アルカリ溶液を用いても、従来の中間操作である炭酸化を行なう操作が省略されて脱アルカリおよびカ性化が同時に行なえるようになった。

結 論

高濃度重水の電解濃縮を工業化する場合、前報⁽¹⁾においては電解濃縮カスケードとして最も重水捕集率のよい“無混合”減容回収電解濃縮カスケードを採用し、減容電解槽には電解分離係数 $\alpha \approx 8$ を示す昭和電工式高濃度重水濃縮用電解槽を用いて水素、酸素を分離して取り出す方法を採用することを結論とした。

これに引きつづき本報においては、重水素回収用再結合装置として酸素気流中で安全に水素を燃焼させるバーナ方式を採用して完全燃焼を行なわせほとんど回収率を100%程度にもってゆき、減容した電解液の脱アルカリ方式としてイオン交換膜と水銀陰極との組合せによって、減容電解液の脱アルカリおよび補給水のカ性化を同時に行なわせて、従来の炭酸塩化して蒸留する操作を省略する工程を開発した。

以上の濃縮工程を採用することが高濃度重水の電解濃縮を工業化する場合において安全な方法と考えられる

が、従来開発された無隔膜電槽を用いて、循環式燃焼法⁽⁹⁾を開発し採用することも今後の問題として考えられる。

(1961年 9月25日 受理)

— 参 考 文 献 —

- (1) 清水正巳, 他: 本誌, **4**, No.3, 180~187(1962).
- (2) W. P. BEBBINGTON, V. R. THAYER: *A/Conf.*, P/1065, (1958).
- (3) P. J. SELAK, J. FINKE: *C.E.P.*, **50**, 221 (1954).
- (4) 千谷利三: 特許公報, (昭31—525).
- (5) 千谷利三: 日本特許 No. 114, 828.
- (6) 久保田正雄, 他: 工化誌, **60**, 1425 (1957).
- (7) 久保田正雄, 他: 同上, **60**, 1428 (1957).
- (8) 久保田正雄, 他: 同上, **60**, 1430 (1957).
- (9) 森田徳義, 他: 第1回原子力シンポジウム報文集, **II**, 434 (1957).
- (10) R. ROBERTS: *J. Electrochem. Soc.*, **105**, 428 (1958).
- (11) A. G. RUHRCHEMIE: Deutsches Pat. 1,051, 820, (1959).
- (12) 龜山直人: “電気化学の理論および応用”, (中巻), 37~40 (1960), 丸善.

研究論文

197. トランジスタ回路を用いた高圧直流安定電源装置

金子英二*

Stabilized DC High Voltage Power Supply Using Transistor Circuits

By Eiji KANEKO

A stabilized DC high voltage power supply using transistor circuits has been developed. It was designed for supplying the high voltage to low voltage proportional counters or photomultipliers. The operating range is DC 900~1,500 V and 0~5 mA. Tabulated below is the experimental data for this device:

- (1) Internal noise: less than 50 mV,
- (2) Voltage stabilization factor: 2.4×10^{-3} ,
- (3) DC incremental internal resistance: 40~1,000 Ω ,
- (4) Overall drift: less than $\pm 0.02\%$ /10 min, $\pm 0.2\%$ /1 hr and $\pm 0.25\%$ /8hr,
- (5) Stabilizing time: less than 1 min,
- (6) Temperature coefficient: $+0.05\%/^{\circ}\text{C}$.

* (株)日立製作所 日立研究所(Hitachi Ltd., Hitachi Res. Lab.)

緒 言

原子炉の中性子束測定などに広く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用光電子増倍管は、電極間に加える高圧直流電源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電圧プラトーが存在しないので、高圧直流電源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放射線計測に用いるときは、その高圧直流電源電圧を高度に安定化しておく必要がある。このことは、シンチレーション計数管などを用いて入射放射線のエネルギー・スペクトルを測定するような場合は特に重要である。

従来、これらの放射線計数管用の高圧直流電源をうるためには、多くの場合非常に複雑な真空管回路が用いられていた。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回路であるために、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。

本報では、これらの放射線計数管の高圧直流安定電源に用いられていた真空管回路を完全に半導体回路に置き替えた新しい方式による高圧直流安定電源装置の試作結果について報告する。

I. 放射線計数管用高圧直流安定電源

放射線計数管用の高圧直流安定電源を設計する場合に問題になるのは、(1)高圧直流出力電圧 E_0 の可変範囲、(2)直流出力電流 I_0 の可変範囲、(3)内部発生雑音電圧 E_n の大きさ(リップル電圧を含む)、(4)所内交流電源電圧変化に対する直流出力電圧の電圧安定化率 S^* 、(5)直流出力電流変化に対する直流出力電圧の変化割合(一般に直流動的內部抵抗 R_d で表わす)、(6)直流出力電圧のドリフト D 、(7)起動時に要する安定時間 T_s 、および特に半導体回路を用いた場合は周囲温度変化に対する直流出力電圧の安定度などである。これらの特性に対する要求は、いづれも高圧直流安定電源の出力端子に接続する放射線計数管の種類によって大きく左右されることは当然である。

ここでは、低圧用小型比例計数管および光電子増倍管用の高圧直流電源を対象とし、つぎのような仕様を

満たす装置を作ることを目 標 に する。すなわち、(1) $E_0=900\sim 1,500$ V, (2) $I_0=0\sim 5$ mA, (3) $E_n<50$ mVpp, (4) $S=10^{-3}$, (5) $R_d<1$ k Ω , (6) $D:\pm 0.05\%/10$ min, $\pm 0.25\%/hr$, $\pm 0.5\%/day$ および (7) $T_s<1$ min とする。

II. 高圧直流安定電源の回路方式

このような高電圧回路を半導体化する場合最も問題になるのは、高圧直流出力電圧の変動を検出するためのトランジスタ回路の設計である。すなわち、一般にトランジスタは各ジャンクション間の逆耐圧が 100 V 以下であるため、これを 1,000 V 以上の電圧が加わる回路に直接挿入することは不可能である。このような場合に用いられる方法としてはいろいろ考えられるが、ここではつぎに示すような方法を用いた。

第 1 図は本報に述べる高圧直流安定電源回路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矩形波出力電圧の振幅値が変わる高周波発生回路 C と電圧上昇トランス T_2 、高周波高圧整流回路 D、直流電圧分割回路 $R_{r1}+R_{r2}$ 、直流電圧比較回路 E、基準用直流電圧発生回路 F、低圧直流電圧直列制御回路 B および低圧整流回路 A を組み合わせることによって、安定化された高圧直流安定電圧をうるように構成されている。

いま、高圧直流出力端子 4—4' に接続された負荷回路のインピーダンス(放射線計数管用高電圧回路の内部インピーダンス) Z_L の変化または所内交流電源電圧(A.C. 100 V)の変動等によって、高圧直流出力電圧

第 1 図 高圧直流安定電源回路のブロック線図

* 所内交流電源電圧を E_{AC} 、その変動分を ΔE_{AC} 、また直流出力電圧を E_0 、その変動分を ΔE_0 で表わすと電圧安定化率 S は次式で定義される。

$$S = \frac{\Delta E_0 / E_0}{\Delta E_{AC} / E_{AC}}$$

E_0 があらかじめ設定してある値よりずれた場合を考える。このとき直流電圧分割抵抗 R_{r1} および R_{r2} によって高圧直流出力電圧を分割し、低電圧となった直流電圧 e_0 を取り出し、この電圧を直流電圧比較回路に加える。直流電圧比較回路には基準用直流電圧発生回路から安定な直流電圧 e_r が加えられているので、この回路によって高圧直流出力電圧に比例した直流電圧 e_0 と基準直流電圧 e_r の大きさが比較され、これらの電圧の差によってきまる直流誤差電圧 e_e が低圧直流電圧直列制御回路に加えられる。低圧直流電圧直列制御回路では、低圧整流回路より得られた直流電圧 e_s の大きさを直流誤差電圧 e_e に比例して変化し、高周波発生回路に低圧直流電源電圧 e_i を供給する。

ここで、フィード・バック・ループとなる直流電圧比較回路により、高圧直流出力電圧 E_0 があらかじめ設定してある値より低くなったとき、低圧直流電源電圧 e_i が逆に高くなるようにする。さらに低圧直流電源電圧 e_i が高くなったとき、高周波発生回路の出力矩形波電圧 e_a の振幅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、高圧直流出力電圧端子 4—4' に接続された負荷回路のインピーダンスの変化または所内交流電源電圧の変動等によって高圧直流出力電圧 E_0 が上昇(または降下)しようとするとき、高周波高圧整流回路への入力高周波電圧 e_a' 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_0 は常に一定の値に保たれる。同図において、抵抗 R_{r2} は可変抵抗にしてあるが、これは高圧直流出力電圧の設定値を変更するために用いられている。

なお、第1図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は、一般に直流電圧変換器(DC—DC変換器)と呼ばれている回路を用いる。また、低圧直流電源電圧を供給する回路には、低圧直流安定電圧回路の一部を変更した回路を用いる。

II. 直流電圧変換部

第2図は、第1図に示したブロック線図のうちの直流電圧変換部を示したものである。同図において中央破線の左側は高周波発生回路である。ここでは高周波発生回路には誘導負荷マルチ・バイブレータを用いた。この回路は最も簡単な矩形波発生回路の一種といえよう。

誘導負荷マルチ・バイブレータには、負荷コイル中に入れた鉄心の飽和現象を利用してマルチ・バイブレータ作用を行なわせる方式と、発振用トランジスタの

第2図 直流電圧変換部

コレクタ電流飽和現象を利用してマルチ・バイブレータ作用を行なわせる方式とがある*。しかし、前者は一般に2個の発振用トランジスタの動作状態を切り換えるために大きな電流が必要なため、電力変換効率を向上するのが困難になる欠点がある。それゆえ、この高圧直流安定電源回路では後者の方式による誘導負荷マルチ・バイブレータを用いた。この回路の発振動作および設計法についてはすでに報告したので⁽¹⁾、ここでは省略する。

第2図に示す誘導負荷マルチ・バイブレータより得られる矩形波電圧の繰返周波数 f_s は、トランジスタ Q_9 および Q_{10} の切替時間が無視できる場合には次式で与えられる⁽¹⁾。

$$f_s \approx \frac{1}{2} \left(\frac{r_{cs}}{L} \right) / \ln \left(1 - \frac{I_{Lm} \cdot r_{cs}}{2e_i} \right) \quad (1)$$

ただし、(1)式において、 r_{cs} 、 L 、 I_{Lm} および e_i はそれぞれトランジスタ Q_9 および Q_{10} の飽和内部抵抗、負荷コイルのインダクタンス、負荷コイル中に流れる最大電流および低圧直流電源電圧を表わす。また、2個のトランジスタは交互に on-off 状態を繰り返すので、出力矩形波電圧 e_a の振幅はほぼ低圧直流電源電圧の2倍になる。

第2図において、中央破線の右側は高周波高圧整流回路である。ここでは両波倍電圧整流回路を用いているが、これは使用した電圧上昇用トランス T_2 のコアの窓面積の関係で二次コイルの巻数が制限されたためである。この回路に用いる充電用高耐圧コンデンサ C_0 およびリップル電圧浚波用高耐圧コンデンサ C_s は、コストを下げるためにはできるだけ小容量のもので済ませたい。また、高圧直流安定電源回路の直流内部抵抗を低くするためには、リップル電圧浚波用抵抗

* 類似の直流電圧変換回路にブロッキング発振回路を用いたものがある^{(2)~(3)}。しかし、誘導負荷マルチ・バイブレータとブロッキング発振器とは発振原理を全く異にする点に注意されたい。

する。このようにして、直流電圧 e_0 が基準用直流電圧 e_r より低くなった後は、低圧直流電源電圧 e_i は高圧直流出力電圧 E_0 によって制御されるようになる。この瞬間にダイオード D_{s1} は off, ダイオード D_{s2} は on になり、以後積分回路 C_I-R_I は低圧直流電圧供給回路からは切り離される。

V. 高圧直流安定電源とその諸特性

第4図 高圧直流安定電源回路

T_2 : 鉄心 TDK製 EI-60 D_1, D_2 : HR-30
コイル 一次 60T×2
二次 3100T.

写真1 高圧直流安定電源装置

第5図(a), (b)はこの装置の電圧安定化率 S を求めたものである。すなわち、同図(a)は直流出力電流を $I_0 = 2\text{mA}$ 一定とし、高圧直流出力電圧をいろいろな値に設定しておいて、所内交流電源電圧を $E_{AC} = 60 \sim 125\text{V}$ の範囲で変えたときの高圧直流出力電圧 E_0 の変動の測定結果を示す。この図より、所内交流電源電圧 E_{AC} の変化が $100 \pm 15\text{V}$ の範囲では、高圧直流出力電圧 E_0 には目立った変動は見られないことがわかる。同図(b)は高圧直流出力電圧 E_0 を $1,000\text{V}$ に固定して電圧安定化率 S を詳しく調べたものである。同図より計算すると、この装置によって得られる電圧安定化率 S は約 2.4×10^{-3} 程度になる。

第4図に試作した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写真1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 $E_0 = 900 \sim 1,500\text{V}$, 直流出力電流の範囲は $I_0 = 0 \sim 5\text{mA}$ である。また、この全出力範囲において内部発生雑音は $E_n < 50\text{mV}$ であった。これは高圧直流出力電圧が $E_0 = 1,000\text{V}$ のときリップル含有率 $= 5 \times 10^{-5}\%$ 以下に相当する。

(a) 所内交流電源電圧変化に対する出力直流電圧変動特性

(b) 高圧直流出力電圧が $1,000\text{V}$ の時の所内交流電源電圧変化に対する出力直流電圧変動特性

第5図 所内交流電源電圧変化に対する高圧直流出力電圧変動特性

第6図(a), (b)はこの装置の直流動的内部抵抗を求めたものである。すなわち、同図(a)は高圧直流出力電圧 E_0 をいろいろな値に設定しておいて、直流出力電流を $I_0=0\sim 5\text{ mA}$ の範囲で変えたときの高圧直流出力電圧 E_0 の変動の測定結果を示す。この図より、直流

(a) 直流出力電流変化に対する直流出力電圧変動特性

出力電流が $I_0=0\sim 5\text{ mA}$ の範囲では、高圧直流出力電圧 E_0 の変動は認められないことがわかる。同図(b)は高圧直流出力電圧を $E_0=1,000\text{ V}$ に設定したときの、直流出力電流 I_0 の変化に対する高圧直流出力電圧 E_0 の変動を詳しく調べたものである。同図より、直流出力電流が $I_0=0\sim 5\text{ mA}$ の範囲で変化したときの高圧直流出力電圧 E_0 の変動は $\pm 0.2\%$ 以下であることがわかる。したがって、この場合この装置の直流動的内部抵抗は $400\Omega\sim 1\text{ k}\Omega$ になる。ただし、低圧直流電圧供給回路中に挿入した電流フィード・バック用抵抗 R_{f0} の値を調整することによって、この値はさらに $1/10$ 程度に低くすることも可能である。

(b) 高圧直流出力電圧が $1,000\text{ V}$ のときの直流出力電流変化に対する直流出力電圧変動特性

第6図 直流出力電流変化に対する高圧直流出力電圧変動特性

第7図(a), (b)はこの装置によって得られる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を $E_0=1,000\text{ V}$ 、直流出力電流を $I_0=2\text{ mA}$ に設定してある。同図(a), (b)より高圧直流出力電圧 E_0 の短

第7図 (a) 高圧直流安定電源のドリフト特性 (短時間ドリフト)

第 7 図 (b) 高圧直流安定電源のドリフト特性 (長時間ドリフト)

時間および長時間ドリフトを求めると、それぞれ、 $\pm 0.4 \text{ V}/10 \text{ min}$ ($\pm 0.04\%/10 \text{ min}$)、 $\pm 2 \text{ V}/\text{hr}$ ($\pm 0.2\%/\text{hr}$) および $\pm 2.5 \text{ V}/8 \text{ hr}$ ($\pm 0.25\%/8 \text{ hr}$) になる。なお、これを記録していた間における室温の変化はだいたい $\pm 5^\circ\text{C}$ 以内であった。実測結果によると、周囲温度変化に対する高圧直流出力電圧 E_0 の変動は約 $\pm 0.05\%/^\circ\text{C}$ であるので、このドリフトの原因は主として周囲温度変化によるものと考えてよい。

第 8 図は電源スイッチ投入時におけるこの装置の起動特性を求めたものである。同図よりわかるように、この装置によれば、電源スイッチ投入後約 1 min くらいからはほぼ安定な高圧直流出力電圧が得られる (安定時間 $T_s \approx 1 \text{ min}$)。これは直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 1 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優れているところといえよう。

第 8 図 所内交流電源スイッチ投入直後の高圧直流出力電圧の変化

Ⅵ. 結 言

半導体回路を用いて新しい方式による高圧直流安定電源装置を試作し、その諸特性を明らかにした。その結果、この方式によれば安定度の高い高圧直流電源が得られるという見通しを得た。この装置は、低圧用小比例計数管あるいは光電子増倍管などの高圧直流電源として満足に使用できるものである。半導体回路を用いた高圧安定電源装置は、従来の真空管回路を用いた同種装置に較べて即時起動性、安定性、電力変換効率、

空間占積率およびコストなど多くの点で優れている。

終わりに、ご指導を賜った当研究所第 6 部部长西堀 博博士ならびに片木剣三郎主任研究員に深く感謝する。

(1962 年 1 月 10 日 受理)

— 参 考 文 献 —

- (1) 金子英二：第 3 回原子力研究総合発表会要旨集，B47，(1962)。
- (2) W. G. SPEAR：HW-56378，(1958)。
- (3) W. G. SPEAR：HW-47194，(1957)。