

高圧直流安定電源装置の設計

Design of Stabilized High Voltage Supplying Equipment

金子英二*
Eiji Kaneko

内 容 梗 概

完全に半導体化した新しい方式による高圧直流安定電源回路について解析し、各種の特性に対する理論式を求めた。続いて、この方式を用いて構成した「HT-26 形」高圧直流安定電源装置の諸特性を測定し、その結果を明らかにした。

本装置は、中性子束計測用比例計数管あるいはシンチレーション計数管用の高圧直流安定電源装置として試作されたもので、高圧直流出力電圧 900~1,500 V、直流出力電流 0~5 mA の全範囲で動作する。このとき、出力電圧のリップル含有率: 10^{-6} 、電圧安定化率: 約 3×10^{-3} 、動内部抵抗: 500 Ω 以下、温度係数: 0.05%/°C (0~60°C)、ドリフト: $\pm 1.5 \times 10^{-4}/8 \text{ h}$ が得られる。

1. 緒 言

原子炉の中性子束測定などに用いられている比例計数管およびシンチレーション計数管は、電極間に加えた高圧直流電圧の変動の影響を受けやすい。すなわち、これらの計数管には理論上正確な電圧プラトーは存在しないので、高圧直流電圧が変動すると、計数管に入射する放射線のエネルギーが一定でも、得られる出力パルスの波高値は変化する。したがって、このような計数管を用いるときは、その高圧直流電圧を高度に安定化しておく必要がある。

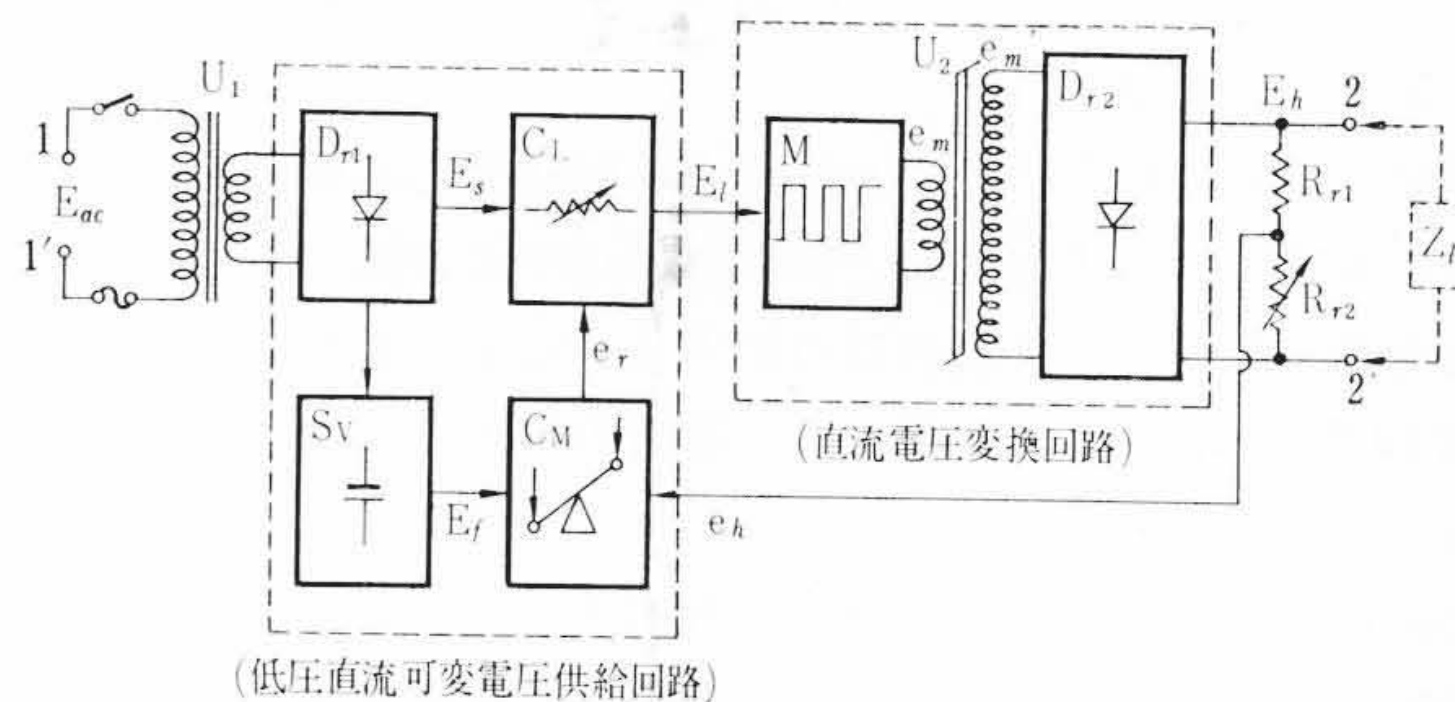
従来、これらの計数管用の高圧直流電源を得るためには、多くの場合非常に複雑な真空管回路が用いられていたため⁽¹⁾、しばしば故障発生の原因になった。また、これらの回路は普通 1 kV 前後あるいはそれ以上の高電圧を扱うために、特殊な真空管を必要としたので相当高価なものになった。

本報告では、これらの計数管用の高圧直流安定電源を完全に半導体回路によって構成する場合の新しい方式に対する設計法について解析するとともに、この方式を用いて試作した高圧直流安定電源装置の特性測定結果について述べる。

2. 高圧直流安定電源装置の基本回路構成

第 1 図は、高圧直流安定電源回路の主要部のブロック線図を示したものである。この回路は、低圧直流電源電圧の高低によって方形波出力電圧の振幅値が変わる高周波発生回路 M と電圧通昇トランス U_2 、高周波高圧整流回路 Dr_2 、直流電圧分圧回路 ($R_{r1} + R_{r2}$)、直流電圧比較回路 C_M 、基準用直流電圧発生回路 S_V 、低圧直流電圧直列制御回路 C_L 、低圧整流回路 Dr_1 および電源トランス U_1 を組み合わせることによって、安定化された高圧直流電圧を得るように構成されている。

いま、出力端子 (2-2') 間に接続した負荷回路のインピーダンス Z_L (計数管およびその付属回路の内部インピーダンス) の変化、入力端子 (1-1') 間に加える交流電源電圧の変動あるいは周囲温度の変化などの原因によって、高圧直流出力電圧 E_h があらかじめ設定しておいた値からずれた場合を考える。このとき、分圧抵抗 ($R_{r1} + R_{r2}$) によって直流出力電圧を分圧して、低い電圧になった直流電圧 e_h を取り出し、この電圧を直流電圧比較回路に加える。この回路には、直流基準電圧 E_f が加えられているので、ここで直流電圧 e_h と基準電圧 E_f とが比較され、その差によってきまる直流誤差電圧 e_r が低圧直流電圧直列制御回路に加えられる。この回路では、低圧整流回路より得た直流電圧 E_s を直流誤差電圧に比例して変え、高周波発



第 1 図 高圧直流安定電源回路の基本ブロック線図

生回路に低圧直流電源電圧 E_f を供給する。

ここで帰還ループとなる直流電圧比較回路よりの誤差電圧 e_r の変化方向を調整して、直流出力電圧 E_h があらかじめ設定しておいた値より低くなったとき、低圧直流電源電圧 E_f が逆に高くなるようにする。さらに、直流電圧 E_f が高くなったとき、高周波発生回路の出力方形波電圧の振幅 e_m も大きくなるような回路構成にしておく。このようにすれば、端子 (2-2') 間に現われる直流出力電圧がなんらかの原因によって上昇(または降下)しようとするとき、高周波高圧整流回路への高周波電圧 e_m' は逆に降下(または上昇)する。したがって、高圧直流出力電圧 E_h は常に一定の値に保たれる。第 1 図において、抵抗 R_{r2} は直流出力電圧の設定値を変えられるように可変抵抗にしてある。

なお、このブロック線図において、高周波発生回路と高周波高圧整流回路を組み合わせた回路を直流電圧変換回路と呼ぶ。また、この回路に低圧直流電圧を供給する回路には、直流定電圧電源回路の一部を変更したものをを用いる。

3. 回路各部の解析

3.1 直流電圧変換回路

直流電圧変換回路には、第 2 図(a)に示すような誘導負荷マルチ・バイブレータと高圧整流回路の組み合わせを用いる。このような回路によって高い電力変換効率を得るためには、誘導負荷マルチ・バイブレータの発振周波数がトランジスタ Q_1 および Q_2 のコレクタ電流の飽和現象によってきめられるように動作させる必要がある。この場合、発振基本周波数 f_s は次式で与えられる⁽²⁾⁽³⁾。

$$f_s = \frac{E_f}{L_c} \frac{1}{h_{FE} \cdot i_{bx}} \quad (1)$$

ただし、 E_f : 低圧直流電源電圧

L_c : コレクタ負荷コイルの実効インダクタンス

* 日立製作所日立研究所

(4)および(5)式より、この高圧直流安定電源回路の各種の特性を予測できる。(4)式より、高圧直流出力電圧の微小変動 ΔE_h は次のように表わされる。

$$\Delta E_h = \frac{\partial E_h}{\partial E_s} \Delta E_s + \frac{\partial E_h}{\partial E_f} \Delta E_f + \frac{\partial E_h}{\partial I_h} \Delta I_h + \frac{\partial E}{\partial i_r} \Delta i_r \dots (6)$$

まず、(6)式の右辺の第1項の係数 $(\partial E_h / \partial E_s)$ は低圧整流回路よりの直流電圧が変動した場合に生じる高圧直流出力電圧の変化割合を表わす。前述のように、電圧 E_s は電源トランス U_1 (第1図参照)の一次側に加える交流電源電圧 E_{ac} に比例する。一般に、安定化電源装置の電圧安定化率 S は次式で定義される。

$$S = \frac{\frac{\Delta E_h}{E_h}}{\frac{\Delta E_{ac}}{E_{ac}}} \dots (7)$$

したがって、(4)、(6)および(7)式と $E_{ac} \propto E_s$ の関係より、この回路の電圧安定化率 S は次のようになる。

$$S = \left(\frac{\partial E_h}{\partial E_s} \right) \frac{E_s}{E_h} \leq \frac{A}{1 + AbR_l g_4} \frac{1}{A}$$

$AbR_l g_4 \gg 1$ の条件が成りたつときは

$$S = \frac{1}{AbR_l g_4} \dots (8)$$

(8)式において、分圧率 b はだいたい電圧上昇比 A に逆比例すると考えてよい。したがって、電圧安定化率に影響を及ぼす項は結局 $R_l \cdot g_4$ だけとなる。すなわち、このような回路において電圧安定化率を高くするためには、トランジスタ Q_4 回路の電圧増幅利得を大きくしなければならない。一般に、この回路には多段増幅回路が用いられる。

次に、(6)式の右辺の第2項の係数 $(\partial E_h / \partial E_f)$ は、基準電圧 E_f の変動によって生じる高圧直流出力電圧の変化割合を示している。基準電圧の変動による高圧直流出力電圧の変動率を S_f とすると次のようになる。

$$S_f = \left(\frac{\frac{\Delta E_h}{E_h}}{\frac{\Delta E_f}{E_f}} \right) \dots (9)$$

したがって、(4)、(6)および(9)式より次の関係が得られる。

$$S_f = \frac{AR_l g_4}{1 + AbR_l g_4} \cdot \frac{E_f}{E_h} \dots (10)$$

ここで、第4図よりわかるように、電圧 E_f と E_h の間には次のような関係があることを考慮する。

$$\frac{E_f}{E_h} \doteq \frac{R_2}{R_1 + R_2} = b$$

ゆえに、 $AbR_l g_4 \gg 1$ の条件が成りたつときは(10)式は次のようになる。

$$S_f \doteq 1 \dots (11)$$

すなわち、基準電圧 E_f の変動はほとんどそのままの比率で高圧直流出力電圧 E_h の変動として現われる。基準電圧をツェナー・ダイオードによって得る場合、この電圧が変動する原因には、ツェナー電圧の温度係数、ツェナー・ダイオード回路に加える電源電圧、およびツェナー・ダイオード内を流れる電流の変化による影響が考えられる。これらのうち、最初の温度係数が最も大きな因子である。この温度係数は、高圧直流出力電圧の周囲温度依存性を決定する最大の要素の一つである。

(6)式の右辺の第3項の係数 $(\partial E_h / \partial I_h)$ は、出力端子より直流電

流 I_h を取り出すことによって生じる高圧直流出力電圧の降下割合を示すものである。したがって、これは高圧直流安定電源としての動内部抵抗 r_h に等しい。すなわち、

$$r_h = \frac{Ar_1 + \frac{r_2}{A} + \frac{A}{g_3}}{1 + AbR_l g_4} A \dots (12)$$

前と同様にして、 $AbR_l g_4 \gg 1$ の条件が成りたつものとする、(12)式は次のようになる。

$$r_h = \frac{1}{R_l g_4} \left\{ \frac{Ar_1}{b} + \frac{r_2}{Ab} + \frac{A}{bg_3} \right\} \dots (13)$$

(13)式からわかるように、動内部抵抗を低くするためには、 $R_l g_4$ すなわちトランジスタ Q_4 の回路の電圧増幅利得を高くすることが先決である。動内部抵抗 r_h は、低圧および高圧整流回路自身の内部抵抗のほか、低圧直流電圧直列制御回路のトランジスタ Q_3 の相互コンダクタンスに起因する等価抵抗より構成される。

(8)式のところで述べたように、 A と b はほぼ逆比例の関係にある。これを考慮すると、(13)式は次のようになる。

$$r_h \doteq \frac{1}{R_l g_4} \left\{ aA^2 r_1 + \frac{1}{a} r_2 + \frac{a}{g_3} A^2 \right\} \dots (14)$$

ただし、 a : 比例定数

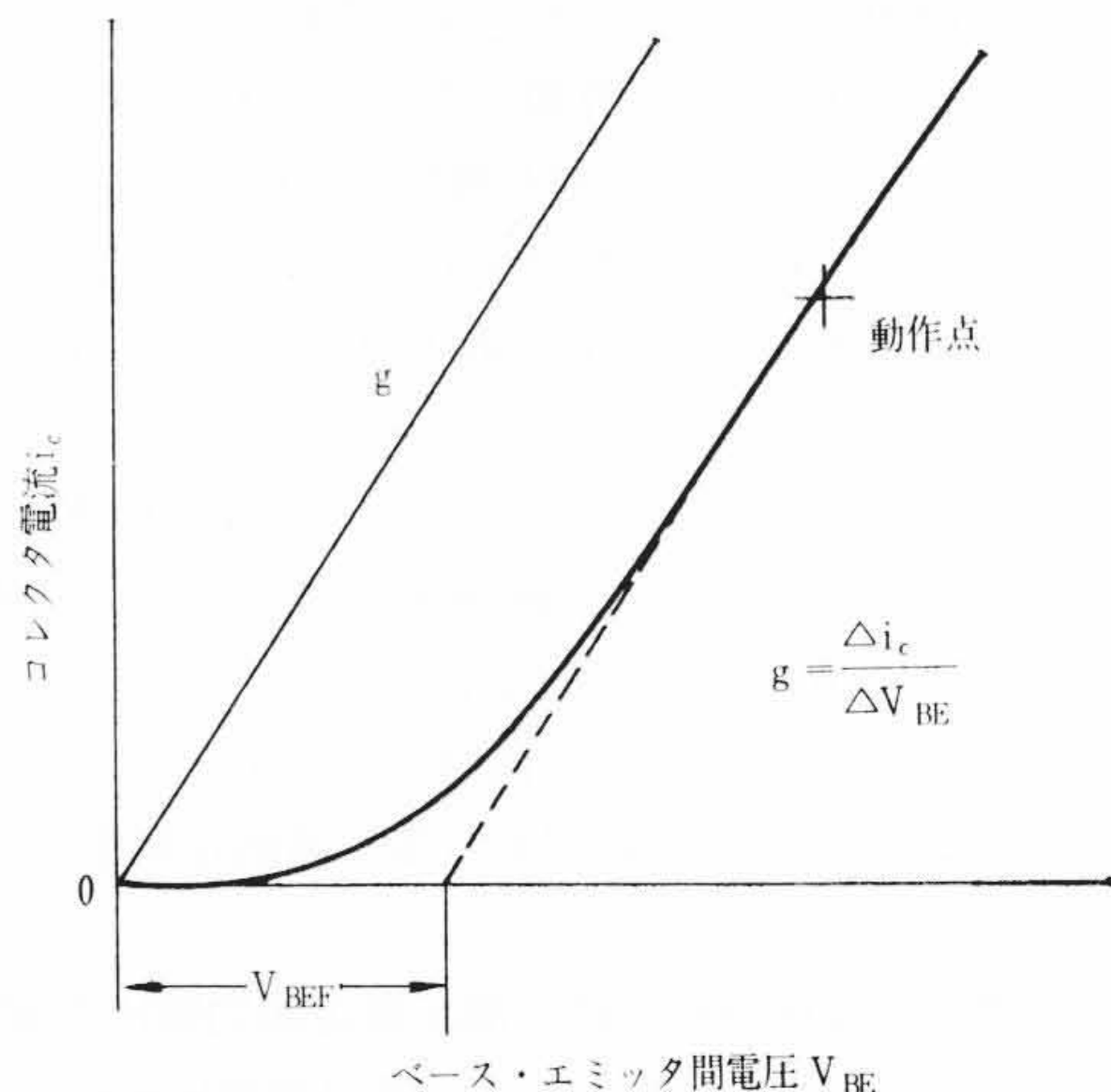
(14)式よりわかるように、低圧整流回路の内部抵抗は高圧整流回路のそれに比べてだいたい A^2 倍の割合で動内部抵抗 r_h に影響を及ぼす。これは、理想電圧変換回路の定義からも当然予想できることである。(14)式の第3項の値を小さくするためには、トランジスタ Q_3 の回路の相互コンダクタンスを大きくする必要がある。このために、この部分をダーリントン接続にするのはよい方法である。

最後に、(4)式の右辺の第4項は、分圧抵抗 $(R_1 + R_2)$ に流れる電流の変動に伴う高圧直流出力電圧 E_h の変化割合を表わしている。この項は $I_h \gg i_r$ の関係が成りたつ場合には無視できるものである。電流 i_r は電流 I_h の(1/10)以下であることが望ましい。

高圧直流出力電圧が一定の場合でも電流 i_r は変化するが、その原因は周囲温度変化によってベース電流 i_{b4} および分圧抵抗 R_{r1} と R_{r2} の値が変化するためである。一般に、抵抗 R_{r1} の値は非常に高くなるが、高抵抗は温度係数が大きいので、この部分によって高圧直流出力電圧の周囲温度依存性が左右される場合もあるので注意する必要がある。

なお、いままでの解析においてはベース電流 i_{b3} および i_{b4} を無視したが、実際にはこれが無視できない場合もある。特に、比 (i_{b4} / i_r) を小さくすることは重要である。このために、普通トランジスタ Q_4 の前に一段のエミッタフォロワをそう入する。

以上の計算においては、トランジスタ Q_3 および Q_4 の動作を第5



第5図 トランジスタの相互コンダクタンス特性

図の細い実線のように理想化して考えていた。しかし、一般にトランジスタのベース・エミッタ間電圧とコレクタ電流の関係は、同図の太い実線で示すようになっている。したがって、計算をより正確に行なうためには、この曲線を同図の点線に示すように折線近似したほうがよい。このようにした場合は、(3)式において次の部分を修正すればよい。

$$\left. \begin{aligned} i_c &= g_4(bE_h - E_f - V_{BEF4}) \\ I_l &= g_3(v_c - E_l - V_{BEF4}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

(15)式を用いると(4)式の右辺の第2項と第3項の一部が変わる。しかし、この場合でもいまままでに述べた電圧安定化率 S 、基準電圧変動の影響 S_f および動内部抵抗 r_h に対する表現はほとんど変わらない。順方向ベース・エミッタ間電圧降下 V_{BEF} には温度依存性があるので、(15)式を採用すると、高圧直流出力電圧 E_h の温度係数 $(\Delta E_h / \Delta \theta_a)$ をより正しく表わすことができる。

(2)式において、 $I_p \ll I_l$ の関係が成り立たない場合は、(4)式は次のようになる。

$$E_h = \frac{1}{\frac{(1+g_3r_1)}{g_3R_p} + 1 + AbR_lg_4} \left\{ AE_s + AR_lg_4E_f - A \left(\frac{A}{g_3} + r_1A + \frac{1}{A} + \frac{1+g_3r_1}{g_3R_p} \right) (I_h + i_r) \right\} \dots (16)$$

3.3 過電流防止回路

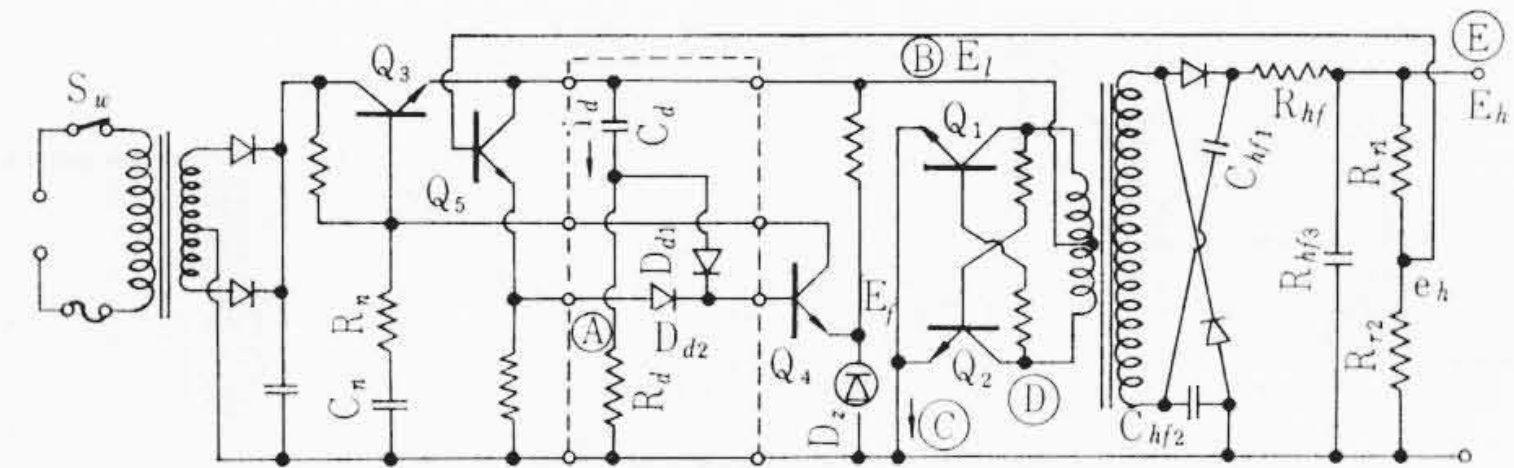
第2図に示したように、トランス U_2 の2次側に高圧整流回路および負荷を接続した場合は、スイッチ S を閉じて誘導負荷マルチ・パイプリータは直ちには定常発振状態には達しない。これは、スイッチを閉じて整流回路のコンデンサは瞬間的には定常値まで充電されないで、その間トランジスタ Q_1 および Q_2 のコレクタ・エミッタ間より負荷側を見込む等価インピーダンスがきわめて低い値に保たれるためである。

したがって、第2図に示したように、直接 H_r 点よりの電圧によって低圧直流電源電圧を制御すると、電源スイッチ投入後数秒間は H_r 点の電圧は十分定常値まで達しないので、端子(b-b')間に現われる電圧はほとんど電圧 E_s に近い値までになり、定常発振状態に達しない前のマルチ・パイプリータに過大の電流が流れてしまつて、この回路のトランジスタおよび直列制御用トランジスタ Q_3 を焼損することがある。

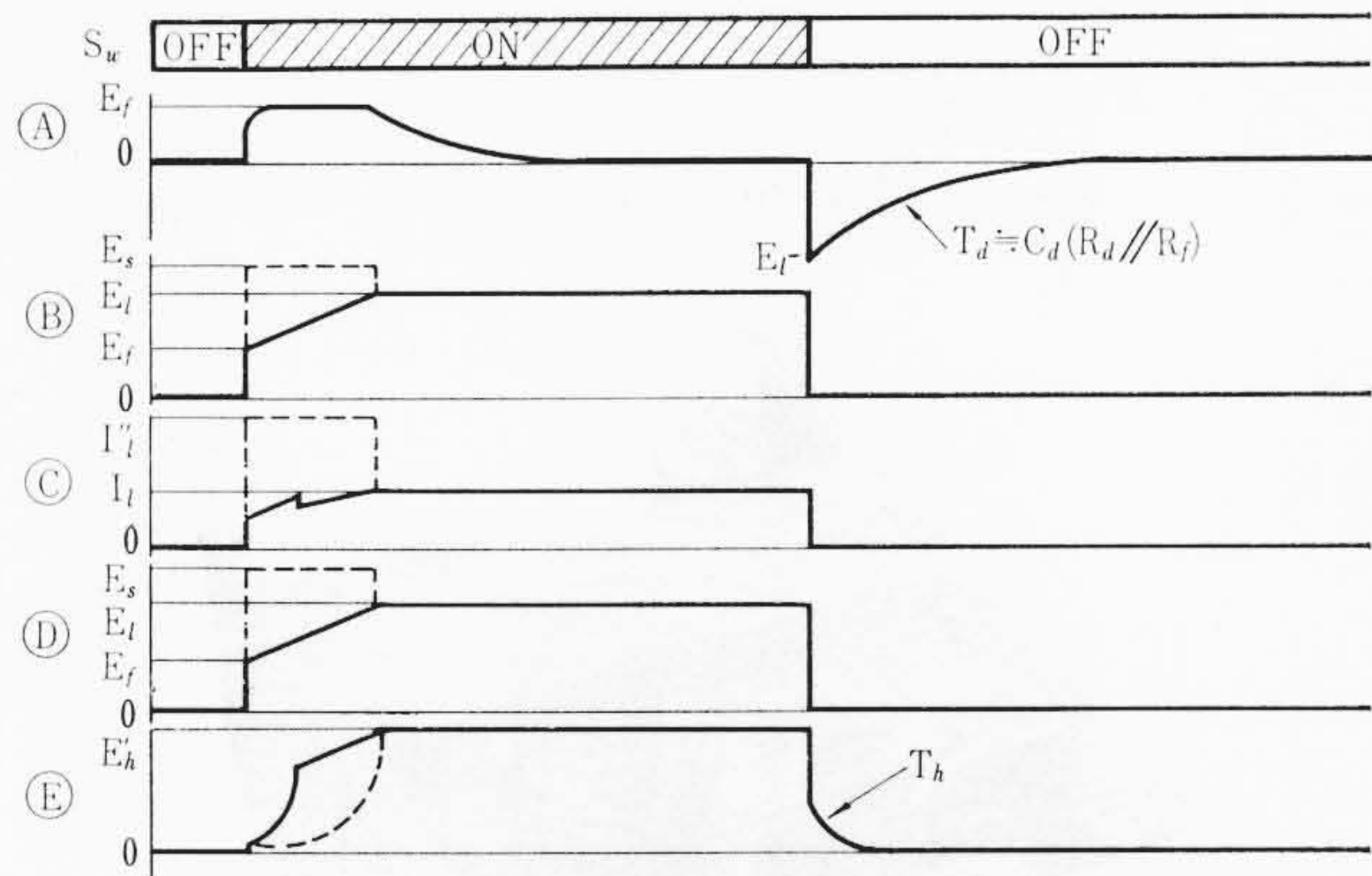
このような事故を未然に防止するための最も簡単な過電流防止回路の一例を第6図(a)の破線の内側に示す。この回路において、電源スイッチ S_w を投入すると、低圧直流電源電圧 E_l は誘導負荷マルチ・パイプリータに加えられると同時に、コンデンサ C_d を通して抵抗 R_d の端子間にも加えられる。この場合、コンデンサの端子間電圧は最初零 V であるから電圧 E_l はそのまま抵抗 R_d の端子間に現われる。一方、電圧比較用トランジスタ Q_4 のエミッタ電圧はツェナー・ダイオード D_2 端子間電圧 E_f に等しい。したがって、抵抗 R_d の端子間電圧は実は電圧 E_f にだいたい一致している。このため電源スイッチ投入直後は、低圧直流電源電圧 E_l もほとんど基準電圧 E_f に等しくなる。

しかし、コンデンサ C_d は抵抗 R_d およびトランジスタ Q_4 とダイオード D_{a1} を通して充電されるので、その端子間電圧は時間の経過とともに次第に上昇する。この期間中は、抵抗 R_d の端子間電圧はまだ一定値 E_f に止まっているので、この抵抗中を流れる電流は一定である。このことは、トランジスタ Q_4 とダイオード D_{a2} を流れる電流にもだいたい当てはまる。したがって、コンデンサ C_d の充電電流はこの期間中はほぼ一定に保たれる。

高圧整流回路のコンデンサが次第に充電されるにしたがって、この回路よりの電圧比較信号 e_h が基準電圧 E_f より高くなると、ダイ



(a) 過電流防止回路の挿入



(b) 各部の電圧(A B D E)、電流(C)の変化

第6図 低圧直流可変電圧供給回路への過電流防止回路のそう入

オード D_{a2} は導通、 D_{a1} は遮断状態になる。以後、電圧比較回路の動作は過電流防止回路をつけない場合に等しくなる。

それゆえ、高圧整流回路のコンデンサ C_{hf1} および C_{hf2} が十分に充電されるまでに要する遅れ時間 T_h に対して、低圧直流電源電圧 E_l が設定値に達するのに必要な時間 T_d を等しいかあるいは少し長くなるように、過電流防止回路の抵抗 R_d およびコンデンサ C_d の値を選んでおけば、誘導負荷マルチ・パイプリータに過電流は流れなくなる。

抵抗 R_d およびコンデンサ C_d の値は次のようにして決定する。まず、前述のように、ダイオード D_{a2} が遮断状態のときコンデンサ C_d に流れ込む電流 i_d はほぼ一定で、その値は抵抗 R_d の端子間電圧 E_f をこの端子間に接続された回路の等価抵抗で割れば求められる。すなわち、

$$i_d = \frac{E_f}{R_d // R_f} \dots\dots\dots (17)$$

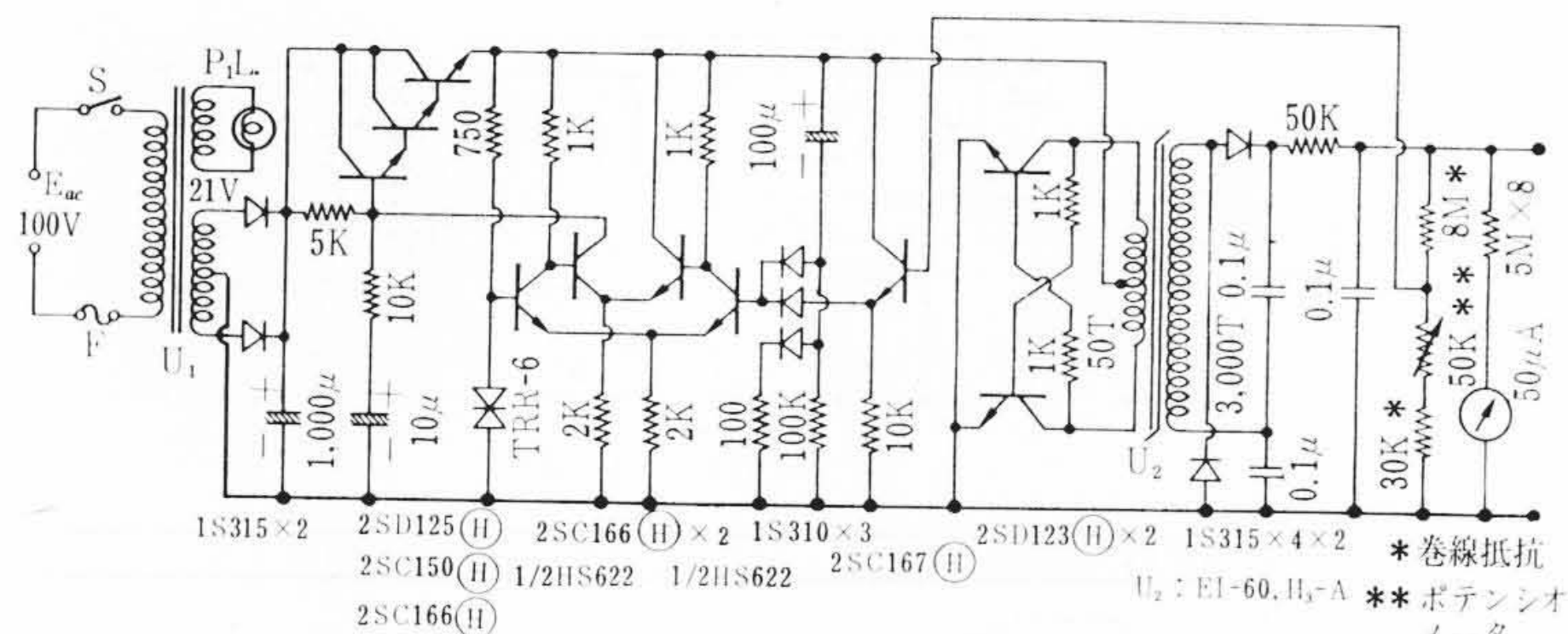
ただし、 R_f : 抵抗 R_d に並列に接続した回路の順方向等価抵抗
したがって、低圧直流電源電圧が設定値 E_l までに達するのに要する時間 T_d は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} (E_l = E_f) &= \int_0^{T_d} \frac{1}{C_d} \cdot \frac{E_f}{(R_d // R_f)} dt \\ \therefore T_d &= C_d (R_d // R_f) \frac{E_l - E_f}{E_f} \\ &\geq T_h \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

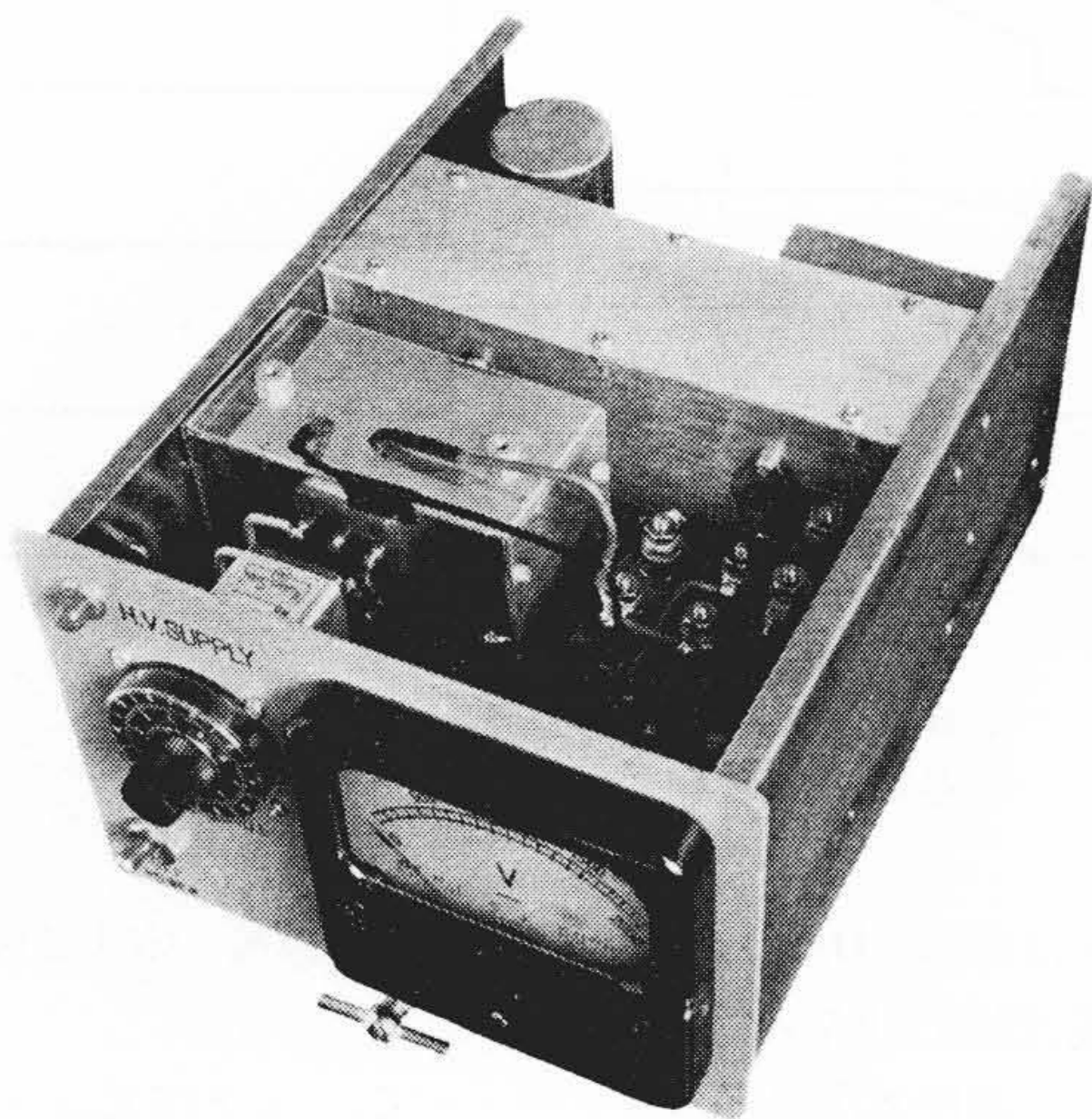
抵抗 R_d およびコンデンサ C_d の値は(18)式の関係を満たせるような任意の値の組み合わせとして与えられる。

第6図(b)は、以上に述べた過電流防止回路の効果を示したものである。すなわち、同図において破線および実線は、それぞれこの回路をそう入する前および後における各部の電圧電流変化を示している。ただし、同図の③④⑤波形は実際には振動波形であるが、この図ではその平均値を示した。

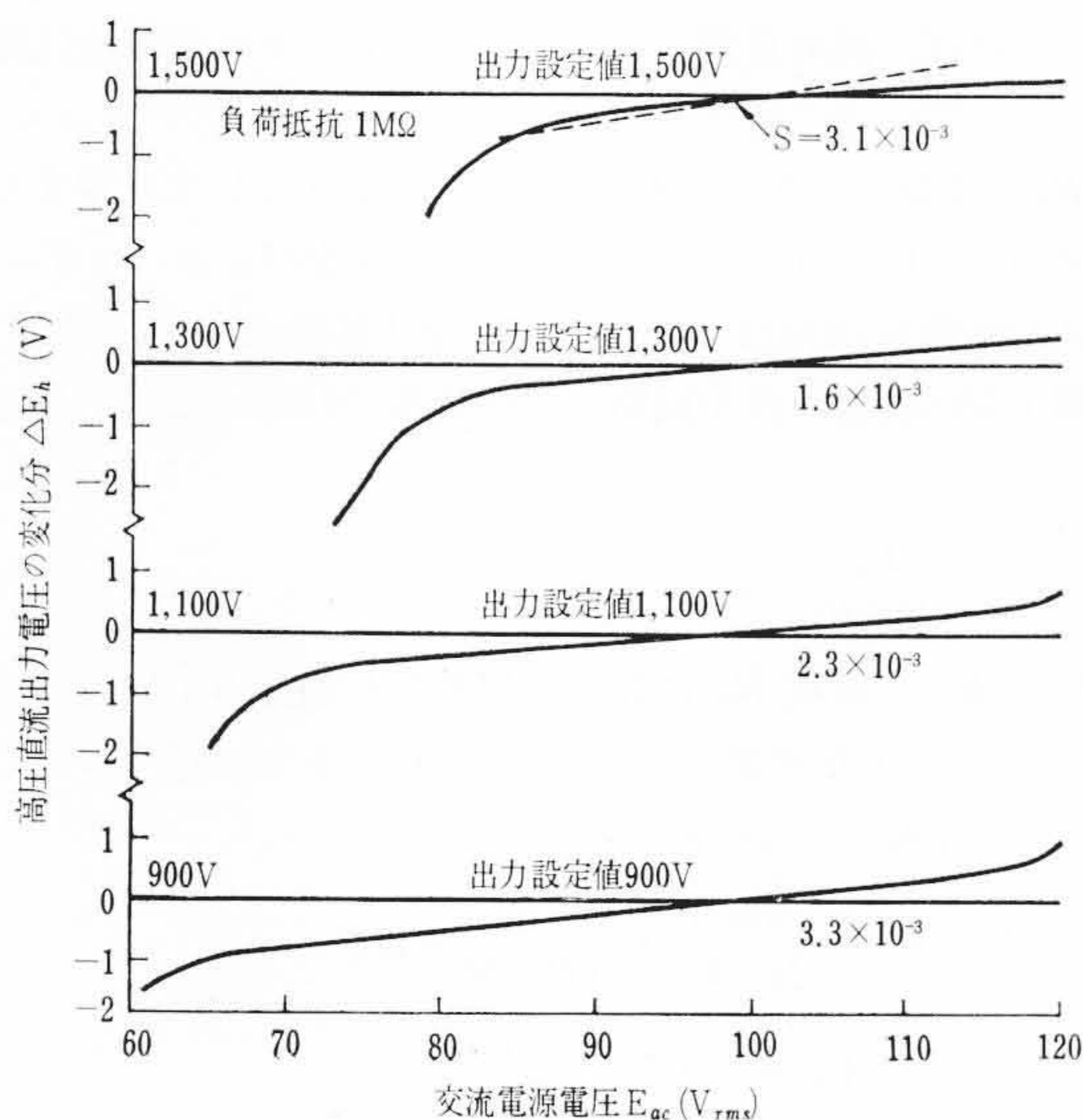
第6図(a)に示した回路において、抵抗 R_h およびコンデンサ C_h は発振防止のためそう入してある。また、トランジスタ Q_5 は分圧抵抗 $(R_1 + R_2)$ の midpoint より電圧比較回路を見込むときの等価インピーダンスを高くするために用いられている。



第 7 図 「HT-26 形」高圧直流安定電源の全回路



第 8 図 「HT-26 形」高圧直流安定電源装置

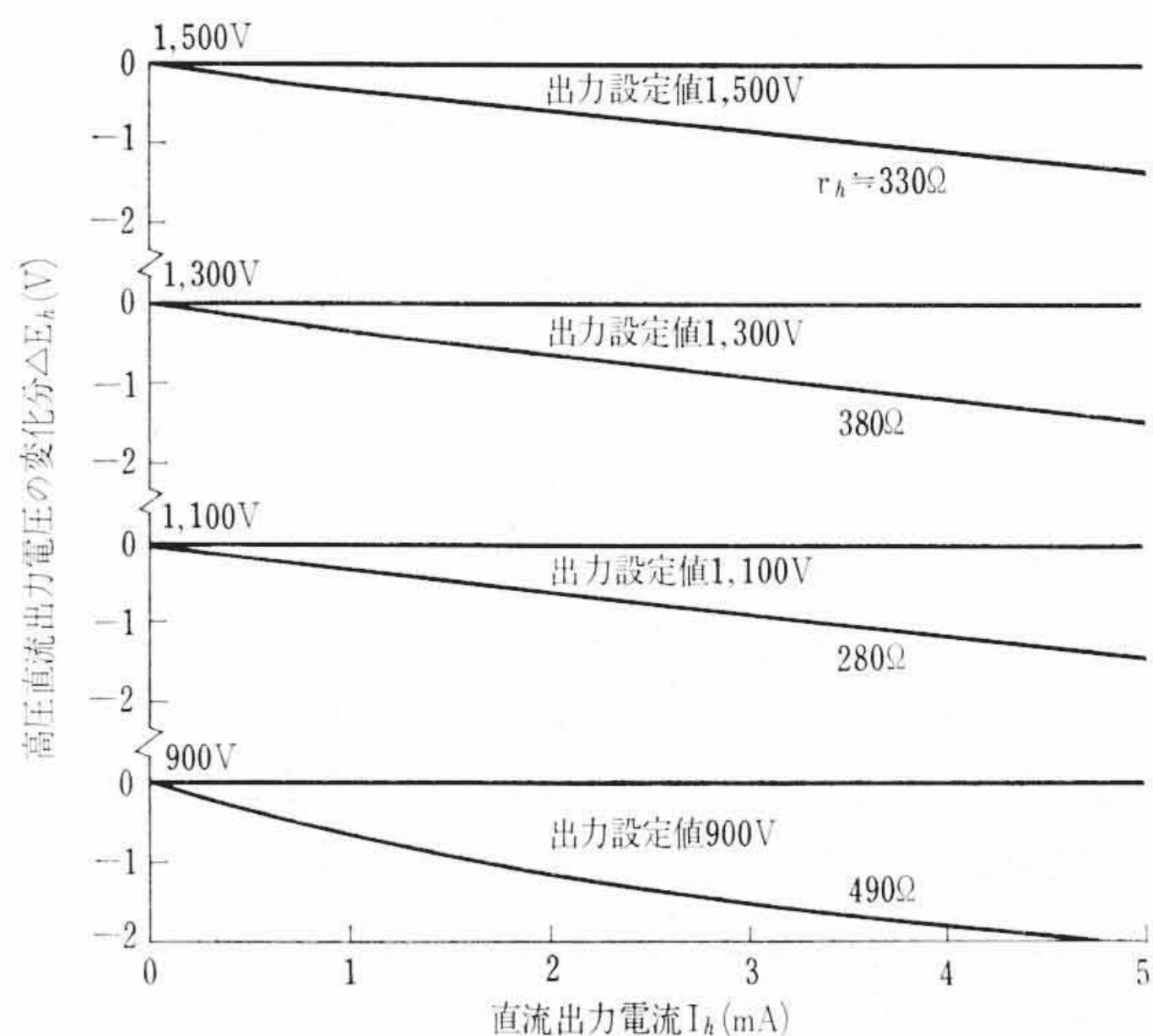


第 9 図 電 圧 安 定 化 率

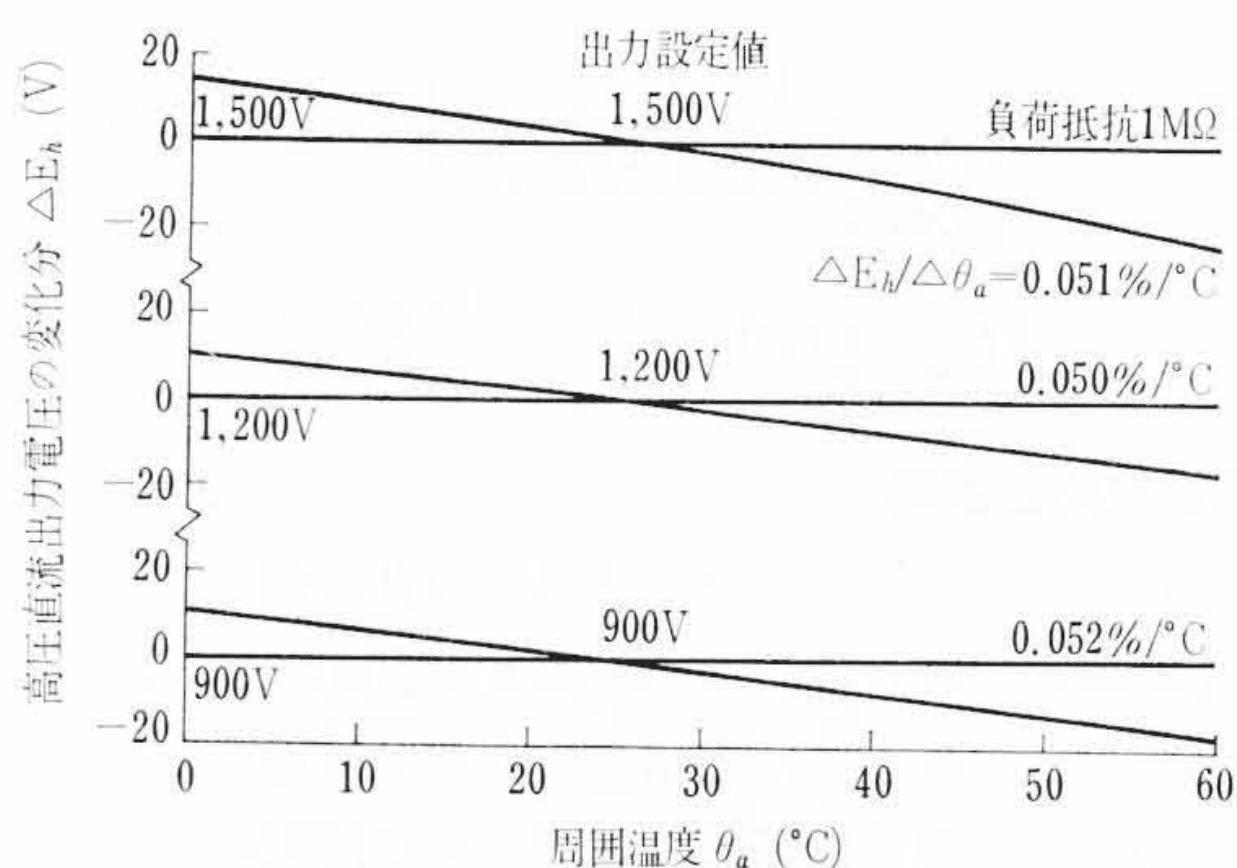
4. 「HT-26 形」高圧直流安定電源とその諸特性

第 7 図は、前節までに述べたことをもとにして構成した「HT-26 形」高圧直流安定電源装置の全回路を示す。また、同回路を組み込んだ装置の外観を第 8 図に示す。この装置を用いて得られる高圧直流出力電圧の範囲は 900~1,500V、直流出力電流の範囲は 0~5mA である。なお、この全出力範囲において内部発生雑音電圧は 1mV_{pp} 以下であった。これは、高圧直流出力電圧が 1,000V のときリップル含有率 10⁻⁴% 以下に相当する。

第 9 図は、この電源回路の電圧安定化率を求めたものである。こ



第 10 図 直 流 動 内 部 抵 抗

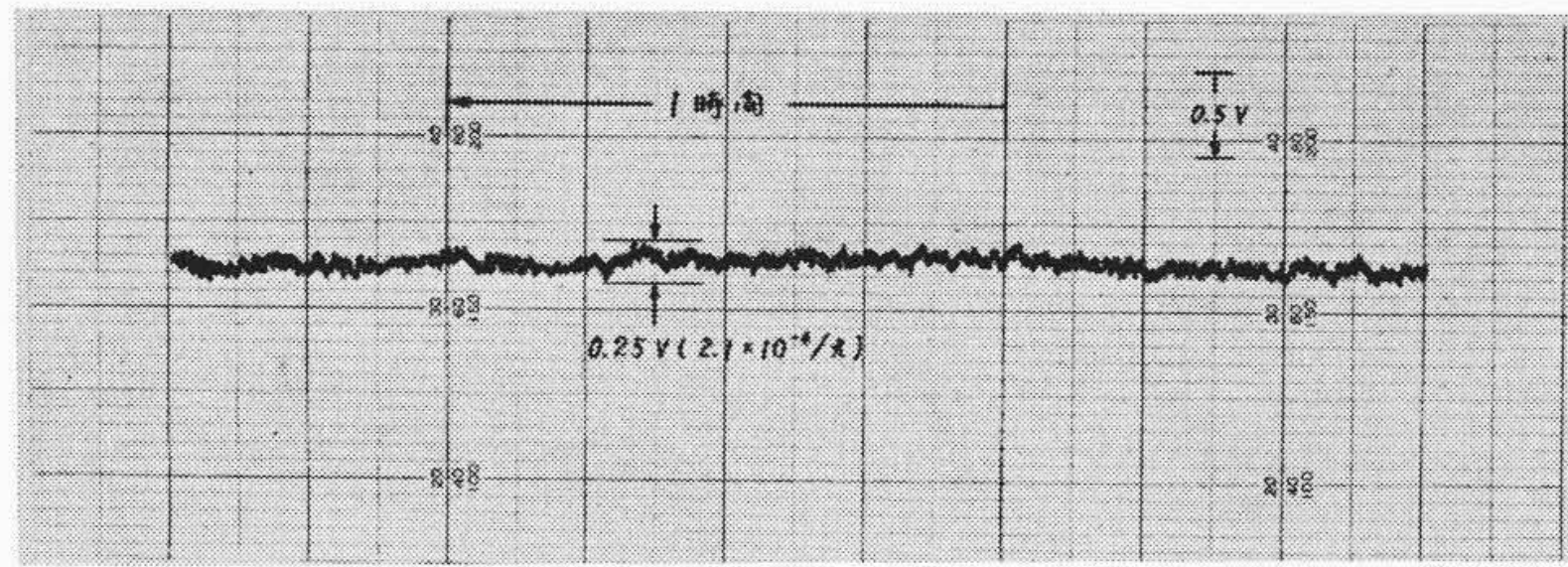


第 11 図 温 度 係 数

の場合は、高圧直流出力電圧 E_h をいろいろな値に設定しておいて、交流電源電圧 E_{ac} を 60~120V_{rms} の範囲で変えたときの出力電圧 E_h の変動を測定した。ただし、出力端子間にそう入する負荷抵抗は 1MΩ 一定にした。同図より、交流電源電圧 E_{ac} の変化が 100±15V の範囲では、出力電圧 E_h の変動は ±0.6V 以下であることがわかる。したがって、電圧安定化率は最悪の場合（高圧直流出力電圧設定値=900V）でも 3.3×10^{-3} より高い。この値は、直流電圧比較用差動 2 段階増幅回路の電圧増幅利得約 10^3 を (8) 式に代入した値より少し悪い程度の値である。

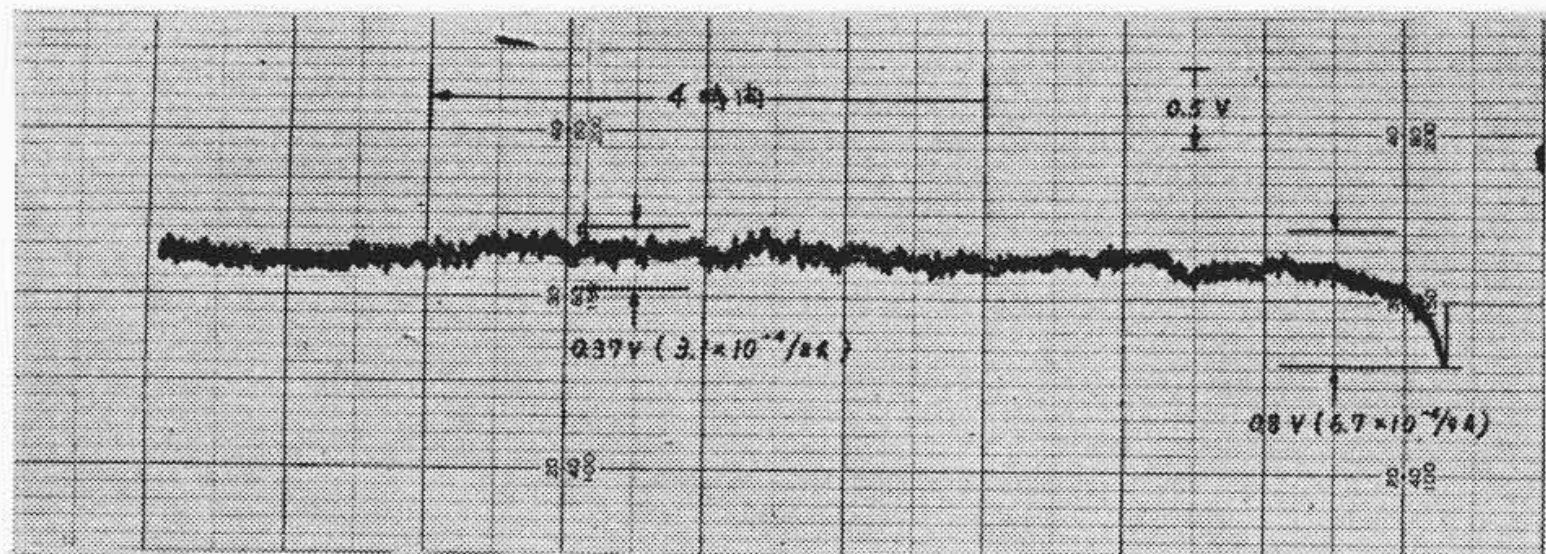
第 10 図は、この回路の直流動内部抵抗を求めたものである。この場合は、高圧直流出力電圧 E_h をいろいろな値に設定しておいて、直流出力電流 I_h を 0~5mA の範囲で変えたときの出力電圧 E_h の変動を測定した。同図より、出力電流 I_h が 0~5mA の範囲では、この電流を変えたことによる出力電圧 E_h の変動は ±1V 以下であることがわかる。すなわち、この全電流変化範囲に対して、高圧直流出力電圧 E_h の変動は約 0.1% 以下である。したがって、この回路の直流動内部抵抗 r_h は 500Ω 以下になる。この場合、動内部抵抗 r_h の値を左右する主要素は、直流電圧比較回路の電圧利得と低圧および高圧整流回路の内部抵抗である。

第 11 図は、高圧直流出力電圧の周囲温度依存性を求めたものである。同図よりわかるように、装置の周囲温度 θ_a が 0~60°C の範囲で変化したときの高圧直流出力電圧 E_h の変動は、出力電圧 E_h の設定値にほとんど無関係に ±20V 程度である。これは、出力電圧 E_h の温度係数 $\Delta E_h / \Delta \theta_a$ が約 0.05%/°C であることを意味する。この値は、直流基準電圧発生用ツェナー・ダイオードの温度係数（約 0.01%）より少し悪い程度の値である。分圧抵抗 ($R_1 + R_2$) と直流電圧比較回路の間にそう入するインピーダンス変換用エミッタ・フォロワの温度特性は、出力電圧 E_h の温度係数に大きな影響を及ぼ



$E_h=1,200\text{V}$
 $I_h=1.2\text{mA}$

(a) 短時間ドリフト



$E_h=1,200\text{V}$
 $I_h=1.2\text{mA}$

(b) 長時間ドリフト

第12図 ドリフト特性

す。したがって、この回路に用いるトランジスタにはコレクタ遮断電流が小さい素子を用いなければならない。シリコンMD形トランジスタはこのような用途に最も適している。

第12図(a)および(b)は、高圧直流出力電圧の短時間および長時間ドリフト特性を記録計を用いて測定した結果を示したものである。ただし、これらの測定においては、いずれも高圧直流出力電圧 E_h を $1,200\text{V}$ 、直流出力電流 I_h を 1.2mA に設定した。同図より、出力電圧 E_h の短時間および長時間ドリフトを計算すると、それぞれ $\pm 0.125\text{V} (\pm 1 \times 10^{-4}/\text{h})$ および $\pm 0.18\text{V} (\pm 0.15 \times 10^{-4}/8\text{h})$ にな

る。

なお、同図よりわかるように、この回路よりの高圧直流出力電圧は、電源スイッチを投入するとほとんど同時に設定出力電圧の 0.1% 以内に安定化される(安定化時間 $T_s < 20\text{s}$)。これは、真空管回路を用いた高圧直流安定電源装置では得られない特性の一つである。この点が半導体回路を用いた高圧直流安定電源装置の最もすぐれているところといえよう。

5. 結 言

半導体回路を用いて構成した新しい方式による高圧直流安定電源回路について解析し、この種の回路の設計法を確立した。続いて、この考え方をもとにして試作した装置の諸特性を測定し、この方法によれば安定度の高い高圧直流電源が得られることを明らかにした。この装置は、低圧用小形比例計数管あるいはシンチレーション計数管などの高圧直流電源としてきわめて良好な動作が期待できるものである。

半導体回路を用いた高圧直流安定電源装置は、真空管回路を用いた同種の装置に比べて即時起動性、安定性、電力変換効率などの電気的特性が格段にすぐれているばかりでなく、長寿命、高耐震性、軽量、小形あるいは低コストなど多くの利点を持っている。

終わりに、ご指導を賜った日立製作所日立研究所西堀博博士ならびに片木剣三郎博士に深く感謝するとともに、本装置の実験を担当された佐川明男君にお礼申し上げる。

参 考 文 献

- (1) W. C. Elmore, M. Sand: Electronics. McGraw-Hill (1949)
- (2) 金子: 第3回原子力研究総合発表会要旨集, B 47 (1962)
- (3) 金子: 原学誌 4 [4] pp. 217~223 (1962)

Vol. 46

日 立 評 論

No. 8

目 次

- ・昭和発電株式会社市原火力発電所納 75,000kW 再熱タービンおよび発電機
- ・日本国有鉄道西相模変電所納 6,000kVA 周波数変換設備
- ・電 弧 炉 の リ ア ク タ 制 御
- ・日本原子力研究所納国産一号炉用燃料交換装置
- ・非破壊検査による溶接品質の管理
- ・圧縮機の脈動による配管の振動
- ・インド国鉄納交流試作電車用駆動電気品
- ・自動車用エディカレントリターダーの一考案
- ・冷蔵庫用ハイフロンモートルの吸湿特性
- ・ビルマ政府電気局納H形電力線搬送装置
- ・ストレインゲージを使用したEDR-2形電子式差圧伝送器
- ・ポータブル形中性子水分計およびγ線密度計

- ・鉄 道 電 化 用 30kV 共 心 形 OF ケ ー ブ ル
- ・大 物 19cr-9Ni 不 銹 鋼 の 熱 処 理
- ・印刷回路用高絶縁常温打抜加工用紙基材フェノール樹脂積層板

計算制御特集

- ・ディジタル計算制御装置 FACTROL 5000
- ・自動制御とアナログ計算技術
- ・磁気演算増幅器による自動負荷周波数制御装置
- ・揚水発電所用ディジタル式高能率運転装置
- ・火力発電所計算制御の問題点
- ・製鋼炉における計算制御
- ・圧延工程における計算制御
- ・磁気演算増幅器の電動機制御への応用

発行所 日 立 評 論 社

東京都千代田区丸の内1丁目4番地
振替口座東京 71824 番

取次店 株式会社 オーム社書店

東京都千代田区神田錦町3丁目1番地
振替口座東京 20018 番