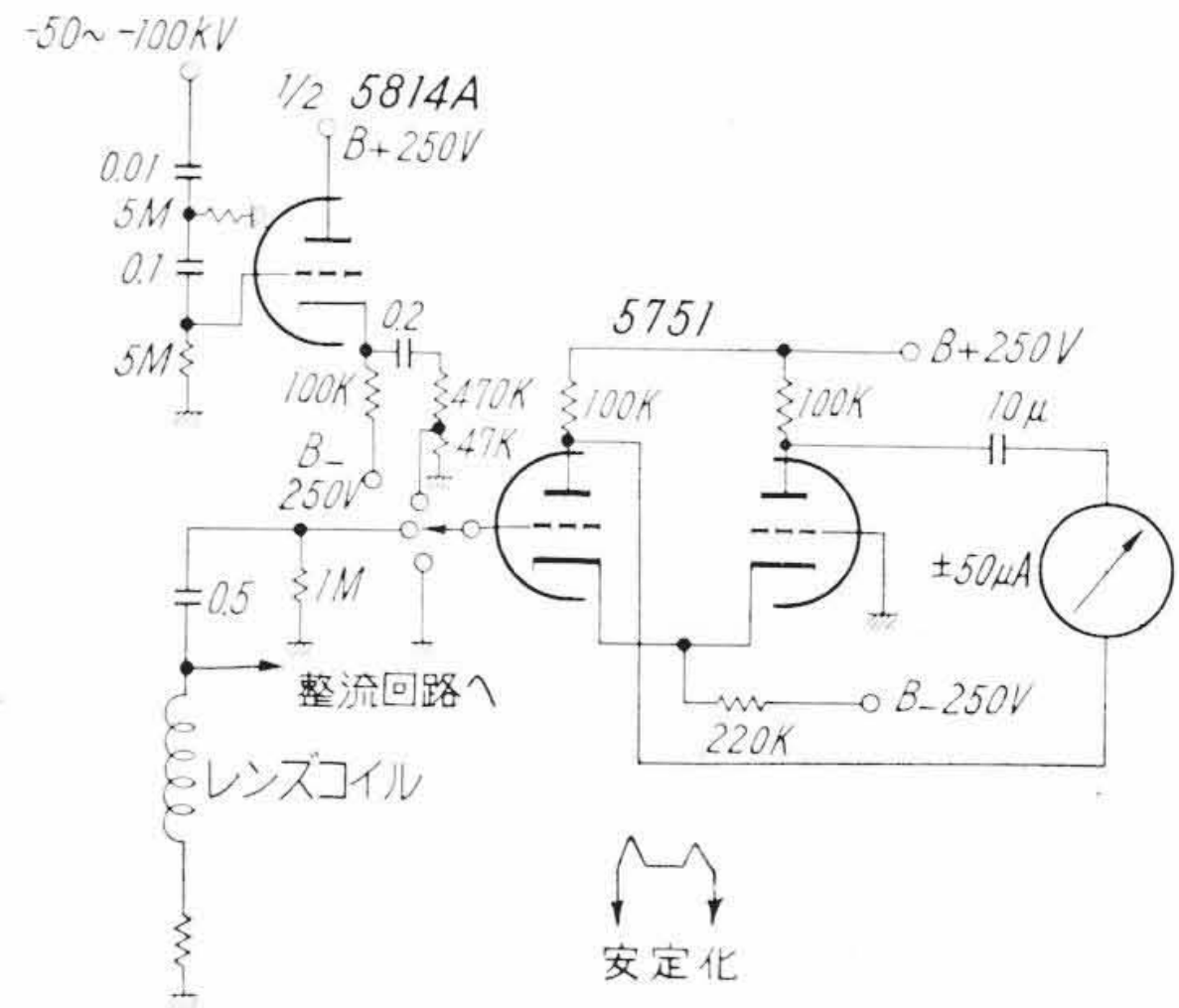
所要電流範囲を円滑に調整しうることは操作上きわめて重要である。第1コンデンサ、対物、投射の各レンズコイル電流は加速電圧の切り替えと連動して、適切な電流範囲に設定した。第13図は対物電流の調整回路である。出力電流はステップ状に変化でき、最小ステップは出力の 1.3×10^{-5} に対応している。微小電流変化を与えるための分割抵抗には、周囲温度変化の影響大なるものについては金属皮膜抵抗を使用し、ドリフトの軽減をはかった。

3.4 電氣的性能

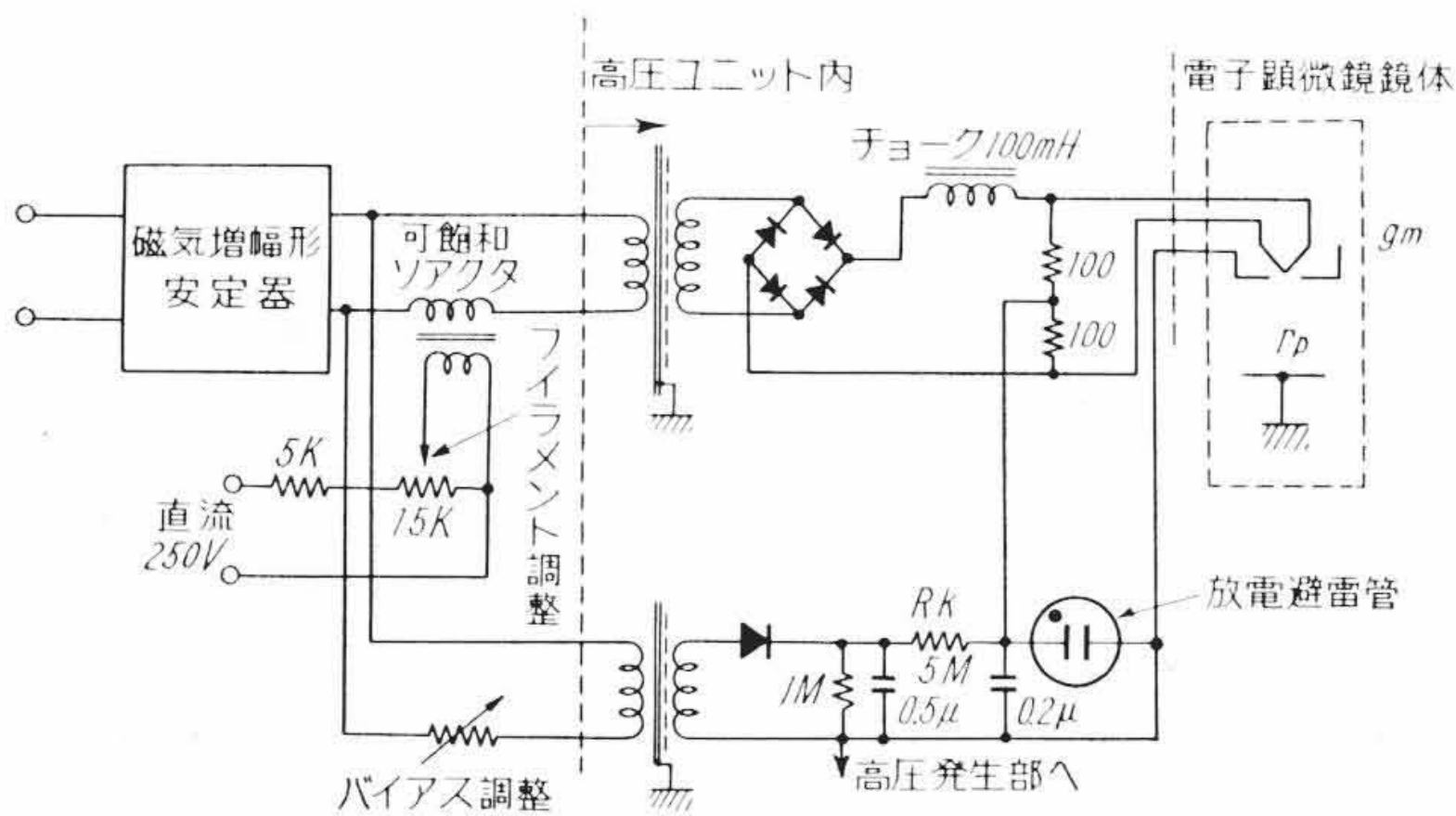
スイッチ投入後20～30分で対物レンズについては 2.5×10^{-6} が得られた。中間および投射レンズ電流は 5×10^{-6} の安定度である。 2.5×10^{-6} の安定度は 67.5 V の積層乾電池を基準電圧とし、直結増幅器を使用する限りにおいては実用的限界であると考えられる。第



(a) 対物コイル電流 (b) 微調整によるステップ状変化
第 14 図 対物レンズ電流安定度実測例



第 16 図 安定度試験回路



第 15 図 電子銃電源回路

14 図は電流安定度の対物コイル電流についての実測データ例である。またリップル成分は 10 mV (尖尖頭値) 以下であって、 2×10^{-6} 以下の影響しか与えない。

4. 電子銃フィラメント電源

電気的回路は第 15 図に示すとおりである。直流点火方式を採用し、標準フィラメント抵抗 (点火時) 1Ω のときのリップルは 2% 以下である。平滑回路には 100 mH のチョークを使用している。電圧安定度は 1×10^{-3} 程度である。

5. ウェーネルト電極バイアス

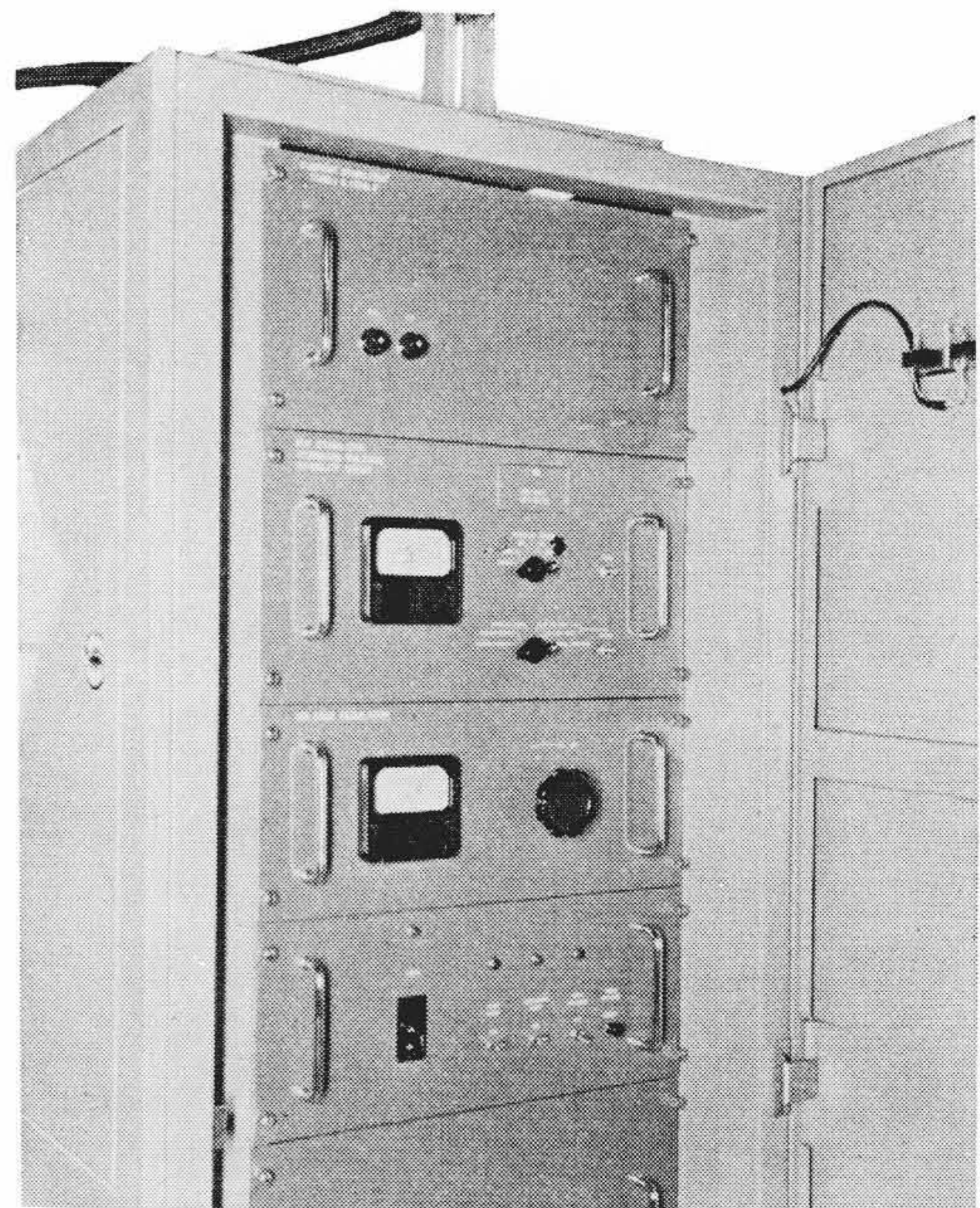
従来の自己バイアス方式に改良を加え、遠隔操作可能な半固定バイアス方式を採用した。回路は第 15 図に示すとおりである。ウェーネルト電極の縁に対するフィラメントの位置によって、電子顕微鏡放射部を等価 3 極管と考えた場合の内部抵抗 r_p は $10 \sim 1,000 \text{ M}\Omega$ の値をとる。いま ΔI_p をビーム電流の変化分、 ΔE_p を加速電圧の変化分とする。また $g_m = \Delta I_p / \Delta E_p$ はほぼ $1 \mu\text{V}$ であって、フィラメントの位置に関係しない。ここで ΔE_p はウェーネルト電極バイアス電圧の変化分である。 ΔI_p 、 r_p 、 g_m は次の関係式で結ばれている。

$$\Delta I_p = \frac{\Delta E_p}{\{r_p + (1 + g_m r_p) R_K\}} \quad (16)$$

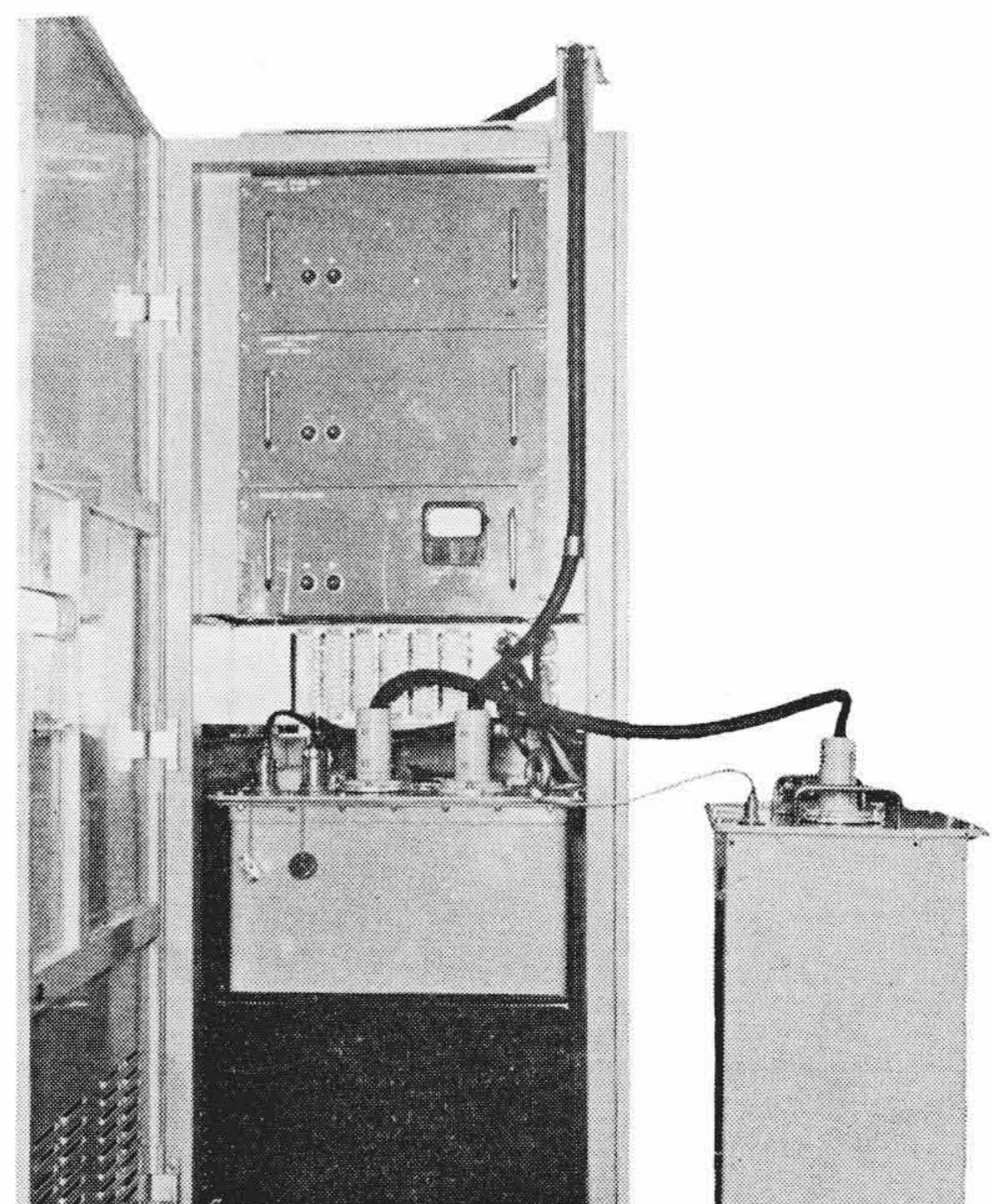
すなわち、加速電圧を 50, 75, 100 kV と変化してもビーム電流が大幅に変化しないように適当な自己バイアス抵抗 R_K を用いることが望ましく、 R_K として $5 \text{ M}\Omega$ 、変可能バイアス電圧として $0 \sim 800 \text{ V}$ をこれを重畳できるようにした。

6. 安定度試験回路

レンズ電流および加速電圧安定度を試験できる回路として変動の微分値を検出できる方式⁽⁴⁾を用いた。回路は第 16 図に示すとおりである。レンズ電流試験の場合はコイル両端の電圧の変化分 1 mV



第 17 図 電源本体外観 (正面)



第 18 図 電源本体 (背面)

が検出でき、高圧に対しては安定度 1×10^{-5} が十分チェックできる。この方式では数量的にドリフト値を判断することはできない

が、正常に安定化されているか否かを容易に判別することができる。

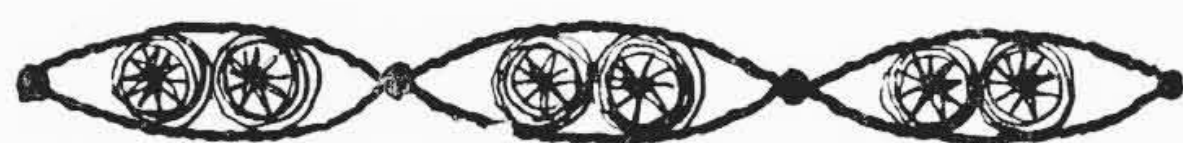
7. 結 言

電子顕微鏡の加速電圧安定度およびレンズ電流の安定度、さらにフィラメント電源、ウェーネルト電極バイアスが電子顕微鏡の特性に重要な役割をもっていることは広く知られているところである。ここに報告した電源装置は従来のものに全面的な改良を加え、日立電子顕微鏡 HU-11 A 形に採用したものである。個々の回路構成その他については、技術的にみた場合必ずしも新しいもののみではないが、全体の回路構成、特長、性能などについてまとめて報告した。

最後に高圧の諸問題についてご指導いただいた、武蔵工業大学鳥山四男博士に、また高圧帰還方式の電源について助言いただいたシカゴ大学 H. S. Bennet 博士に深く感謝申しあげる。また UHAG の J. Schnetzer 氏から電流制御管についての助言を得た。日立製作所中央研究所の只野文哉博士、阿部善右衛門博士そのほかの方々、および日立製作所亀戸工場、那珂工場の方々から助言と協力をいただいた。これらの方々に深堪の謝意を表するものである。

参 考 文 献

- (1) 只野：電子顕微鏡学会誌，10，No. 1 (1961)
- (2) R. Pepinsky：Rev. Sci. Instr., 19, No. 4, 247 (1948)
- (3) Van Dorsten：Philips Tech. Rev., 10, 135 (1948)
- (4) Francis. W. Bishop：Electronics, Jan., 124 (1953)
- (5) 永田，阿部：電気学会雑誌，80，No. 861, 736 (1960)



特 許 の 紹 介



特 許 第 294870 号

小 田 保 光・神 屋 博 太

固 体 粒 子 を 含 む 混 合 液 体 用 脱 液 装 置

この発明は火力発電所の灰処理用脱水槽に適するものである。従来この種の脱水装置としてはスクリーン形のものが使われていたが、灰の性状によってはスクリーンの目詰りが多く、その目詰りした灰を除くのに多くの労力を要した。

この発明は、前記の欠点をなくすため脱水用ノズルとノズルカバーとを任意の段数組み合わせた装置に関するもので、その特徴は次のとおりである。

満水面付近の水位を基準としてその水位から各ノズル開口部中心までの高低差に応じてノズル開口部の断面積とノズルカバー入口部の断面積との比を変えることにより、各ノズルカバーの入口部における上向きの流速に限界を与え(たとえば一定)、かつその流速が灰

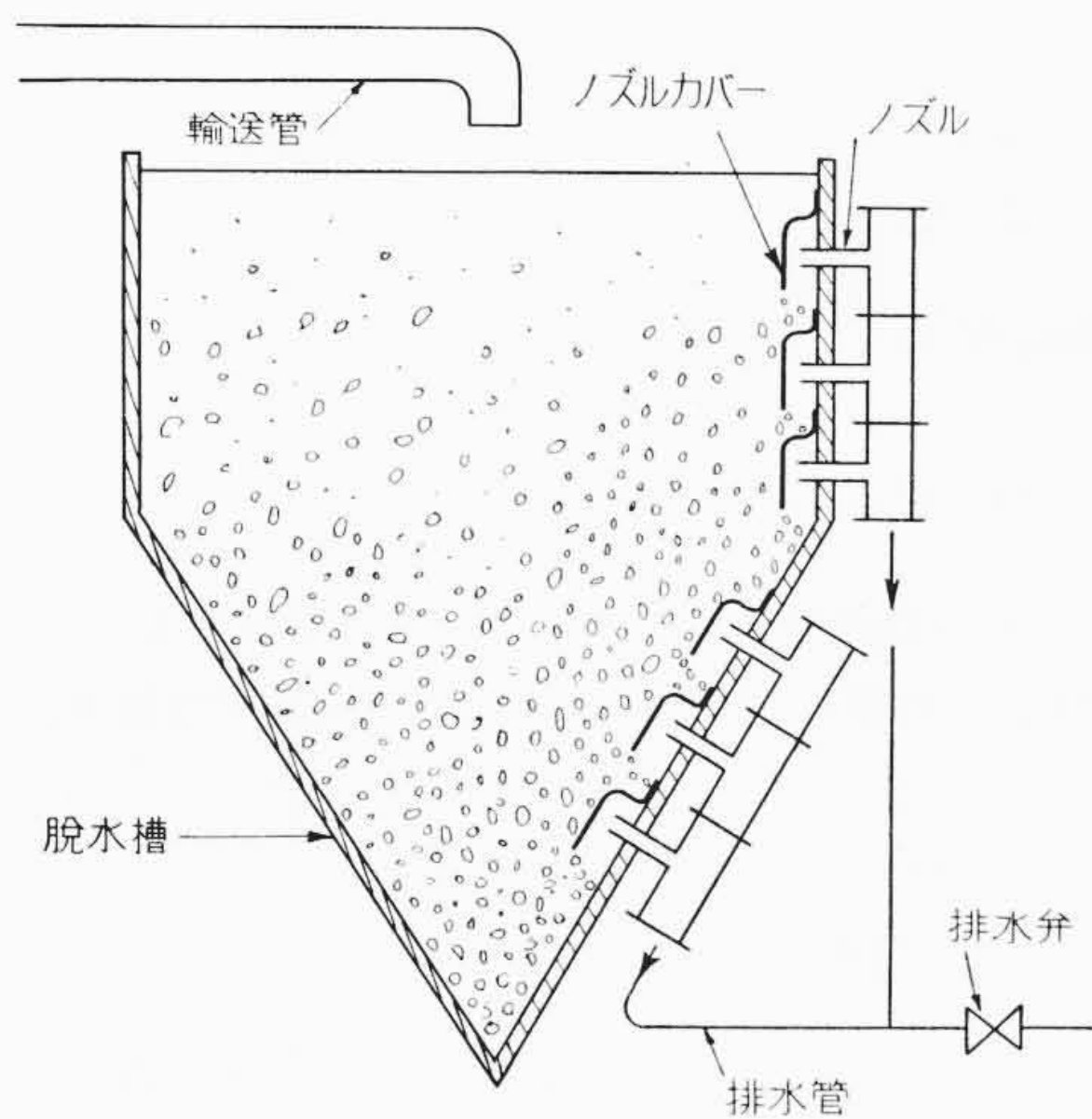
の水中における自由沈降速度より小さくなるよう設定する。

写真は脱水用ノズルの外観を示したもので、その設定位置に応じて手動ハンドルによりノズルの開口面積を適当に調節することができる。

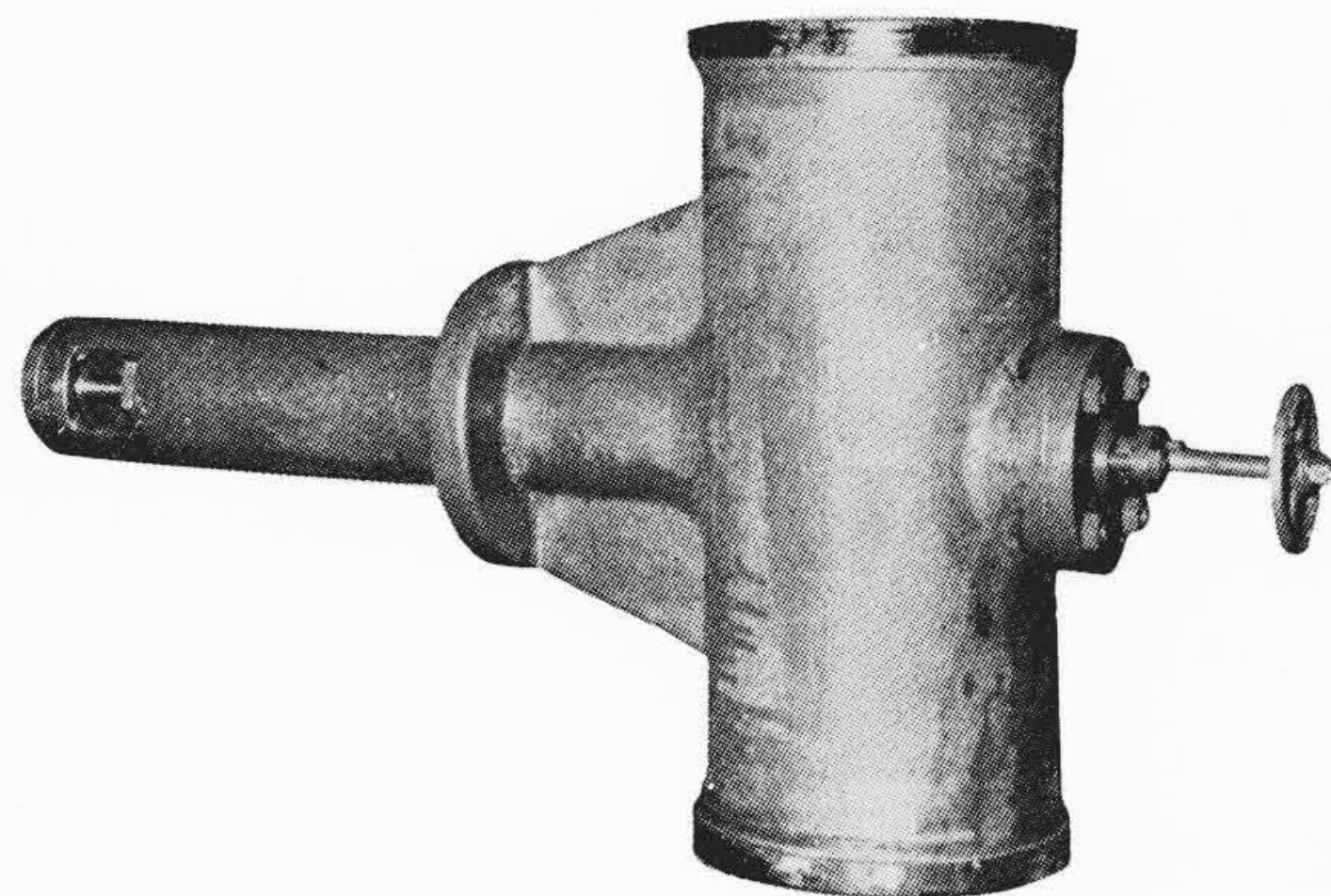
この発明によれば下記のような効果を得ることができる。

- (1) 上下各ノズルから流出する灰のような固体粒子の性質を均一にすることができ、適当に選定されたある大きさの粒子以上のものまたは一定比重以上のものないしは粒子径と比重とを関連させてある限界以上のものの流出を阻止できる。
- (2) 従来の装置は全く同一寸法のノズルを用いていたため、下部の圧力差の大きいノズルカバーの入口部の液流速度で流出粒子の最大径もしくは比重が規制されていたが、この発明の装置では上部にとりつけられたノズルもそのノズルカバー入口部の液流速度が下部にとりつけられたノズルカバーのそれと等しく設定されているので、脱液能力が増大される。

(富 田)



第1図 混合液体用脱液装置



第2図 脱水用ノズル