ビーム装置用特殊結線方式高圧電源*

飯 島 歩**・松 井 重 夫***・金 谷 光 一***

(昭和43年6月24日受理)

DC High-Voltage Power Supply for Electron Beam Machine

Ayumu IJIMA

(Origin Electric Co., Ltd., Takada)

Shigeo MATSUI and Koichi KANAYA

(Electrotechnical Laboratory 1059, Tanashi-Shi, Tokyo)

(Received June. 24 1968)

In the conventional DC high-voltage power supply for an electron beam machine has many disadvantages. The paper is aimed to suppress the ripple voltage within the allowable limitation by the small-size filter. This new-type circuits consists of the three-phase bridge-circuits in which the phase are lagged to each other by $2\pi/P$ in the secondary side of the transformer and the circuits are connected with the cascade in the DC output side. The new-type DC high-voltage power supply ($\pm 50KV.$, 10MA, ripple factor 1×10^{-4}) was designed and manufactured, and the anticipated data was obtained. The value of the LC product of the filter can be reduced to about 1/10 of the conventional three-phase bridge-circuit. Then, it results that the cost of the filter device is reduced approximately to 1/4 and the size of the power supply becomes remarkably small. The design principle and preliminary performance of the DC high-voltage power supply with silicon rectifiers are analytically discussed in detail.

1. 緒 論

高精度電子ビーム加工機においては色収差を起因する直流高圧電源の変動分を小さくすることが重要な問題である。従来使用されていた直流高圧の発生方式は高周波方式と低周波方式の二つに分類される。

高周波方式の直流高圧電源は一般に電子顕微鏡または出力電流が数ミリアンペア以下の小さな電子ビーム加工機に使用されている。回路方式はケノトン整流管を使用し容易に脈動電圧を減少することができる Cockcroft-Walton 回路が使用されて居り、最近ではケノトンに代りシリコン整流素子が殆んど使用されるようになった。Cockcroft-walton 回路における脈動電圧は(1)式に示されるように出力電流の増加に比例して増大する。

$$\delta V = \frac{i}{fC} \cdot \frac{n(n+1)}{2} \dots\dots\dots (1)$$

δV : 脈動電圧, f : 周波数, i : 出力電流,

C : コンデンサ容量, n : Cockcroft-Walton 回路の段数

一方低周波方式は出力電流の比較的大きな電流とか出力容量の大きい場合に使用されている。回路方式はシリコン整流素子を用いて3相全波整流のものが多く使用されている。

従来使用されている高周波方式と低周波方式の長所と短所について比較すると大体次のようになる。

a) 高周波方式

長所

- (1) 脈動電圧の小さいものを簡単に製作できる。
- (2) 直流出力に含まれる脈動電圧を減少するためのフィルタが小型で良い。
- (3) 簡単に安定化できる。
- (4) シールド方法が簡単である。
- (5) 小型に製作できる。

短所

- (1) 回路の設計および調整が困難である。
- (2) 短時間の過負荷をとることができない。
- (3) 保守運転に比較的手数を要する。

* 昭和43年3月30日 第15回応用物理関係連合演習会において講演。

** オリジン電気株式会社 (豊島区高田 1-18-1)

*** 電気試験所田無分室 (東京都田無市)

Fig. 1 Connection diagram.

Fig. 2 Multi-Section L-type filter.

Fig. 3

(4) 出力電流の大きいものに使えない。

b) 低周波方式

長所

- (1) 出力電流の大きなものおよび出力容量の大きいものを簡単に製作できる。
- (2) 回路の設計および調整が簡単である。
- (3) 短時間の過負荷をとることができる。
- (4) 保守運転が容易である。

短長

- (1) 脈動電圧を減少するためのフィルタが大型になる。
- (2) 高周波方式に比較して大型になる。
- (3) 高周波方式に比較して価格が高い。

発表する特殊結線方式による直流高圧電源は上記の両

方式の欠点を除いて低周波方式の利点を生かし、脈動電圧を減少するためのフィルタを小型し安価で且つ効率の良いものを製作することを目的に開発したものである。

従来の低周波方式の整流回路は3相全波であるから直流に含まれる脈動電圧の位相差は $\pi/3$ であって、交流電源の周波数50 Hzの場合は整流波に含まれる基本周波数は300 Hzになり6相半波整流波形と等価になる。

6相半波整流波の脈動率 γ_p 〔(最大値-最小値)/直流電圧〕は0.14であり、12相半波整流の γ_p は0.034, 18相半波整流の γ_p は0.015, 24相半波整流の γ_p は0.0086である。このように相数を増せば γ_p は減少し直流に含まれる交流分の基本波の周波数は増加して行く現象は良く知られているが、水銀整流器またはケノトン整流器を使ったものでは高価になり実用化されていなかった。たとえば水銀整流器を使用して12相半波整流を行なうにはKrämer結線とか四重千鳥結線等で相間リアクトルを3個使用して相当複雑な回路になる欠点がある。また出力電流が数百アンペアぐらいの大電流においては3相ブリッジ結線と12相半波整流回路で使用する整流素子の数は同じであるが、出力電流が1アンペア以下になった場合4重千鳥結線(12相半波)等で使用する整流素子の数は3相ブリッジ結線の場合使用する数の2倍必要になる等の欠点がある。

本特殊結線方式はFig. 1に示すように P 相半波整流波を得る方法として、3相変圧器の二次側を $P/6$ 個に分割しそれぞれの回路の位相を $2\pi/P$ だけずらせ、それぞれ3相ブリッジ回路を構成させて直流側において全部直列に接続する方法である^{1), 2)}。この回路方式に使用する整流素子の数は全体を3相ブリッジ結線とした場合に必要な数と同じである。本研究ではこの特殊結線方式の変圧器、フィルタ、全体の回路について解析し、設計に必要な数式、図表等を作成し、その結果に基づいて $\pm 50\text{KV}$ 10mAの直流電源装置を設計製作した結果、予期したデータを得たので以下詳細について述べる。

2. 多相整流波に於けるフィルタ

P 相半波整流波の瞬時値 e はフーリエ級数を使用して表示すれば(2)式で与えられる。

$$e = E \left\{ 1 + (-1)^{(x+1)} \sum_{x=1}^{x=\infty} \frac{2 \cos Px \theta}{P^2 x^2 - 1} \right\} \dots (2)$$

E : 直流電圧, P : 相数

以下(2)式で表示される電圧を逆L形フィルタに入れた場合について検討する^{3),4),5)}.

Fig. 2 は逆L形フィルタを多段接続したものであり、Fig. 3 は Fig. 2 の回路を反復パラメータを使用して四端子回路で表示したものである。Fig. 2 の回路の反復パラメータを計算すれば(3)~(5)式になる。

$$Z_{k1} = Z_b \left(\sinh \gamma + \frac{Z_a}{2Z_b} \right) \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$Z_{k2} = Z_b \left(\sinh \gamma - \frac{1}{2} \frac{Z_a}{Z_b} \right) \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$\cosh \gamma = 1 + \frac{Z_a}{2Z_b} \quad \dots\dots\dots (5)$$

四端子定数と反復パラメータの関係は(6)式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} A &= \cosh n\gamma + \frac{Z_a}{2Z_b} \cdot \frac{\sinh n\gamma}{\sinh \gamma} \\ B &= Z_b \left(\sinh^2 \gamma + \frac{Z_a^2}{4Z_b^2} \right) \frac{\sinh n\gamma}{\sinh \gamma} \\ C &= \frac{1}{Z_b} \cdot \frac{\sinh n\gamma}{\sinh \gamma} \\ D &= \sinh n\gamma - \frac{Z_a}{2Z_b} \cdot \frac{\sinh n\gamma}{\sinh \gamma} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (6)$$

フィルタの入力電流に含まれる交流分の実効値を I_0 、同様に交流分電圧の実効値を V_0 、出力電流に含まれる交流分電流の実効値を I_n 、電圧分の実効値を V_n とし、四端子定数の方程式から、 I_0 、 I_n を求め整理すれば(7)、(8)式の如くなる。

$$I_n = \frac{4Z_b \sinh \gamma}{A_1} \cdot \frac{\sqrt{2}E}{P^2 - 1} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$I_0 = \frac{2\{2Z_b \sinh \gamma \cosh n\gamma + (2R - Z_a) \sinh n\gamma\}}{A_1} \cdot \frac{\sqrt{2}E}{P^2 - 1} \quad \dots\dots\dots (8)$$

但し

$$A_1 = 2R(2Z_b \sinh \gamma \cosh n\gamma + Z_a \sinh n\gamma) + \sinh n\gamma(4Z_b^2 \sinh^2 \gamma - Z_a^2)$$

(2)式において $x \geq 2$ の場合、インピーダンスは大きくなり減衰は大きいからその項によって生ずる γ の大きさは小さい値であって無視しても殆んど影響はない。

(7)~(8)式は $x=1$ だけをとった式である。

フィルタによってカットオフ現象を生じないための条件は(10)式で与えられる。

$$E/R = \left| \sqrt{2} I_0 \right| \quad \dots\dots\dots (10)$$

(10)式に(8)式を代入して整理すれば(11)式が得られる。

$$\frac{1}{R} > \left| \frac{2Z_b \sinh \gamma \cosh n\gamma + (2R - Z_a) \sinh n\gamma}{4R Z_b \sinh \gamma} \cdot r_p \right| \quad \dots\dots\dots (11)$$

カットオフ現象はフィルタコンデンサに余剰エネルギーが蓄積されることに起因するものであって、カットオフが発生している期間は(2)式で与えられる整流波形と異った波形となる。逆L形フィルタは回路定数によってカットオフ現象を発生するのでこの現象を防止しなければならない。上記(9)および(10)式には負荷抵抗 R が含まれており設計計算に不便である。実際使用する計算には R を含んだ厳密な式よりも R を含まない簡略式が望ましい。簡略式を求めるために必要な仮定を次のように設ける。

- 1) $Z_b \ll R$ の関係が成立し、交流分電流は Z_b だけを流れ、直流分は負荷抵抗 R だけを流れるものとする。
- 2) 仮定 1) によって直流出力の脈動率は $Z_b \cdot I_{n-1}/E$ と考える。

Fig. 4 に示すように各循環電流を $I_0, I_1, I_2, \dots, I_n$ とすれば m 番目の回路において、キルヒホッフの法則から(12)式が成立する。

$$I_m(Z_a + 2Z_b) - (I_{m+1} + I_{m-1})Z_b = 0 \quad \dots\dots\dots (12)$$

(12)式の一般解を(13)式のように仮定し(12)式に代入すれば(14)式を得る。

$$I_m = \alpha \varepsilon^{mr} + \beta \varepsilon^{-mr} \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$\left(\alpha \varepsilon^{mr} + \beta \varepsilon^{-mr} \right) \left(2 + \frac{Z_a}{Z_b} \varepsilon^r - \varepsilon^{-r} \right) = 0 \quad \dots\dots\dots (14)$$

(14)式で $I_m \neq 0$ の場合は(15)式が成立する。

$$\cosh \gamma = 1 + \frac{Z_a}{2Z_b} \quad \dots\dots\dots (15)$$

最初の回路および最後の回路についてキルヒホッフの法則からそれぞれ(16)、(17)式が成立する。

$$Z_a I_0 + Z_b (I_0 - I_1) = V_0 \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$I_n R + (I_n - I_{n-1}) Z_b = 0 \quad \dots\dots\dots (17)$$

(13)式を(16)と(17)式に代入すると(18)と(19)式を得る。

$$\alpha(Z_a + Z_b - Z_b \varepsilon^r) + \beta(Z_a + Z_b - Z_b \varepsilon^{-r}) = V_0 \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\alpha \left\{ (R + Z_b) \varepsilon^{nr} - Z_b \varepsilon^{(n-1)r} \right\} + \beta \left\{ (R + Z_b) \varepsilon^{-nr} - Z_b \varepsilon^{-(n-1)r} \right\} = 0 \quad \dots\dots\dots (19)$$

Fig. 4 N-Section L-type filter.

(18)と(19)式から α と β を求めると(20)式を得る.

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{\{(R+Z_b)\varepsilon^{-n\gamma} - Z_b\varepsilon^{-(n-1)\gamma}\}V_0}{D} \\ \beta &= -\frac{\{(R+Z_b)\varepsilon^{n\gamma} - Z_b\varepsilon^{(n-1)\gamma}\}V_0}{D} \\ D &= 2\{-(Z_a+Z_b)(R+Z_b)\sinh n\gamma \\ &\quad + Z_b(Z_a+R+2Z_b)\sinh(n-1)\gamma \\ &\quad - Z_b^2\sinh(n-2)\gamma\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (20)$$

前記假定によって直流出力に含まれる交流分は負荷抵抗 R には流れないものとしているから交流分 I_m に対して負荷抵抗 R は無限大と見られるから(22)式に示す簡略式を得る.

$$\begin{aligned} \left| I_m \right|_{R \rightarrow \infty} &= \lim_{R \rightarrow \infty} \left[\frac{\{(R+Z_b)\varepsilon^{-n\gamma} - Z_b\varepsilon^{-(n-1)\gamma}\}\varepsilon^{m\gamma}}{D} \right. \\ &\quad \left. - \frac{\{(R+Z_b)\varepsilon^{n\gamma} - Z_b\varepsilon^{(n-1)\gamma}\}\varepsilon^{-m\gamma}}{D} \right] V_0 \\ &= \frac{2V_0 \sinh(n-m)\gamma}{Z_a \sinh n\gamma + 2Z_b \sinh \gamma \cosh n\gamma} \dots\dots (21) \end{aligned}$$

(21)式からフィルタへの入力電流の交流分 I_0 および出力に含まれる交流分電圧 V_n は(22), (23)式の如く表示できる.

$$I_0 = \frac{2V_0 \sinh n\gamma}{Z_a \sinh n\gamma + 2Z_b \sinh \gamma \cosh n\gamma} \dots\dots (22)$$

$$V_n = I_{n-1} Z_b = \frac{2Z_b V_0 \sinh \gamma}{Z_a \sinh n\gamma + 2Z_b \sinh \gamma \cosh n\gamma} \dots\dots (23)$$

3. 特殊結線方式回路の解析

3.1 整流回路

特殊結線方式整流回路は Fig. 1 に示されているが直流出力と交流入力との関係を求める前に全体の整流回路を構成している各3相ブリッジ回路について明確にしておく必要がある. 3相ブリッジ回路を Fig. 5 に示し, 以下これについての関係式を示す^{6), 7)}.

直流出力電流 I_u は(24)式で与えられる.

$$I_u = \frac{6}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \frac{\sqrt{2}V_2}{R_t} \cos \theta d\theta = 1.3504 \frac{V_2}{R_t} \dots\dots (24)$$

$R_t = R + r$, r : 整流素子の正方向抵抗

したがって直流出力電圧 E_u は(25)式で表示される.

$$E_u = I_u R = 1.3504 V_2 \frac{R}{R_t} \dots\dots (25)$$

直流出力電圧の実効値を E_e とし出力電流の実効値を I_e とすれば(26), (27)式で与えられる.

Fig. 5 Three-phase bridge-circuit.

$$\begin{aligned} E_e &= R \left\{ \frac{6}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \left(\frac{\sqrt{2}V_2}{R_t} \cos \theta \right)^2 d\theta \right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= 1.3517 V_2 \frac{R}{R_t} \dots\dots (26) \end{aligned}$$

$$I_e = 1.3517 \frac{V_2}{R_t} \dots\dots (27)$$

整流素子を含めた負荷に供給する直流電圧の平均値と整流素子への交流入力電圧の実効値との比を電圧係数 VF , 負荷に流れる直流電流の平均値と整流体の1アームに流れる電流の実効値 (I_r) との比を電流係数 CF , 負荷に流れる直流電流の平均値と整流体への交流入力電流の実効値との比を電流定数 CC と定義すれば(28)~(30)式の如く表示される

$$VF = \frac{V_2}{E_u + e_r} = \frac{V_2}{IR_t} \dots\dots (28)$$

e_r : 整流素子の正方向電圧降下

$$CF = \frac{I_r}{I} \dots\dots (29)$$

$$CC = \frac{I_2}{I} \dots\dots (30)$$

整流体の各アームに流れる電流の実効値 I_r は

$$\begin{aligned} I_r &= \left\{ \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \left(\frac{\sqrt{2}V_2}{R_t} \cos \theta \right)^2 d\theta \right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= 0.7804 \frac{V_2}{R_t} \dots\dots (31) \end{aligned}$$

で示され, 整流体への交流入力電流 I_2 は

$$\begin{aligned} I_2 &= \left\{ \frac{4}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \left(\frac{\sqrt{2}V_2}{R_t} \cos \theta \right)^2 d\theta \right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= 1.1036 \frac{V_2}{R_t} \dots\dots (32) \end{aligned}$$

である.

以上の関係から VF , CF , CC を求めれば次の値を得る.

$$VF = 0.7405, CF = 0.578, CC = 0.817$$

規約効率 η を求めれば(34)式の如き値を得る.

$$\eta = \frac{I^2 R \times 100}{\frac{6}{2\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_2 \cos \theta \frac{\sqrt{2} V_2}{R_t} \cos \theta d\theta}$$

$$= 99.83 \frac{R}{R_t} (\%) \quad \dots\dots\dots (33)$$

無負荷直流出力電圧 E_0 および電圧変動率 ε は (34) と (35) 式で与えられる。

$$E_0 = \lim_{R \rightarrow \infty} E \approx 1.35 V_2 \quad \dots\dots\dots (34)$$

$$\varepsilon = \frac{1.35 V_2 - 1.35 V_2 \frac{R}{R_t}}{1.35 V_2 \frac{R}{R_t}} = \frac{r}{R} \quad \dots\dots\dots (35)$$

次に Fig. 1 に示す特殊結線方式について解析を進めることにする。

変圧器の二次側を m 個に分割し、夫々の位相を $2\pi/P$ だけずらせて直流出力側に P 相半波波形を得る場合、直流出力と直流入力との関係は 3 相ブリッジ結線の関係式と重ね合わせの理によって簡単に得ることができる。直流出力電流 I と交流入力電流 I_2 の関係は (24) 式と重ね合わせの理から (36) 式になる。

$$I = 1.3504 m \frac{V_2}{R_t} \quad \dots\dots\dots (36)$$

直流出力電圧は (36) 式とオームの法則から (37) 式になる。

$$E = 1.3504 m V_2 \frac{R}{R_t} \quad \dots\dots\dots (37)$$

12 相半波整流よりも相数が多い場合、直流出力電圧、電流の実効値と平均値の値は大体同じと見て良い。整流体の各アームに流れる電流の実効値は (31) 式と上記関係から (38) 式になる。

$$I_r = 0.7804 m \frac{V_2}{R_t} \quad \dots\dots\dots (38)$$

また同様に変圧器の二次側の電流は (39) 式になる。

$$I_2 = 1.1036 m \frac{V_2}{R_t} \quad \dots\dots\dots (39)$$

次に VF, CF, CC を求めれば (40) 式の値を得る。

$$\left. \begin{aligned} VF &= 0.7405 / m \\ CF &= 0.5778 \\ CC &= 0.8166 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (40)$$

規約効率 η は (41) 式の如くなる。

$$\eta = \frac{\frac{E^2}{R}}{\frac{E_e^2}{R}} \approx \frac{R}{R_t} \times 100 (\%) \quad \dots\dots\dots (41)$$

無負荷直流出力電圧 E_0 および電圧変動率 ε を求めると (42) と (43) 式になる。

$$E_0 = 1.35 V_2 m \quad \dots\dots\dots (42)$$

$$\varepsilon = \frac{r}{R} \quad \dots\dots\dots (43)$$

P 相半波整流波と変圧器の二次側分割数 m との関係は (44) 式で与えられる。

$$P = 6 m \quad \dots\dots\dots (44)$$

対称多相交流における電圧の瞬時値は v_1 を最大値とした場合 (45) 式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= V_m \\ v_2 &= V_m \varepsilon^{-j \frac{2\pi}{P}} = a^{-1} V_m \\ v_3 &= V_m \varepsilon^{-j \frac{4\pi}{P}} = a^{-2} V_m \\ v_p &= V_m \varepsilon^{-j \left(\frac{P-1}{P} \right) 2\pi} = a^{-(P-1)} V_m \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (45)$$

$$\text{ただし } a = \varepsilon j \frac{2\pi}{P}$$

P 相半波整流波における瞬時値電圧 e は (46) 式で与えられる。

$$e = v_1 + v_2 + v_3 + \dots + v_{P/6} \quad \dots\dots\dots (46)$$

$$\text{ただし } \omega t = \left(-\frac{\pi}{P} \right) \sim \left(+\frac{\pi}{P} \right) \text{ の期間}$$

12 相, 18 相, 24 相半波整流波における直流出力電圧の瞬時値を算出すればそれぞれ (47), (48), (49) 式の如くなる。

$$e_{12} = V_{M12} \sin \theta_{12} \quad \dots\dots\dots (47)$$

$$\text{ただし } V_{M12} = \sqrt{2} V_2 \times 1.9318$$

$$\theta_{12} = \left(-\frac{\pi}{6} \right) \longleftrightarrow \left(+\frac{\pi}{6} \right)$$

$$e_{18} = V_{M18} \sin \theta_{18} \quad \dots\dots\dots (48)$$

$$\text{ただし } V_{M18} = \sqrt{2} V_2 \times 2.8794$$

$$\theta_{18} = \left(-\frac{\pi}{9} \right) \longleftrightarrow \left(+\frac{\pi}{9} \right)$$

$$e_{24} = V_{M24} \sin \theta_{24} \quad \dots\dots\dots (49)$$

$$\text{ただし } V_{M24} = \sqrt{2} V_2 \times 3.8306$$

$$\theta_{24} = \left(-\frac{\pi}{12} \right) \longleftrightarrow \left(+\frac{\pi}{12} \right)$$

3.2 多相交流電源回路

特殊結線方式による整流回路への交流入力力は $P/6$ 回路の 3 相を必要とし、それぞれの回路の位相差を $2\pi/P$ にしなければならない。そのような位相差を持った 3 相交流を $P/6$ 回路得る方法として Fig. 6 に示すように変圧器二次側で辺延長 d 結線にし必要な位相差を得るもの

a) の場合は共振状態であるから実用的でなく, b) は共振状態ではないが $x \geq 2$ の場合共振を発生する恐れがあり, したがって実用的でない. c) の条件のみが実用的な場合である. したがって条件 c) の場合を(62)と(63)式に適用すれば

$$\gamma_{p12} = \frac{4}{143(144\omega^2 LC - 1)} \dots\dots\dots (64)$$

$$\gamma_{e12} = \frac{\sqrt{2}}{143(144\omega^2 LC - 1)} \dots\dots\dots (65)$$

カットオフを発生しないための条件は(64)式からそれぞれ(66), (67)式を得る.

$$\frac{1}{R} > 6 \omega \gamma_{p12} C \dots\dots\dots (66)$$

$$\frac{1}{R} > \sqrt{2} \cdot 12 \omega \gamma_{e12} C \dots\dots\dots (67)$$

(64), (65)式から脈動率とフィルタに使用する LC 積との関係は(68), (69)式を得る.

$$LC = \frac{1}{144 \omega^2} + \frac{4}{20592 \omega^2 \gamma_{p12}} \dots\dots\dots (68)$$

$$LC = \frac{1}{144 \omega^2} + \frac{\sqrt{2}}{20592 \omega^2 \gamma_{e12}} \dots\dots\dots (69)$$

入力電源が 50 Hz と 60 Hz の場合の LC 積と カットオフを生じない条件の計算式は,

$f = 50 \text{ Hz}$ の場合

$$LC = \left(0.07036 + \frac{0.001968}{\gamma_{p12}} \right) \times 10^{-6} \dots\dots\dots (70)$$

$$LC = \left(0.07036 + \frac{0.0006958}{\gamma_{e12}} \right) \times 10^{-6} \dots\dots\dots (71)$$

$$\frac{1}{R} > 1885 \gamma_{p12} C = K_{p12} C \dots\dots\dots (72)$$

$$\frac{1}{R} > 5331 \gamma_{e12} C = K_{e12} C \dots\dots\dots (73)$$

ただし $K_{p12} = 1885 \gamma_{p12}$

$K_{e12} = 5331 \gamma_{e12}$

$f = 60 \text{ Hz}$ の場合

$$LC = \left(0.04886 + \frac{0.001367}{\gamma_{p12}} \right) \times 10^{-6} \dots\dots\dots (74)$$

$$LC = \left(0.04886 + \frac{0.0004832}{\gamma_{e12}} \right) \times 10^{-6} \dots\dots\dots (75)$$

$$\frac{1}{R} > 2262 \gamma_{p12} C = K_{p12} C \dots\dots\dots (76)$$

$$\frac{1}{R} > 6398 \gamma_{e12} C = K_{e12} C \dots\dots\dots (77)$$

ただし $K_{p12} = 2262 \gamma_{p12}$

$K_{e12} = 6398 \gamma_{e12}$

を得る.

逆 $L2$ 段形フィルタにおいては $n=2$ であり, 脈動率とカットオフを防止するための条件を求めると

$$\gamma_{p12} = \left| \frac{4}{143 \{ (144\omega^2 LC - 1.5)^2 - 1.25 \}} \right| \dots\dots\dots (78)$$

$$\gamma_{e12} = \left| \frac{\sqrt{2}}{143 \{ (144\omega^2 LC - 1.5)^2 - 1.25 \}} \right| \dots\dots\dots (79)$$

(78)と(79)式で共振を発生しないための条件を検討すると $144\omega^2 LC > 2.618$ を得るからこの条件を入れると脈動率はそれぞれ,

$$\gamma_{p12} = \frac{4}{143 \{ (144\omega^2 LC - 1.5)^2 - 1.25 \}} \dots\dots\dots (80)$$

$$\gamma_{e12} = \frac{\sqrt{2}}{143 \{ (144\omega^2 LC - 1.5)^2 - 1.25 \}} \dots\dots\dots (81)$$

$$\frac{1}{R} > 12\omega \gamma_{p12} C (72\omega^2 LC - 1) \dots\dots\dots (82)$$

$$\frac{1}{R} > \sqrt{2} \cdot 24 \omega \gamma_{e12} C (72\omega^2 LC - 1) \dots\dots\dots (83)$$

を得る.

入力電源が 50 Hz と 60 Hz の場合, フィルタの LC 積とカットを防ぐための条件を算出する式は,

$f = 50 \text{ Hz}$ の場合

$$LC = 0.07036 \times 10^{-6} \left(1.5 \pm \sqrt{\frac{0.02797}{\gamma_{p12}} + 1.25} \right) \dots\dots\dots (84)$$

$$LC = 0.07036 \times 10^{-6} \left(1.5 \pm \sqrt{\frac{0.00989}{\gamma_{e12}} + 1.25} \right) \dots\dots\dots (85)$$

$$\frac{1}{R} > 3768 \gamma_{p12} C (7.106 LC \times 10^6 - 1) = K_{p12} C \dots\dots\dots (86)$$

$$\frac{1}{R} > 10663 \gamma_{e12} C (7.106 LC \times 10^6 - 1) = K_{e12} C \dots\dots\dots (87)$$

ただし $K_{p12} = 3768 \gamma_{p12} (7.106 LC \times 10^6 - 1)$

$K_{e12} = 10663 \gamma_{e12} (7.106 LC \times 10^6 - 1)$

$f = 60 \text{ Hz}$ の場合

$$LC = 0.04886 \times 10^{-6} \left(1.5 \pm \sqrt{\frac{0.02797}{\gamma_{p12}} + 1.25} \right) \dots\dots\dots (88)$$

$$LC = 0.04886 \times 10^{-6} \left(1.5 \pm \sqrt{\frac{0.00989}{\gamma_{e12}} + 1.25} \right) \dots\dots\dots (89)$$

$$\frac{1}{R} > 4524 \gamma_{p12} C (10.23 LC \times 10^6 - 1) = K_{p12} C \dots\dots\dots (90)$$

$$\frac{1}{R} > 12795 \gamma_{e12} C (10.23 LC \times 10^6 - 1) = K_{e12} C \dots\dots\dots (91)$$

ただし $K_{p12} = 4524 \gamma_{p12} (10.23 LC \times 10^6 - 1)$

$K_{e12} = 12795 \gamma_{e12} (10.23 LC \times 10^6 - 1)$

以上12相半波整流波についてフィルタの計算をしたがその他の P 相半波整流波に対するフィルタについて LC 積と脈動率の関係式は29式を基本にして同様に求められる。18相, 24相半波整流波で入力電源が 50Hz の場合, 脈動率 γ_p とフィルタの LC 積の関係式を逆 $L1$ 段形と逆 $L2$ 段形フィルタについて以下示す。

逆 $L1$ 段形フィルタの場合

$$LC = \left(0.03127 + \frac{0.0003872}{\gamma_{p18}} \right) \times 10^{-6} \dots \textcircled{32}$$

$$\frac{1}{R} > 2826 \gamma_{p18} C = K_{p18} C \dots \textcircled{33}$$

ただし $K_{p18} = 2826 \gamma_{p18}$

$$LC = \left(0.01759 + \frac{0.0001224}{\gamma_{p24}} \right) \times 10^{-6} \dots \textcircled{34}$$

$$\frac{1}{R} > 3766 \gamma_{p24} C = K_{p24} C \dots \textcircled{35}$$

ただし $K_{p24} = 3766 \gamma_{p24}$

逆 $L2$ 段形フィルタの場合

$$LC = 0.03127$$

$$\times 10^{-6} \left(1.5 \pm \sqrt{\frac{0.01238}{\gamma_{p18}} + 1.25} \right) \dots \textcircled{36}$$

$$\frac{1}{R} > 5652 \gamma_{p18} C (15.99 LC \times 10^6 - 1) = K_{p18} C \dots \textcircled{37}$$

ただし $K_{p18} = 5652 \gamma_{p18} (15.99 LC \times 10^6 - 1)$

$$LC = 0.01759$$

$$\times 10^{-6} \left(1.5 \pm \sqrt{\frac{0.006957}{\gamma_{p24}} + 1.25} \right) \dots \textcircled{38}$$

$$\frac{1}{R} > 7536 \gamma_{p24} C (28.43 LC \times 10^6 - 1) = K_{p24} C \dots \textcircled{39}$$

ただし

$$K_{p24} = 7536 \gamma_{p24} (28.43 LC \times 10^6 - 1)$$

以上のフィルタの CL 積と脈動率およびカットオフ係数の関係を図表にしておく設計に便利である。

Fig. 8 は 6 相半波整流で逆 $L2$ 段形フィルタにおいて入力電源が 50Hz の場合の脈動率を横軸にとり, 縦軸に LC 積とカットオフ係数をとった図である。同様に Fig. 9 は 12 相半波整流, Fig. 10 は 18 相半波整流, Fig. 11 は 24 相半波整流の図を示す。

3.4 特殊結線方式の特徴

本方式による主な特徴を要約すれば次の三つに分けられる。

(1) 従来の 3 相ブリッジ結線方式に比較して脈動率を

Fig. 8 LC Product & cut-off coefficient vs. ripple factor for two-section L-type filter.

DC wave form : 6-phase half-wave rectifier circuit.
Frequency : 50 Hz.

Fig. 9 LC Product & cut-off coefficient vs. ripple factor for two-section L-type filter.

DC wave form : 12-phase half-wave rectifier circuit.
Frequency : 50 Hz.

小さくするためのフィルタが小型化でき, したがって電源を安くすることができる。たとえば入力電源が 50Hz で 3 相ブリッジ結線とした場合, 脈動率 γ_{p6} を 1×10^{-5} に減少するには逆 $L2$ 段形フィルタで LC 積 (各段の LC 積の値) は Fig. 8 より 3.1×10^{-5} (HF) を必要とする。この LC 積にしたがってリアクトルとコンデンサをそれぞれ $L=31H$, $C=1 \mu F$ に分けるとする。この場合 $1 \mu F$ で使用電圧 60kV のコンデンサは大型になり且つ高価である。上記と同一条件で 12 相半波整流の場合は Fig. 9 から LC 積として 3.8×10^{-6} (HF) で十分である。したが

Fig. 10 LC Product & cut-off coefficient vs. ripple factor for two-section L-type filter.
DC wave form : 18-phase half-wave rectifier circuit.
Frequency : 50 Hz.

Fig. 11 LC Product & cut-off coefficient vs. ripple factor for two-section L-type filter.
DC wave form : 24-phase half-wave rectifier circuit.
Frequency : 50 Hz.

ってコンデンサ容量は 1/10 で良く、3 相ブリッジの場合必要なフィルタの価格の約 1/3.7 にすることができる。また同一条件で 24 相半波整流なら 3 相ブリッジの場合の 1/60 の LC 積のフィルタで良い。

(2) 従来の方式ではフィルタの LC 積が大きいためコンデンサ容量が大きな値となり、コンデンサ容量が大きい場合、直流高圧の負荷側で火花放電とか短絡が発生した時コンデンサに蓄えられているエネルギーが瞬時に放出され、放電回路の自己インダクタンスと共振を起し大きなサージ電圧を発生する恐れがある。この共振周波数は数百 KHz になるものもあって、サージ電圧は変圧器

Fig. 12 Cost vs. multi-section for DC high-voltage power supply.

の二次側から静電的に一次側に移行し、一次側の接地間の絶縁の弱い部分を破壊する危険がある。しかし本方式によればコンデンサ容量を小さくできるからこのような大きなサージ電圧を発生する恐れもなくなり、またサージ吸収装置も簡単なもののできる利点がある。

(3) 高電圧に使用するためにシリコン整流素子を直列に多数接続した場合、サージ電圧が入ってくると浮遊容量によって接地側から一番遠く離れた素子に大きな逆電圧が印加され均等に分担しなくなる。この逆電圧の大きさを示す計算式は(100)式で与えられる。

$$\Delta E_n = E_n \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \coth N \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \dots\dots(100)$$

ΔE_n : 大地側から一番離れた素子に加わる逆電圧

N : 素子の直列個数

C_p : 素子と大地間の静電容量

C_s : 素子の電極間静電容量

一般に上記サージ電圧で素子の破壊を防止する方法として素子に並列にコンデンサを入れて

サージ電圧を均一に分担するようにしている。本方式は変圧器の二次側を m 個に分割する結果、各アームの直列個数を $1/m$ に減少されるから電圧分担を均一にするための並列コンデンサ容量は(100)式から明かなように小さくなり、電圧の分担状態も良好になる利点がある。

3.5 特殊結線方式による試作

以上の解析を基本にして実際に電子ビームとイオンビーム加工機用電源の両方を同一タンクに収納したものを設計製作した。

直流高圧電源装置の仕様を下記に示す。

直流出力電圧 —50kV (電子ビーム用)

Fig. 13 Connection diagram of DC high-voltage power supply.

Fig. 14 Exterior features of DC high-voltage power supply.

+50kV (イオンビーム用)

直流出力電流 10mA

脈動率 (r_p) 1×10^{-4}

一般に直流高圧電源装置の価格と特殊結線方式の変圧

Fig. 15 Internal construction of DC high-voltage power supply.

器二次側分割数との間には Fig. 12 に示すような関係がある。直流高圧電源装置の価格は直流出力電圧，電流，脈動率等に依存する。

上記仕様によって検討した結果 $m=2$ が一番適当で

Fig. 16 Measuring circuit.

Fig. 17 Wave form of ripple voltage.

Fig. 18 Wave form of ripple voltage.

ある。したがって12相半波整流になり脈動率 γ_p を 1×10^{-4} に減少するために必要なフィルタの LC 積は逆 $L2$ 段の場合、Fig. 9 から 1.3×10^{-6} である。入力電源の相間の不平衡、位相のずれ、内部インピーダンスの不平衡等を考慮して $5 \times 10^{-6}(\text{HF})$ に決定し、 $L=50\text{H}$ 、 $C=0.1 \mu\text{F}$ に選択した。カットオフを防ぐためおよびその他を考慮して死負荷に10mA流し、シリコン整流素子はSM HD-20 (オリジン電気製)を5ヶ直列に使用した。SM HD-20は内部に素子20個直列に接続されているので1アームの合計直列個数は100、直流出力電圧を52kVとして変圧器二次側出力電圧、電流を計算した結果19,400Vで18mAになる。

直流高圧電源装置の接続図をFig. 13に示す。変圧器の二次側結線は絶縁の面で容易である辺延長 Δ 結線を使用し、A巻線の電圧を55,978V、B巻線の電圧を10,352Vとした。

Fig. 13に示した如く高圧タンクに電子ビーム用直流ヒータ電源、イオンビーム用交流ヒータ電源とアーク用直流電源を収納している。電源装置の外観をFig. 14、内

部構造の一部をFig. 15に示す。

製作した直流高圧電源に含まれる交流分電圧を測定するための回路をFig. 16に示す。使用電圧60kV、1000PFのコンデンサで直流分をカットし交流分だけを取り出し分圧の後シンクロスコープで測定を行なった。12相半波整流をした後フィルタを接続しない場合、直流出力電圧に含まれる交流分の波形をFig. 17に示す。Fig. 17の縦軸に電圧をとって1,000V/div., 横軸に時間をとって2 msec./div.にしている。Fig. 18は12相半波整流に設計通りのフィルタを挿入した場合、直流出力に含まれる交流分の波形であり、電圧は縦軸として5V/div. 時間は横軸で5m sec./div.にとっている。

Fig. 17から直流出力に含まれる交流分の最大値に最小値間の値は約2,500Vであり、この場合の直流出力電圧は52,700であるから脈動率 γ_{p12} は0.475である。理想的な12相半波整流波の γ_{p12} は0.034であるが、実際は入力相間不平衡、各相のインピーダンスの不平衡等で少し増加している。フィルタを挿入した場合はFig. 18から交流分の最大値と最小値間の値は約6V、この場合の直流出力電圧は52,600Vであるから γ_{p12} は 1.14×10^{-4} である。12相半波整流波形に含まれる交流分の基本波は入力電源50Hzの場合600HzであるがFig. 18から明らかなように200Hzの基本波が含まれている。この原因は各相のインピーダンス、電圧の不平衡等によるものであって予期した γ_{p12} よりも大きい値であった。もしこのフィルタを3相ブリッジ結線の整流波に使用したなら γ_{p6} は計算より約 1×10^{-3} となる。したがって本方式の利点は十分発揮されている。

4. 結 論

上述の如く特殊結線方式の理論的解析に基づいて設計製作し、その他の事項について検討した結果ビーム応用装置用直流高圧電源として比較的に出力電圧が低い場合でも出力電流が10mA以上の場合、および出力電流が10mA以下でも直流出力容量が100W以上の場合に本方式が有利である。

本研究で設計に必要な計算式と図表を作成したが今後各相間の不平衡を少なくするための変圧器を含めた構造上の検討が必要と思われる。実用的には製作結果から十分特徴を発揮されることが実証されたので今後イオンまたは電子ビーム応用装置用直流電源として幅広く活用されるものと思われる。

〔文 献〕

- (1) 飯島 歩, 松井重夫, 金谷光一: 電気試験所彙報 Vol. 31, No. 2 (1967) p. 244~295

- (2) 飯島歩, 松井重夫, 金谷光一: 昭和43年春季第15回
応用物理学関係連合講演会予稿集 p. 168.
- (3) (3) 佐藤利三郎: 伝送回路 (コロナ社, 1963)
- (4) M. B. Stout: Electrical Engineering, 1935 Sep.,
p. 977~984.
- (5) 鈴木久王, 中川武夫: 金属整流器 (有象堂, 1940).
- (6) S. P. Jackson: Selection and Application of
Metallic Rectifier (1957).
- (7) オリジン電気 (株): オリジンの技術 (アポロ社,
1963) .
- ~~~~~