

半導体整流器を用いたカスケード形整流回路 における直流電圧降下

Potential Drop in Cascade Type High Voltage Generators
with Semiconductor Rectifiers

原 栄 一
Eiichi Hara

内 容 梗 概

カスケード形整流回路は粒子加速用直流高電圧発生装置としては最も古い歴史を持つもので、真空管整流器を用いた場合の整流回路の電気的特性については詳細に調べられている。発生電圧が高くなるとともに、フィラメントに点火する困難が増大するので、その必要のない半導体整流器が漸次用いられるようになったが、整流器に半導体を用いると、真空管を用いた場合に比較して整流回路の電気的特性がかなり異なってくる。種々の電気的特性のうち、この二者を比較して最も著しい差異を示すのは負荷を取り出したときの電圧降下で、それについて詳述し、半導体整流器を逆流する電流・整流器が比較的大きな静電容量を持っていることに起因する電圧降下について簡単に述べた。

1. 緒 言

整流器とコンデンサを組み合わせて、カスケードに接続した直流高電圧発生装置は、加速器用の電源としては最も古い歴史を持つもので、その特性もよく調べられ、すでに数多くの文献に詳細に報告されている⁽¹⁾⁽²⁾。しかしその大部分が、整流器を、静電容量を持っていること以外はまったく理想的なものとして取り扱っている。すなわちその理論の根底には次の3点が仮定されている。

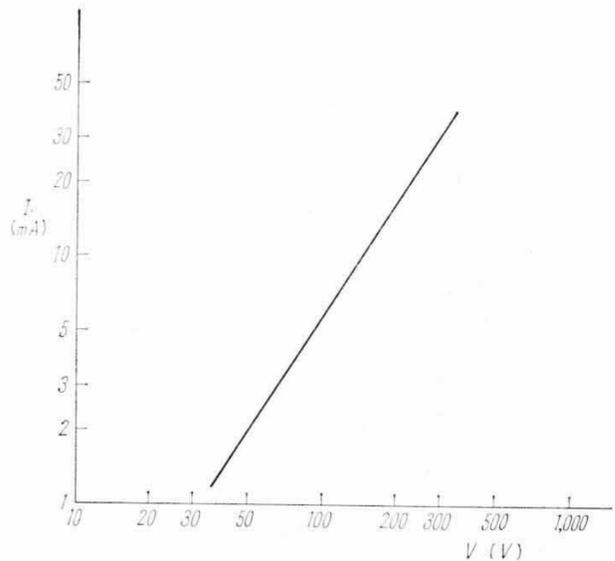
- (1) 順方向の抵抗は零
- (2) 逆方向の抵抗は無限大
- (3) 電荷が整流器を通過する時間はゼロ

実際カスケード形の直流高電圧発生装置が実用に供されはじめたころは整流器にはもっぱら二極真空管が用いられ、この仮定は近似的になりたっており、その上に組み立てられた理論は、実測されるリップル電圧、負荷を取り出したときの直流電圧降下、負荷を取り出したときに流れる1次側の電流などをよく説明することができた。だんだん発生電圧が高くなると、真空管整流器をもってしても(1)、(3)の仮定はなりたたなくなる。いま順方向にかかる電圧を V 、整流器を流れる電流を I とすれば、二極真空管ではよく知られているように、 I は V の $3/2$ 乗に比例し

$$I = k V^{3/2} \dots\dots\dots (1)$$

とかける。第1図は日立製作所製品ケノトロン KR-150 について、この関係を示すものである。KR-150 は定格電流 30 mA で、これを整流回路に用いるときには、電流は間欠的に流れるので、整流器が導通状態にあるときに流れる電流は、回路や負荷により異なるが、平均電流の10倍は流れるものとみななければならないから、第1図より定格電流を取り出したときの管内電圧降下は約1kVにも達し、もはや順方向の抵抗をゼロとみなすことはできない。また逆耐電圧が高くなると、電極間の距離が大きくなるので、真空管中の電子の走行時間も無視できなくなり、電源の周波数が高くなると電子の走行時間を無視した計算ではかなりの誤差が現われる。しかしながら真空管整流器は半導体整流器に比較すればはるかに理想的な特性を有し、以上の仮定の上に組み立てられた理論でもかなりよく実測される整流回路の特性を説明することができる。

整流器に半導体を用いると、上記の(1)、(2)、(3)の仮定はことごとくなりたたない。ここではそのなかでも最も大きな差異を見せ



第1図 日立製作所製ケノトロン KR-150 の順方向にかかる電圧と電流の関係

る(1)の仮定がなりたたないことに起因する電圧降下について最も詳しく論じた。簡単のために整流回路からみて入力側のインピーダンスはこれを無視したが、実際には電源のインピーダンスに起因する電圧降下も無視できない値に達するので、以下述べる電圧降下はこれを実測値と直接比較することはあまり意味がなく、電圧降下の最小限を見積もるのに役だつに過ぎない。

また半導体整流器は逆電流が大きく、真空管に比較して大きな静電容量を持っているので、その影響について簡単に述べた。

2. 半導体整流器にかかる電圧と電流の関係

2.1 順方向に直流電圧をかけたときに流れる直流電流

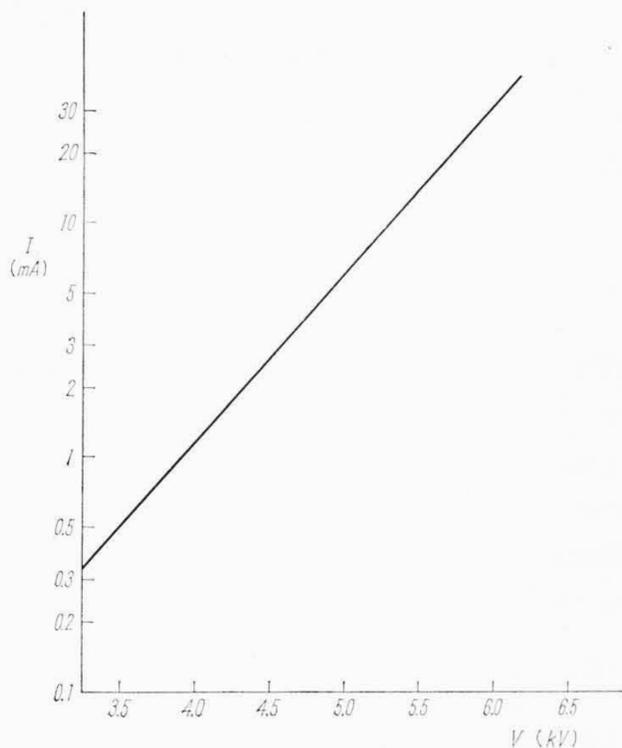
半導体整流器の接触部に、順方向に V の直流電圧をかけたとき、順方向に流れる電流を I とすれば

$$I = I_s (e^{\frac{qV}{kT}} - 1) \dots\dots\dots (2)$$

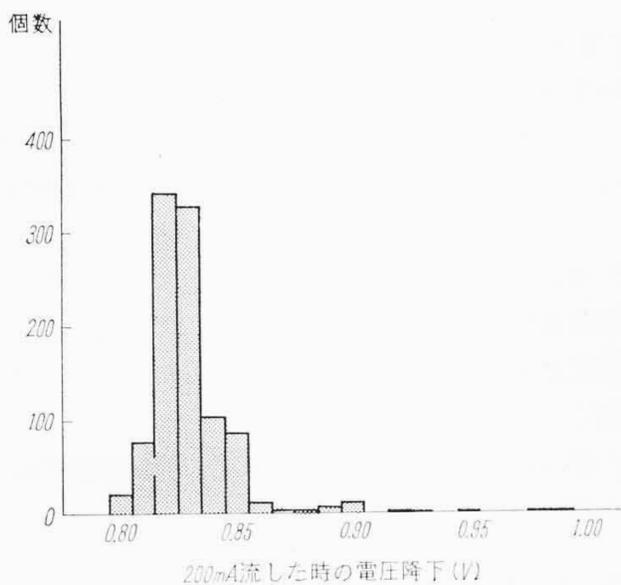
の関係がある⁽³⁾。

I_s は飽和電流と呼ばれるもので、 q は電子の電荷、 k は Boltzmann の常数、 T は絶対温度である。 kT/q は電圧の次元を持つ量で、常温で 25.9 mV である。実際に測定できるのは V ではなく、整流器の両端子間にかかる電圧で、これを U と書き、 ρ を1よりも小さな常数とすれば

* 日立製作所中央研究所



第2図 中研コッククロフト・ワルトン形高電圧発生装置の、1本の整流器の順方向にかかる電圧と電流の関係



第3図 A社-a, 1,000個について順方向に200 mA流したときの電圧降下のばらつき

$$I = I_s (e^{\frac{qU}{kT}} - 1) \quad (3)$$

と書ける。さらに n 個の素子が直列に接続された整流器であれば、1個の素子には全体にかかった電圧の $1/n$ の電圧がかかるから

$$I = I_s (e^{\frac{qU}{nkT}} - 1) \quad (4)$$

となる。

$$\frac{nkT}{q} = U_m \quad (5)$$

とおけば、半導体整流器の電圧—電流の関係を表す最も便利な式として

$$I = I_s (e^{\frac{U}{U_m}} - 1) \quad (6)$$

をうる。順方向に流れる電流を考えると、指数関数に対し1を無視することができ、 U は $\log I$ に比例する。

第2図は中研コッククロフト・ワルトン形整流回路に用いてあるセレン整流器の順方向の電圧—電流特性である。この例のように、一般に(6)式は半導体整流器の順方向の電圧—電流の関係をよく表わしている。このことから、 I_s と U_m の二つの量をもって、整流器の順方向の特性を記述できることがわかる。わが国で市販されている高電圧用半導体整流器の I_s と U_m を第1表にまとめ、せん頭逆耐電圧、定格電流もあわせて記した。第1表からわかるとおり、 I_s ,

第1表 わが国で市販されている高電圧用半導体整流器の I_s と U_m

整流器の種類	半導体の種類	せん頭逆耐電圧 (kV)	定格電流 (mA)	$I_s^*(\mu A)$	$U_m(V)$
A社-a	シリコン	0.5	500	2.3×10^{-1}	5.6×10^{-2}
B社-a	シリコン	1.5	75	1.6×10^{-1}	0.62
B社-b	シリコン	1.8	65	2.2×10^{-1}	0.73
B社-c	シリコン	2.4	60	1.8×10^{-1}	0.48
B社-d	シリコン	3.6	65	5.0×10^{-2}	0.64
B社-e	シリコン	4.8	50	1.7×10^{-1}	0.94
B社-f	シリコン	6	65	4.2×10^{-2}	1.09
B社-g	シリコン	16	45	1.1×10^{-4}	2.99
C社-a	セレン	2**	5	13	8.69
C社-b	セレン	60	10	2.13	141
D社-a	セレン	12	1.5	1.1×10^{-2}	29.5
D社-b	セレン	84	30	4.4×10^{-1}	123
中研コッククロフト用セレン整流器	セレン	200**	10	1.4	597

* ここに記した I_s は、逆方向に流れる電流から求めたものではなく、整流器の電圧—電流特性から計算したものである。

** せん頭逆耐電圧が不明であるので、定格出力電圧の2倍を記した。

U_m は整流器がシリコンでできているか、セレンでできているかによって大幅に変わるけれども、せん頭逆耐電圧、定格電流の差を考慮に入れるならばどの整流器の特性も順方向に関してはほとんど同じである。すなわち整流素子1個の特性は、シリコンであるかセレンであるかによってほとんど定まっている。

(4)式の導出に当たって、各整流素子の順方向の特性はすべて等しいと仮定したが、第3図は手持ちのシリコン整流器A社-a(第1表参照)1,000個について順方向に200 mA流したときの電圧降下のばらつきを調べたものである。一般に順方向については特性のばらつきはほとんどないと考えてよい。

2.2 交流電圧をかけたときに流れる平均電流

整流器に交流電圧をかけることはまれであるが、もし $U_0 \sin \omega t$ の電圧をかければ、平均電流としてどれだけ流れるかを負荷のインピーダンスもゼロと仮定して計算しておく。

1週間の間に順方向に運ばれる電荷 Q は、 φ を位相角として、次式で与えられる。

$$Q = \frac{1}{\omega} \int_{-\pi}^{\pi} I d\varphi \quad (7)$$

(7)式の I に(6)式を代入し、 $U = U_0 \sin \varphi$ とおけば

$$Q = \frac{I_s}{f} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{\frac{U_0}{U_m} \sin \varphi} d\varphi - 1 \right] \quad (8)$$

をうる。ただし f は周波数である。(8)式の積分はゼロ次のBessel関数をもって書き表わすことができ⁽⁴⁾

$$Q = \frac{I_s}{f} \left[J_0 \left(i \frac{U_0}{U_m} \right) - 1 \right] \quad (9)$$

となる。 U_0/U_m は普通は非常に大きな数であるから、(9)式は

$$Q = \frac{I_s}{f} \left[\frac{e^{\frac{U_0}{U_m}}}{\sqrt{2\pi \frac{U_0}{U_m}}} - 1 \right] \quad (10)$$

と近似できる⁽⁴⁾。これから平均電流 I_R は

$$I_R = fQ = I_s \left[\frac{e^{\frac{U_0}{U_m}}}{\sqrt{2\pi \frac{U_0}{U_m}}} - 1 \right] \quad (11)$$

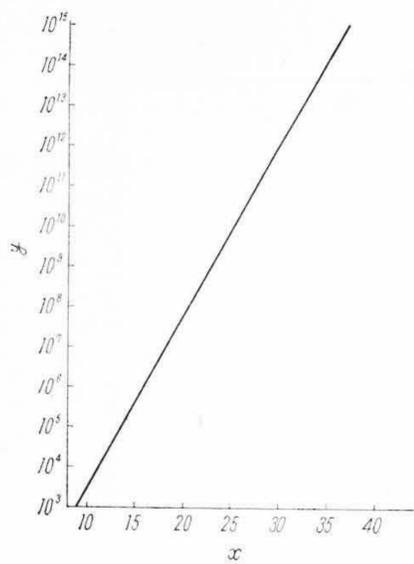
となる。

$$x \equiv \frac{U_0}{U_m} \quad (12)$$

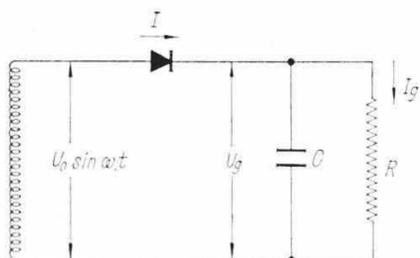
とおき、関数

$$y = \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}} \quad (13)$$

がわかっておれば、(11)式から平均電流 I_R を計算することができ



第4図 $y = \frac{e^x}{\sqrt{2\pi}x}$



第5図 単純な整流回路の等価回路

る。第4図は関数(13)を半対数グラフに書いたものである。

3. 半導体整流器を用いた単純な整流回路の直流電圧降下

3.1 平滑コンデンサが無限に大きな静電容量を持つ場合

2.1 では半導体整流器に直流電流を流したときの電圧降下について述べた。しかしこれは実際に半導体整流器を用いて交流を整流した場合にどうなるかという問題に対しなんらの答えも示していない。半導体整流器を第5図で表わされるような単純な整流回路に用い、平均電流 I_g を取り出したときの整流器の内部抵抗による電圧降下は、2.1 で示された $VI=I_g$ よりも大きい。それは電流は周期の十数分の一の短時間に間欠的に流れ、瞬時の電流は平均電流よりもはるかに大きいからで、そのときの電圧降下は、平滑コンデンサが無限に大きな静電容量を持っているときは、整流器を流れる電流の最大値を I_{max} とすれば、 $VI=I_{max}$ でなければならない。もっと論理的にいうならば、変圧器の電圧の位相角が90度のときに流れる電流を I_{90° とすれば、 $VI=I_{90^\circ}$ でなければならない。実際の整流回路では、 I_{max} または I_{90° はコンデンサの放電による電圧降下、整流器の種類や逆耐電圧ばかりでなく、変圧器の電気的特性に大きく左右されるが、問題を簡単にするために、以下変圧器はすべて理想的なものとする。すなわち変圧器は抵抗も漏えいインダクタンスも持っていないものと仮定する。

いま変圧器の端子電圧のせん頭値を U_0 、コンデンサの端子電圧を U_g とすれば、整流器の順方向にかかる電圧 u は

$$u = U_0 \sin \varphi - U_g \quad \dots\dots\dots (14)$$

である。 φ は位相角を表わし、 u が負のときは整流器に逆方向に電圧がかかることを意味する。このとき1周期の間に整流器を通して順方向に運ばれる電荷 Q は

$$Q = \frac{1}{\omega} \int_{-\pi}^{\pi} I_s \left(e^{\frac{U_0 \sin \varphi - U_g}{U_m}} - 1 \right) d\varphi \quad \dots\dots\dots (15)$$

となる。(15)式を(8)式と比較すると括弧内の第1項に $e^{-\frac{U_g}{U_m}}$ がかかっているところだけが異なっている。したがって整流器の順方向に流れる平均電流 I_g は(11)式の括弧内の第1項に $e^{-\frac{U_g}{U_m}}$ をかけて

$$I_g = I_s \left[\frac{e^{\frac{U_0 - U_g}{U_m}}}{\sqrt{2\pi} \frac{U_0}{U_m}} - 1 \right] \quad \dots\dots\dots (16)$$

でなければならない。(16)式は次のことを意味している。(16)式の右辺の第1項は半導体整流器を順方向に流れる電流を表わし、第2

項は逆方向に流れる電流を表わす。いま順方向に流れる電流に対し、逆方向に流れる電流を無視すれば、平滑コンデンサの静電容量が無限に大きいから、

$$I_{max} = I_{90^\circ} = I_s e^{\frac{U_0 - U_g}{U_m}} \quad \dots\dots\dots (17)$$

である。したがって

$$I_{max} = I_g \sqrt{2\pi} \frac{U_0}{U_m} \quad \dots\dots\dots (18)$$

でなければならない。中研コッククロフト・ワルトン形整流回路について $\sqrt{2\pi} \frac{U_0}{U_m}$ を計算すると34となる。すなわち、コンデンサの静電容量を無限大とみなせるほど小さい平均電流に対しては、瞬間的な電流の最大値は平均電流の34倍に達する。

半導体整流器の内部抵抗によって起こる電圧降下 ΔU_R は $U_0 - U_g$ であるから(16)式より

$$\Delta U_R = U_m \ln \left\{ \sqrt{2\pi} \frac{U_0}{U_m} \left(\frac{I_g}{I_s} + 1 \right) \right\} \quad \dots\dots\dots (19)$$

あるいは1を無視して(18)式を用いれば

$$\Delta U_R = U_m \ln \frac{I_{max}}{I_s} \quad \dots\dots\dots (20)$$

となる。

3.2 平滑コンデンサの静電容量が小さい場合

前節では平滑コンデンサが無限に大きい静電容量を持っていると仮定した。したがってリップル電圧は起こり得ない。出力電圧の低い回路ではこのようなこともできるが、高電圧の整流回路では静電容量を大きくすると、コンデンサの価格も体積もばく大なものとなり、前節で用いた仮定を常に満足させることはむずかしい。コンデンサの静電容量が小さいと、整流器が導通状態になれば、コンデンサの端子電圧は上昇するから、整流器の順方向にかかる電圧を減らす方向に働く。

整流器の順方向に働く電圧 u は、整流器が導通状態にはいる時刻を t_1 とすれば

$$u = U_0 \sin \omega t - U_0 \sin \omega t_1 - \int_{t_1}^t \frac{I - I_g}{C} dt \quad \dots\dots\dots (21)$$

(6)、(21)式より

$$\frac{dI}{dt} = \frac{I + I_s}{U_m} \left\{ U_0 \omega \cos \omega t - \frac{I - I_g}{C} \right\} \quad \dots\dots\dots (22)$$

をうる。

$$I + I_s = I_1 \quad \dots\dots\dots (23)$$

と置けば(22)式は

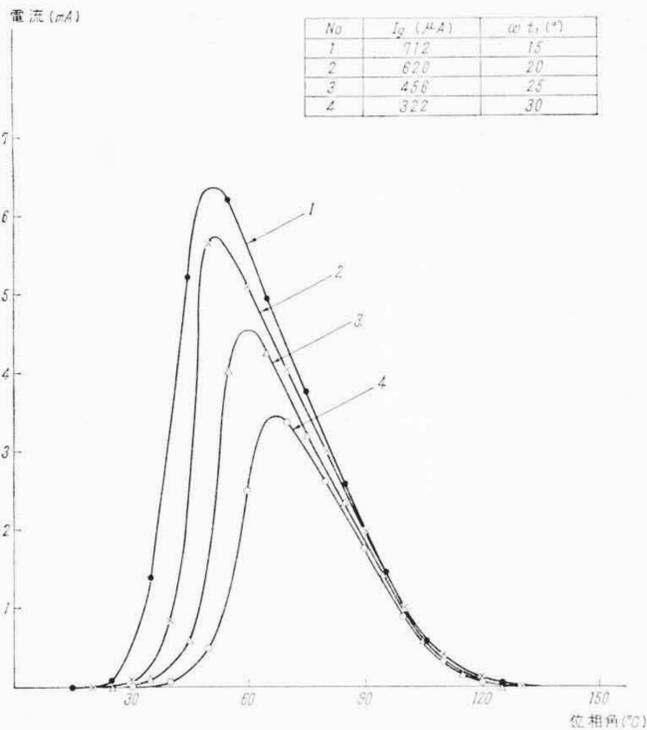
$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{I_1}{U_m} \left\{ U_0 \omega \cos \omega t - \frac{I_1 - I_s - I_g}{C} \right\} \quad \dots\dots\dots (24)$$

となる。これはBernoulliの微分方程式で簡単に解け、変数をふたたび I に変換すれば

$$I = I_s \left[\frac{e^{\frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1) + \frac{I_s + I_g}{CU_m} (t - t_1)}}{1 + \frac{I_s}{CU_m} \int_{t_1}^t e^{\frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1) + \frac{I_s + I_g}{CU_m} (t - t_1)} dt} - 1 \right] \quad \dots\dots\dots (25)$$

をうる。

第6図は第1表に記したセレン整流器C社-bを用い、 $U_0=2,828$ V、 $C=0.01 \mu F$ 、 $\omega=2\pi f=2\pi \times 50/s$ とし、第5図のような整流回路を組んだとき、整流器に流れる電流を平均電流 I_g をパラメータとし、位相角の関数として表わしたものである。第6図の著しい特長は、 I は位相角が90度をこえれば、 I_g がある一定の値以上になると I_g にほとんど無関係になることである。したがって半導体整流器の内部抵抗による電圧降下も I_g に無関係である。平滑コンデン



$V_0=2,828 V, V_m=141 V, I_s=2.13 \mu A, C=0.01 \mu F, f=50 c/s$
 第6図 変圧器の端子電圧の位相角と整流器を流れる電流の関係

サの静電容量が無限に大きければ、コンデンサの放電による電圧降下はゼロで、電圧降下は整流器の内部抵抗によるもののみであるが、平滑コンデンサの静電容量が小さければ、整流器の内部抵抗による電圧降下とコンデンサの放電による電圧降下を判然と区別することはできない。しかしながら、変圧器の端子電圧の位相角が90度のときの電圧降下をもって整流器の内部抵抗によるものと定義するのが最も妥当である。第6図は、変圧器の端子電圧の位相角が90度のときに整流器を流れる電流 I_{90° は、 I_g にほとんど無関係に約 1.8 mA であることを示している。したがって整流器の内部抵抗による電圧降下は、(6)式と第1表に示した I_s, U_m から、約 920 V となる。

これらの値を(25)式を解いて求めるにはたいへんな労力を必要とし、それぞれの場合に当たってその数値解を求めるわけにはゆかない。次に述べる I_{90° の概算を求める方法は簡単で、しかも実用上は十分役に立つ正確さで整流器の内部抵抗による電圧降下を与えることができる。

まづ負荷電流 I_g が非常に小さく、整流器が導通状態にはいる位相角が90度に近いと、 $\frac{I_s+I_g}{CU_m}(t-t_1)$ は $e \frac{U_0}{U_m}(\sin \omega t - \sin \omega t_1)$ に比べ小さいから、これを無視して考えれば

$$\frac{I_s}{CU_m} \int_{t_1}^t e \frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1) dt$$

は1に比べ非常に小さいから、これを無視することができ、(25)式は近似的に

$$I = I_s \left\{ e \frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1) - 1 \right\}$$

となる。これは平滑コンデンサの静電容量が無限に大きいときに整流器を流れる電流にほかならない。このときは $I_{90^\circ} \approx I_{max}$ で、(18)式より

$$I_{90^\circ} = I_g \sqrt{2\pi} \frac{U_0}{U_m} \dots \dots \dots (26)$$

となり、整流器の内部抵抗による電圧降下は(19)式または(20)式からただちに求められる。

負荷電流 I_g がだんだん大きくなると

$$P = \frac{I_s}{CU_m} \int_{t_1}^t e \frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1) dt \dots \dots \dots (27)$$

と置けば、 P はだんだん大きくなり1に近づくから、1に対しても

はや無視することができなくなる。 P が1に比べ小さいときは

$$I_s e \frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1)$$

はだいたい電流を表わすと考えてさしつかえないから、1周期に運ばれる電荷を Q とすれば、変圧器の端子電圧の位相角が90度になるときの P の値 P_{90° は

$$P_{90^\circ} \approx \frac{Q}{2CU_m} = \frac{I_g}{2fCU_m} \dots \dots \dots (28)$$

である。 P_{90° が1になるような I_g は第6図の計算の際に仮定したような回路では $I_g=2fCU_m=140 \mu A$ である。 I_g がこの値をこえると P は急激に大きくなるが、 P そのものはわからなくても、 I_{90° は次のような近似で大略の値を知ることができる。 T を周期とすれば

$$\begin{aligned} P_{90^\circ} &= \frac{I_s}{CU_m} \int_{t_1}^{T/4} e \frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1) dt \\ &= \frac{I_s}{CU_m} \int_{T/4}^{T/4+t_1} e \frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1) dt \\ &= \frac{1}{CU_m} \int_{T/4}^{T/4+t_1} (P+1) I dt \dots \dots \dots (29) \end{aligned}$$

I は $t=T/4$ のとき非常に大きく、それ以後急激に減少し、 $P+1$ はゆるやかに変化するから、(29)式は近似的に

$$P_{90^\circ} = \frac{P_{90^\circ}+1}{CU_m} \int_{T/4}^{T/4+t_1} I dt \dots \dots \dots (30)$$

となる。ゆえに P_{90° が非常に大きければ

$$\frac{1}{CU_m} \int_{T/4}^{T/4+t_1} I dt \approx 1 \dots \dots \dots (31)$$

でなければならない。一方 P_{90° が1になるような I_g では

$$I_s e \frac{U_0}{U_m} (\sin \omega t - \sin \omega t_1)$$

は電流そのものと考えてよく、またそのときはコンデンサの静電容量を無限大と考えてよい。 I は $t=T/4$ に関し対称であるから

$$\frac{1}{CU_m} \int_{T/4}^{T/4+t_1} I dt \approx 1 \dots \dots \dots (32)$$

で、(31)式と(32)式から I_g が大きくなっても I_{90° は増加せず

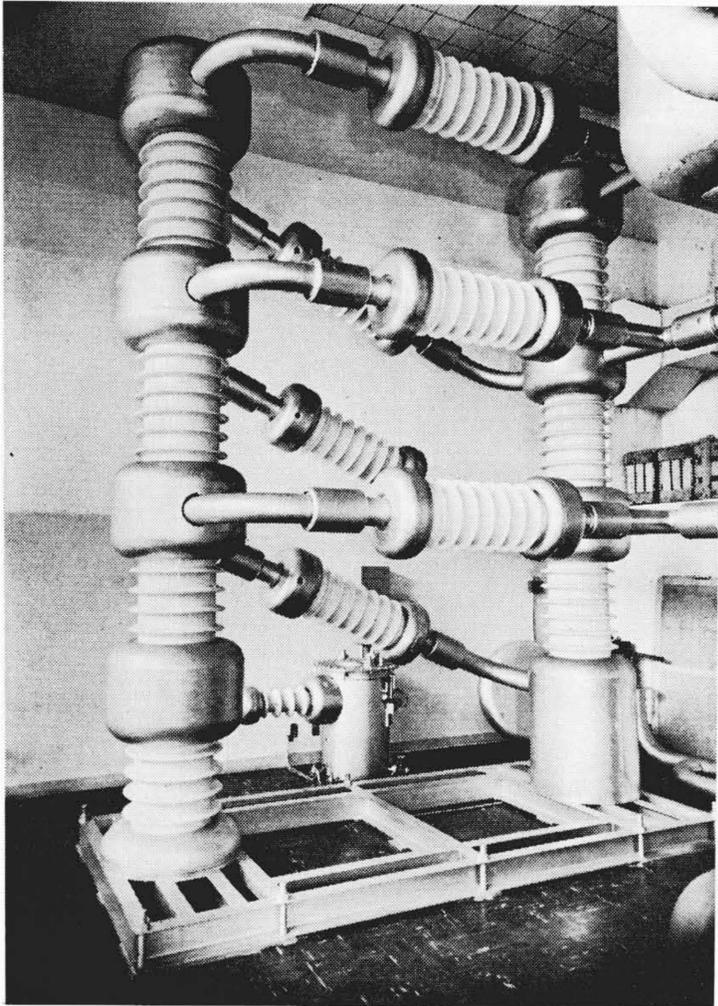
$$I_{90^\circ} \approx 2fCU_m \sqrt{2\pi} \frac{U_0}{U_m} \dots \dots \dots (33)$$

であることがわかる。(33)式から、第6図の計算の際に仮定したような回路について I_{90° を求めると約 1.6 mA となる。第6図で位相角が90度よりも大きいところでは I は I_g にほとんど無関係になっているのはこの理由によるもので、 I_g が $140 \mu A$ 以上であれば、整流器の内部抵抗による電圧降下は I_g に無関係に約 920 V と考えて大きな誤差とはならない。以上の計算は非常に大ざっぱではあるが、整流器の内部抵抗による電圧降下は電流の対数の関数であるので、電流値での多少の誤差は電圧降下では大きな誤差とはならず、実用上さしつかえない程度の誤差で電圧降下を与えることができる。

4. 半導体整流器を用いたカスケード形整流回路の直流電圧降下

半導体整流器は真空管整流器と異なり、フィラメントに点火する必要がないという利点があるために、直流高電圧発生装置においても漸次用いられるようになった。第7図は国産で最初に半導体整流器を採用した中研コッククロフト・ワルトン形整流回路の写真で、第8図はその等価回路である。整流器には第2図にその特性を示すセレン整流器を用いてある。この回路を例にとり、前章の近似を用いて負荷を取り出したときの整流器の内部抵抗に起因する直流電圧降下を計算すると次のようになる。

カスケード形高電圧発生装置の1個の整流器に着目すれば、その整流器は第9図のように接続されている。第9図の直列に接続され



定格電圧 500 kV 電流 10 mA

第7図 中研コッククロフト・ワルトン形高電圧発生装置

た両コラムのコンデンサの合成された静電容量を C とすれば

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n} + \frac{1}{C_1^*} + \frac{1}{C_2^*} + \dots + \frac{1}{C_m^*} \quad (34)$$

周波数を f とし、(5)式で定義される U_m を使えば、平均電流 I_g が

$$I_g < 2fC U_m \quad (35)$$

であれば、その整流器の内部抵抗による電圧降下は(19)式で与えられる。

$$I_g > 2fC U_m \quad (36)$$

であれば、その整流器の内部抵抗による電圧降下は負荷に無関係に

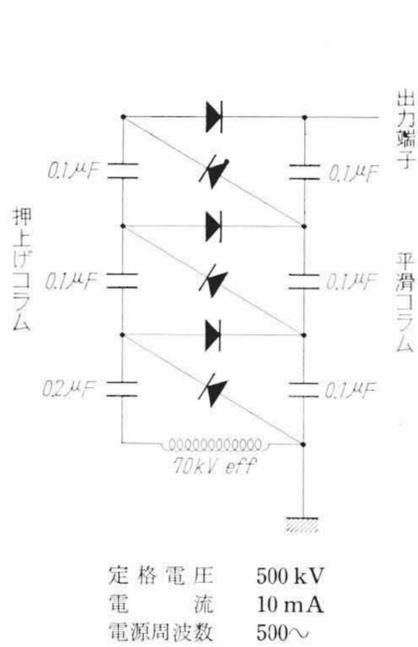
$$\Delta U_R = U_m \ln \left\{ \sqrt{2\pi \frac{U_0}{U_m} \left(\frac{2fC U_m}{I_s} + 1 \right)} \right\} \quad (37)$$

で与えられる。中研コッククロフト・ワルトン形高電圧発生装置の最上段の整流器について $2fC U_m$ を計算すると 10 mA となる。したがって 10 mA の負荷を取り出したときの整流器の内部抵抗による電圧降下は各整流器について等しく、(19)式から全体の電圧降下は 45 kV となる。一方コンデンサの放電による電圧降下 ΔU_c は、すべてのコンデンサの静電容量が等しく、これを C とし段数を N とすれば次式で与えられる⁽¹⁾⁽²⁾。

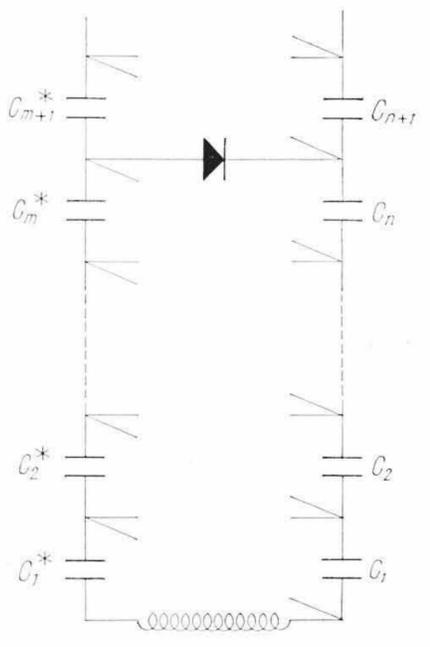
$$\Delta U_c = \frac{I_g}{fC} \left[\frac{2}{3} N^3 + \frac{1}{2} N^2 + \frac{1}{3} N \right] \quad (38)$$

これに諸数値を代入すれば $\Delta U_c = 4.7$ kV となる。

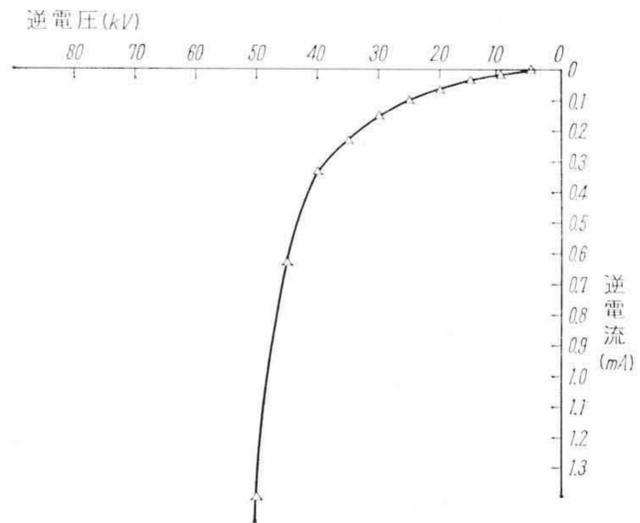
一般にセレン整流器を用いた高電圧用整流回路ではコンデンサの放電による電圧降下は整流器の内部抵抗による電圧降下に比べ無視できるほど小さい。したがって電圧降下は負荷電流には比例せず、むしろ全体の逆耐電圧によって定まる。これはシリコン整流器や真空管整流器を用いた高電圧用整流回路にはみられない大きな特長である。



第8図 中研コッククロフト・ワルトン形高電圧発生装置の等価回路



第9図 1個の整流器に着目したコッククロフト・ワルトン形整流回路



定格せん頭逆耐電圧: 60 kV 定格電流: 10 mA

第10図 セレン整流器の逆方向の電流-電圧特性 (使用したセレン整流器は第1表に記したC社-b)

5. 整流器を逆流する電流の影響

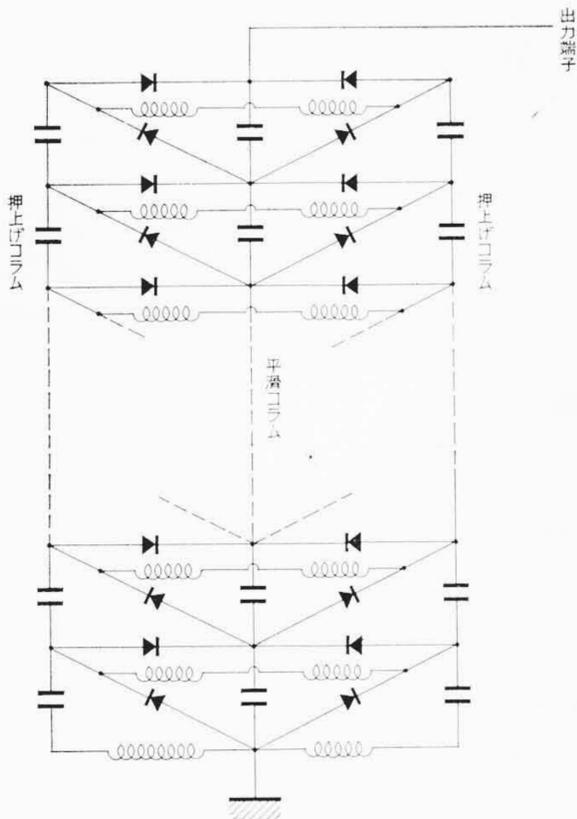
5.1 半導体整流器に逆方向に電圧がかかったときに流れる電流

半導体整流器に逆方向に電圧をかけると、真空管整流器では考えられないような大きな電流が逆方向に流れる。半導体の理論によれば、(6)式は逆向に流れる電流も表わすはずである。 U が負になれば $e U / U_m$ は 1 に比べはるかに小さく、したがって $I \approx -I_s$ でなければならない。しかし市販されている整流器を調べてみるとこのような関係はない。第10図は第1表に記したセレン整流器C社-bについて逆方向の電流-電圧の関係を調べたものである。すなわち逆方向に流れる電流も逆電圧が増加するとともにほとんど指数関数的に増加する。整流器を逆流した電荷は次に順方向に電圧がかかったときに元の電位のところまで押し上げられるから、整流器を逆流する電流は交流負荷となって現われる。

5.2 整流器の静電容量に起因する交流電流

整流器の静電容量に起因する交流電流は整流器が真空管であるか半導体であるかによらないが、ただ半導体整流器は真空管整流器に比べはるかに大きな静電容量を持っていることを考慮しなければならない。片波整流コッククロフト・ワルトン形高電圧発生装置では、整流器の持つ浮遊容量を C 、コラムのコンデンサの静電容量を $b^2 C$ 、 N を段数とすれば、入力側からみたインピーダンス Z_0 は

$$Z_0 = \frac{\coth(2N/b)}{j\omega bC} \quad (39)$$



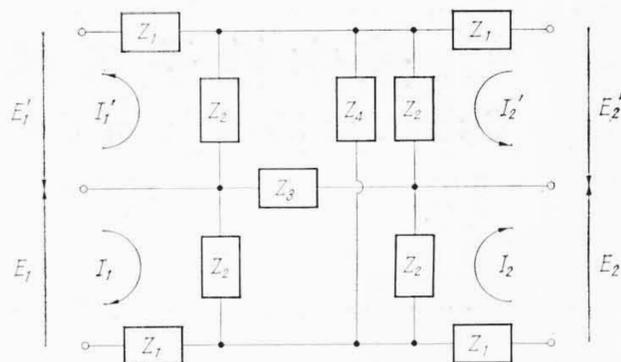
第11図 整流器の持つ浮遊容量を補償する回路を持つ対称コッククロフト・ワルトン形整流回路

となる。中研コッククロフト・ワルトン形高電圧発生装置に用いられているセレン整流器は約 60 pf の静電容量を持っているが、1例としてこれについて Z_0 を計算すると 860 kΩ となる。変圧器の巻線比は 1:700 となっているので、変圧器の1次側に換算したインピーダンスは約 1.8Ω となる。

いろいろな形のカスケード形整流回路における整流器の持つ浮遊容量の影響については参考文献⁽²⁾を参照されたい。ここでは対称コッククロフト・ワルトン形整流回路における整流器の持つ浮遊容量の補償方法の一つについてのみ述べる。第11図にその回路を示す。この回路は、押上げコラムのコンデンサをその2倍の静電容量を持つ2個のコンデンサが直列に接続されたものと考えれば第12図で表わされる単位6端子回路がカスケードに接続されたものと考えることができる。第12図の単位6端子回路の入力端子、出力端子にかかる電圧、そこを流れる電流を第12図のように定義すれば、添字1のついた変数を添字2のついた変数の1次結合として表わすことができ、従属変数の和を作れば独立変数の和のみの関数となり、従属変数の差を作れば独立変数の差のみの関数となる。回路がまったく対称であれば、初段の $E_1 + E_1'$ はゼロで、終段の $I_2 + I_2'$ もゼロであるから、各段の $E_1 + E_1'$ 、 $I_1 + I_1'$ はすべて恒等的にゼロでなければならない。このことから、回路が対称でさえあれば、平滑コラムには交流電流は流れないことがわかる。したがって第12図の単位回路は6個の端子を持っているが実は4端子回路と同等に取り扱うことができる。この4端子回路のマトリックスは変数の差の方程式からただちに次のように求まる。

$$\begin{pmatrix} 1 + 2 \frac{Z_1}{Z_2} + 2 \frac{Z_1}{Z_4}, & 2 Z_1 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} + \frac{Z_1}{Z_4} \right) \\ \frac{2}{Z_2} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_4} \right), & 1 + 2 \frac{Z_1}{Z_2} + 2 \frac{Z_1}{Z_4} \end{pmatrix} \dots (40)$$

整流器の持つ浮遊容量を $C/2$ 、押上げコラムのコンデンサの静電



第12図 整流器の持つ浮遊容量を補償する回路を持つ対称コッククロフト・ワルトン形整流回路の単位6端子等価回路

容量を b^2C 、補償回路のインダクタンスを $2L$ とすれば、

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega 2 b^2 C}, \quad Z_2 = \frac{2}{j\omega C}, \quad Z_4 = j\omega 2 L \dots (41)$$

である。4端子回路の伝ばん定数を γ とかけば、 $\cosh \gamma$ はマトリックス(40)の(1,1)成分に等しいことが知られているから

$$\cosh \gamma = 1 + 2 \frac{Z_1}{Z_2} + 2 \frac{Z_1}{Z_4} = 1 + \frac{1}{2b^2} \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) \dots (42)$$

となる。したがって

$$\omega^2 LC = 1 \dots (43)$$

の共振条件が満足されていれば、そのとき $\gamma = 0$ となり、整流回路を入力側から見たインピーダンスは無限大となり、電圧の減衰はまったくなくなる。

6. 結 言

半導体整流器をカスケード形直流高電圧発生装置を用いた場合、真空管整流器を用いた場合に比較して、その電気的特性がかなり異なってくる。そのなかでも特に大きな差異を示す負荷を取り出したときの直流電圧降下について精述し、整流器を逆流する電流の影響について簡単に述べた。一般的にいうならば、半導体整流器を小電流高電圧の回路に用いることは必ずしも有利ではないが、それにもかかわらず、フィラメントに点火する必要がないという利点から、カスケード形直流高電圧発生装置においても、半導体整流器は真空管整流器を漸次駆逐しつつある。限られた紙面ですべてを尽くすことはできなかったが、半導体整流器を用いた直流高電圧発生装置の設計上、なんらかのご参考になれば幸いである。

終わりにのぞみ本研究の遂行に際し、絶えずご支援とご教示を賜わった71研究室齊藤主任研究員、ならびに有益な討論をいただいた同研究室の各位に厚くお礼を申しあげる。

参 考 文 献

- (1) E. BALDINGER: Kaskadengeneratoren: Handbuch der Physik Band XLIV, Springer Verlag, Berlin (1959)
あるいは 大島, 井上, 前川, 黒田, 武田, 木村, 榎本, 原: 多段縦続整流型高電圧発生装置: 中研調査報告第342号(昭36-7)
- (2) 木村, 武田, 原, 榎本, 大島, 井上, 前川, 黒田: カスケード形直流電源の解析: 中研研究報告第2727号(昭36-9)
- (3) W. Crawford DUNLAP Jr.: An Introduction to Semiconductors, John Wiley & Sons Inc. (1957)
- (4) G. N. WATSON: A Treatise on the Theory of Bessel Functions, Cambridge University Press (1922)