

2, 4 倍 高 電 圧 整 流 回 路 の 解 析

Analyses of High Voltage-Doubling and Quadrupling Rectifier Circuits

草 谷 晴 之* 矢 仲 重 信*
Haruyuki Kusagaya Shigenobu Yanaka

内 容 梗 概

治療用・工業用X線装置、電子顕微鏡ならびに電子線加工機などの電源は直流数百 kV の出力で、2 倍あるいは4 倍電圧整流回路が用いられる。これらの電源用変圧器は高電圧のために漏れインダクタンスが大きく、回路特性にかなり影響を及ぼすので、そのようなときの特性解析を行なった。ここでは、半波整流回路の解析結果（第1報）を拡張して、2, 4 倍電圧整流回路の特性（電圧降下、脈動率、整流器の電流波形と熱損失）と回路定数の関係式を求め、これが実際とよく一致することを示した。

1. 緒 言

深部治療用・工業用X線装置、電子顕微鏡ならびに電子線加工機などの直流電源は、数百 kV, 数十 μ A の出力を必要とし、2 倍あるいは4 倍電圧整流回路が用いられる。

2, 4 倍電圧整流回路は、回路インピーダンスとしてインダクタンスの含まれない場合については多くの人の研究により、その特性は明らかにされている。しかし、数百 kV の電源の場合は、高電圧変圧器の漏れインダクタンス L の影響が無視できなくなるため、 L を含む整流回路の特性について検討する必要がある。

整流回路の基本形である半波整流回路については第1報⁽¹⁾として報告したので、ここでは、それを拡張して2 倍および4 倍電圧整流回路の特性について紹介する。

特性としては、電圧降下率、脈動率、整流器の電流波形と熱損失などがあげられる。ここではこれらについて検討し、特性の近似計算式が実際とよく一致することを明らかにしている。

2. 特 性 計 算 式

2.1 全波2 倍電圧整流回路

等価回路を第1図に示す。入・出力の電圧波形とその位相関係を第2図に示す。 C_1, C_2 は互いに半サイクルの位相差をもって、充・放電を行なっている。

簡単のため、 $C_1 = C_2$ とし、回路特性の検討も始めは直列抵抗 r_f のない場合につき考察し、後に r_f のある場合を検討する。

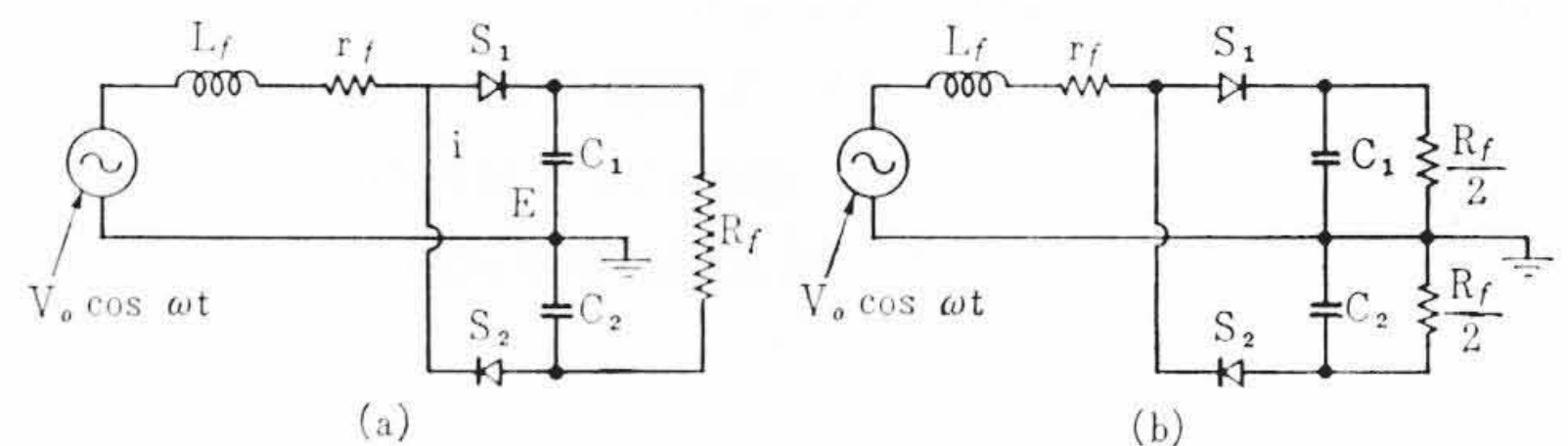
C_1 の充電時の回路方程式は次式となる。

$$L_f \frac{di}{dt} = V_0 \cos \omega t - V_{c\beta} - \delta v(t) \quad (1)$$

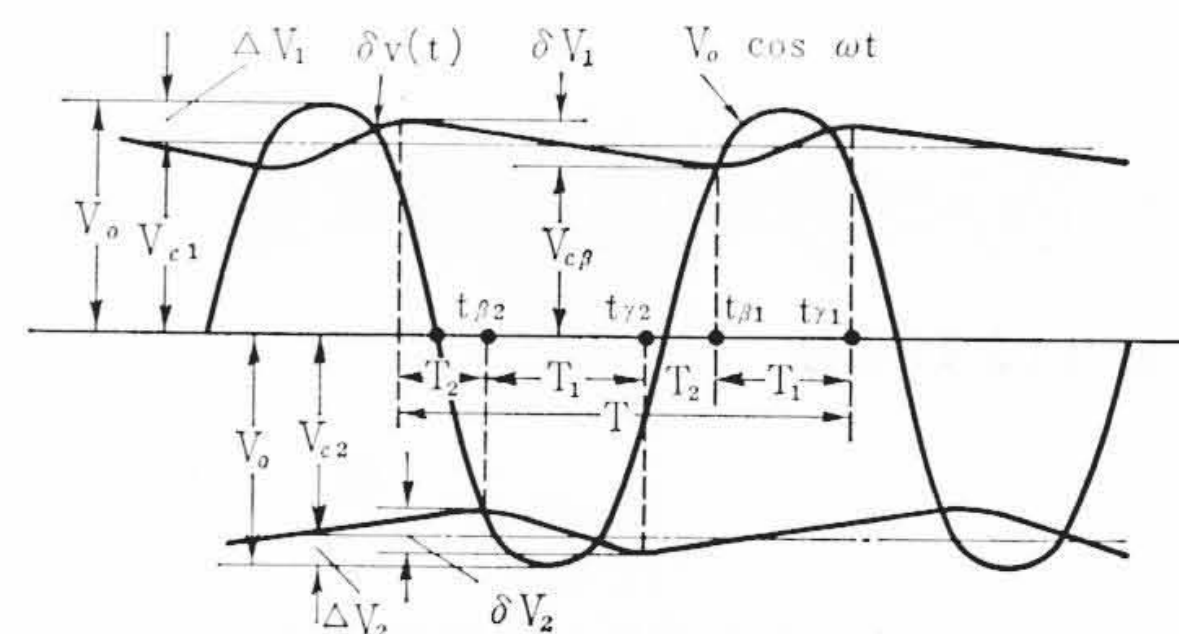
一周期間の整流器の通電電流量 Q_f は次式で与えられる。

$$Q_f = \int_{t_{\beta 1}}^{t_{\gamma 1}} i \cdot dt = \frac{2(V_0 - \Delta V_1)}{R_f} \cdot \frac{2\pi}{\omega} \quad (2)$$

(1), (2) 式を第1報に記した半波整流回路の場合⁽¹⁾と比較すれば、両式とも全く同形で、(2) 式のみ右辺が2 倍になっていることが異なる。これは、 $C_1 = C_2$ であるから、出力電圧が C_1 の端子電圧の2 倍になっているためである。いま、この2 を分母に移して考えると、半波整流回路で負荷抵抗が $(R_f/2)$ になっていることになる。これは、回路の上で、次のように考えられる。 C_1, R_f が大きく、したがって脈動電圧が出力電圧に比べ十分小さければ、負荷抵抗の中心点は常に第1図E点と同電位となって、第1図(b)の等価回路となる。このときは $S_1, C_1, \frac{1}{2}R_f$ の回路と $S_2, C_2, \frac{1}{2}R_f$ の回路が互いに半サイクルの位相差をもって動作し(第2図)、半波整流回路の動作特性と同様の特性になる。以下、各特性に分けて記す。



第1図 全波2 倍電圧整流回路



第2図 全波2 倍電圧整流回路の入力・出力電圧波形

(1) 電 圧 降 下

コンデンサ C_1 のみに着目して考えれば、半波整流回路であり、負荷抵抗が $\frac{1}{2}R_f$ となっているだけであるから第1報⁽¹⁾(17) 式と同形の次式をうる。

$$x_1 = \sqrt{B_f} - \frac{1}{2}B_f - \frac{1}{6}y_1' \quad (3)$$

$$B_f = \frac{8\pi\omega L_f}{9R_f} \quad (4)$$

$$y_1' = \frac{\delta V_1}{V_c} = \frac{2T}{C_1 R_f} \left(1 - \frac{T_1}{T}\right) = \frac{4\pi}{\omega C_1 R_f} \left(1 - D_f + \frac{1}{2}D_f^2\right) \quad (5)$$

$$D_f = \frac{3}{\sqrt{2} \cdot \pi} B_f^{\frac{1}{2}} \left(1 - \frac{1}{4} \sqrt{B_f}\right) \quad (6)$$

x_1 はコンデンサ C_1 の電圧降下率であるが、第2図よりわかるように、全電圧の電圧降下率に等しい。

(2) 脈 動 率

全出力電圧の脈動振幅を δV_f とすれば、電圧変化が時間に対して直線的に変化するものとして第2図 $t_{\beta 2}, t_{\gamma 2}$ 間の電圧変化を考えることにより次式をうる。

$$\delta V_f = \delta V_1 \left(1 - \frac{T_1}{T - T_1}\right) \quad (7)$$

(5) 式の関係と上式より、出力電圧の脈動率 y_f' は

$$y_f' = \frac{\delta V_f}{2V_c} = \frac{2\pi}{\omega C_1 R_f} (1 - D_f)^2 \quad (8)$$

* 日立製作所亀戸工場

半波整流の場合と比べると $\left(1-D_f+\frac{1}{2}D_f^2\right)$ が $(1-D_f)^2$ になっている。これは第10図をみてわかるように、 ωCR の減少につれて、脈動率が $2\pi/\omega CR$ の直線から離れてゆくが、離れ方が半波整流のときより急であることを示す。すなわち、負荷電流の増加に対する脈動率の増加の割合が、半波整流のときより小さい。

(3) 整流器の電流最大値

整流器の通電電流最大値の負荷電流平均値に対する比 n_f も、半波整流の式で $R_f=2R$ とした次式となる。

$$n_f = \frac{16\pi^{\frac{3}{4}}}{9\sqrt{3}} \left(\frac{R_f}{2\omega L_f}\right)^{\frac{1}{4}} \left(1 + \sqrt{\frac{8\pi\omega L_f}{9R_f}}\right)^{\frac{1}{4}} \quad \dots\dots\dots (9)$$

(4) 直列抵抗 r_f の影響

半波整流回路の解析⁽¹⁾と全く同様にして、

$$\frac{2r_f}{R_f} = \frac{r}{R} \quad \dots\dots\dots (10)$$

(10)式の関係为满足するときは、半波整流回路におけると同じ影響を及ぼすから、電圧降下率は次式で与えられる。

$$x_{rf} \doteq \sqrt[3]{x_1^3 + \left(\frac{\Delta V_{rf}}{V_0}\right)^3} \quad \dots\dots\dots (11)$$

x_{rf} : $r_f, L_f, C_1=C_2$ が有限値のときの全電圧降下率

x_1 : $r_f=0, L_f, C_1=C_2$ が有限値のときの電圧降下率
((3)式)

ΔV_{rf} : $C_1=C_2=\infty, L_f=0$ で r_f が有限値のときの電圧降下率 ((12)式)

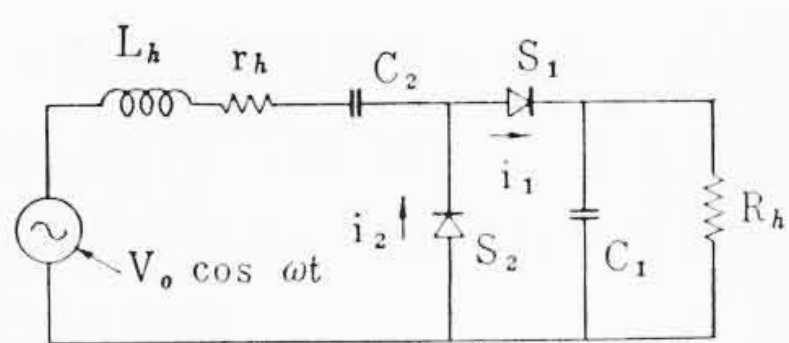
ただし、

$$\frac{3\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{2r_f}{R_f} \left(1 - \frac{\Delta V_{rf}}{V_0}\right) = \left(\frac{\Delta V_{rf}}{V_0}\right)^{\frac{3}{2}} \quad \dots\dots\dots (12)$$

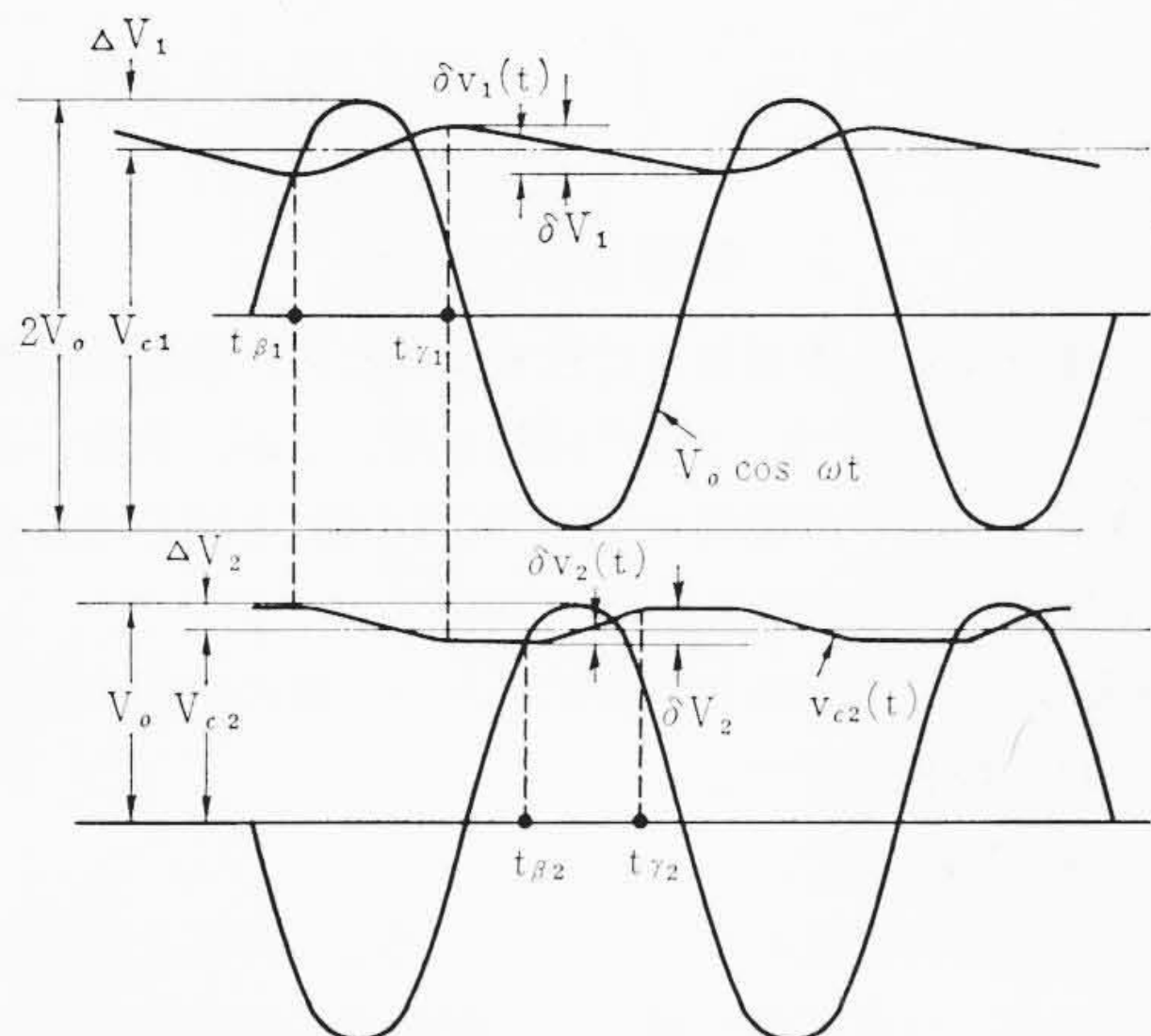
2.2 半波2倍電圧整流回路

等価回路を第3図に示す。コンデンサ C_1, C_2 の端子電圧と電源電圧の関係を第4図に示す。両者は位相差 π をもって変化し、 C_2 の電圧 $v_{c2}(t)$ は C_1 を充電する $t_{\beta 1}$ より $t_{\gamma 1}$ の期間だけ電圧降下を生じている。

この場合も、① 電圧降下、脈動率ともに小さい。② コンデン



第3図 半波2倍電圧整流回路



第4図 半波2倍電圧整流回路におけるコンデンサ端子電圧と電源電圧の関係

サの端子電圧は時間に対して直線的に変化する。として直列抵抗のない場合から考察する。

C_2 の充電時は次の方程式となる。

$$L_h \frac{di_2}{dt} = V_0 \cos \omega t - \left(V_0 - \Delta V_2 - \frac{1}{2} \delta V_2\right) - \delta v_2(t) \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$\delta V_2 = \frac{Q}{C_2} = \frac{V_{c1}}{C_2 R_h} \cdot \frac{2\pi}{\omega} \quad \dots\dots\dots (14)$$

(13), (14)式は(1), (2)式と同様に半波整流のときと全く同形であるから第1報(16)式と同形の次の関係をうる⁽¹⁾。

$$x_2 \doteq \sqrt{A Q} - \frac{1}{3} y_2 \quad \dots\dots\dots (15)$$

$$A = \frac{2\omega^2 L_h}{9 V_0} \quad \dots\dots\dots (16)$$

ただし、

$$x_2 = \frac{\Delta V_2}{V_0}, \quad y_2 = \frac{\delta V_2}{2 V_0} \quad \dots\dots\dots (17)$$

次に C_1 の充電時を考えると次式をうる。

$$L_h \frac{di_1}{dt} = V_0 \cos \omega t + \left(V_0 - \Delta V_2 - \frac{1}{2} \delta V_2\right) - \delta v_2(t) - \left(2 V_0 - \Delta V_1 - \frac{1}{2} \delta V_1\right) - \delta v_1(t) \quad \dots\dots\dots (18)$$

いま、(19)式のようにおくと(18)式は(20)式となる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta V^* &= \Delta V_1 - \Delta V_2 \\ \delta V^* &= \delta V_1 + \delta V_2 \\ \delta v^*(t) &= \delta v_1(t) + \delta v_2(t) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (19)$$

$$L_h \frac{di_1}{dt} = V_0 \cos \omega t - \left(V_0 - \Delta V^* - \frac{1}{2} \delta V^*\right) - \delta v^*(t) \quad \dots\dots\dots (20)$$

(20)式は(13)式と同形であるから、(15)式に対応して次式をうる。

$$x^* \doteq \sqrt{A Q} - \frac{1}{3} y^* \quad \dots\dots\dots (21)$$

ただし、

$$x^* = \frac{\Delta V^*}{V_0}, \quad y^* = \frac{\delta V^*}{2 V_0} \quad \dots\dots\dots (22)$$

(1) 電圧降下率

(13)式と(22)式とより

$$x_1 \doteq \sqrt{A Q} - \frac{1}{3} (y_1 + y_2) \quad \dots\dots\dots (23)$$

ただし、

$$x_1 = \frac{\Delta V_1}{2 V_0}, \quad y_2 = \frac{\delta V_1}{4 V_0} \quad \dots\dots\dots (24)$$

x_1 を回路定数のみで示すため、(23)式に(14), (27), (28)式を用いて整理すれば

$$x_1 \doteq \sqrt{B_h} - \frac{1}{2} B_h - \frac{1}{6} (y_1' + 2y_2') \quad \dots\dots\dots (25)$$

ただし、

$$B_h = \frac{8\pi\omega L_h}{9 R_h} \quad \dots\dots\dots (26)$$

$$y_1' = \frac{\delta V_1}{V_{c1}} = y_1 \cdot \frac{2}{1-x_1} \quad \dots\dots\dots (27)$$

$$y_2' = \frac{\delta V_2}{V_{c1}} = y_2 \cdot \frac{1}{1-x_1} \quad \dots\dots\dots (28)$$

y_2' を回路定数で示せば(12)式より

$$y_2' = \frac{\delta V_2}{V_{c1}} = \frac{2\pi}{\omega C_2 R_h} \dots\dots\dots (29)$$

(2) 脈 動 率

y_1' は出力電圧の脈動率で、 C_1 の放電期間を考えることにより、半波整流回路のときと同様にして、次式をうる。

$$y_1' = \frac{2\pi}{\omega C_1 R_h} \left(1 - D_h + \frac{1}{2} D_h^2\right) \dots\dots\dots (30)$$

$$D_h = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} B_h^{\frac{1}{4}} \left(1 - \frac{1}{4} \sqrt{B_h}\right) \dots\dots\dots (31)$$

(30), (31) 式を半波整流の場合と比較すると、 $R_h = 2R$ としたただけで他は全く同じ関係式である。

次に整流器の通電電流最大値および直列抵抗の電圧降下率に対する影響を考える。この場合も、電圧降下率・脈動率を導いたときと同様に行なえば半波整流のときと同じ関係式が得られるが、この場合も、 $R_h = 2R$ とおいた関係式となる。したがって全波 2 倍電圧整流回路の場合の (9) 式および (10), (11), (12) 式で、添字の f を h に変えたのみとなる。

2.3 4 倍電圧整流回路

等価回路を第 5 図に示す。このときも、直列抵抗 $r_q = 0$ のときを考える。 C_1, C_4 がともに充電されているときの回路は第 6 図のようになり、このときの回路方程式は次のようになる (簡単のため $C_1 = C_2, C_3 = C_4$ とする)。

$$L_q \frac{d}{dt} (i_1 + i_4) = V_0 \cos \omega t - \left(V_0 - \Delta V_4 - \frac{\delta V_4}{2} \right) - \delta v_4(t) \dots\dots\dots (32)$$

$$L_q \frac{d}{dt} (i_1 + i_4) = V_0 \cos \omega t + \left(V_0 - \Delta V_3 + \frac{\delta V_3}{2} \right) - \delta v_3(t) - \left(2V_0 - \Delta V_1 - \frac{\delta V_1}{2} \right) - \delta v_1(t) \dots\dots\dots (33)$$

i_1, i_4 の一週期間の通電電流量はともに負荷の放電電流量に等しく、また通電開始は i_4 の方がおくれるが、脈動率が小さいときは i_1 と i_4 が同時に通電開始するとしても大きな誤差は生じないと考えられる。そのときは (32), (33) 式は次のように簡単化される。

$$2L_q \frac{di}{dt} = V_0 \cos \omega t - \left(V_0 - \Delta V_4 - \frac{\delta V_4}{2} \right) - \delta v_4(t) \dots\dots (34)$$

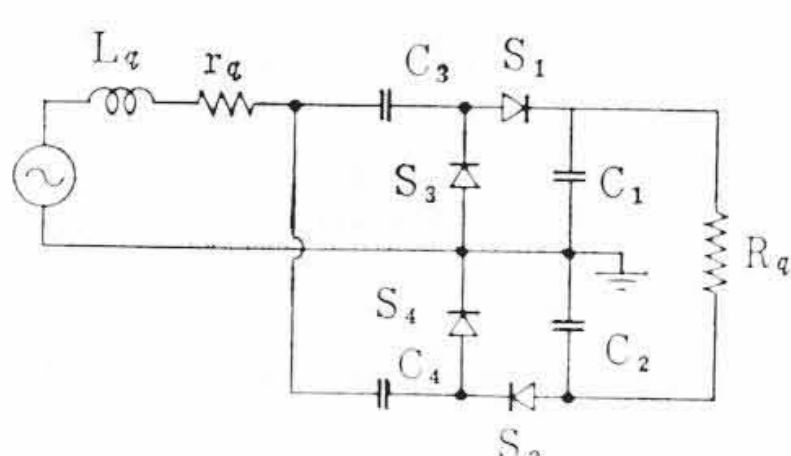
$$2L_q \frac{di}{dt} = V_0 \cos \omega t - \left(V_0 - \Delta V^* - \frac{\delta V^*}{2} \right) - \delta v^*(t) \dots\dots\dots (35)$$

ここに、

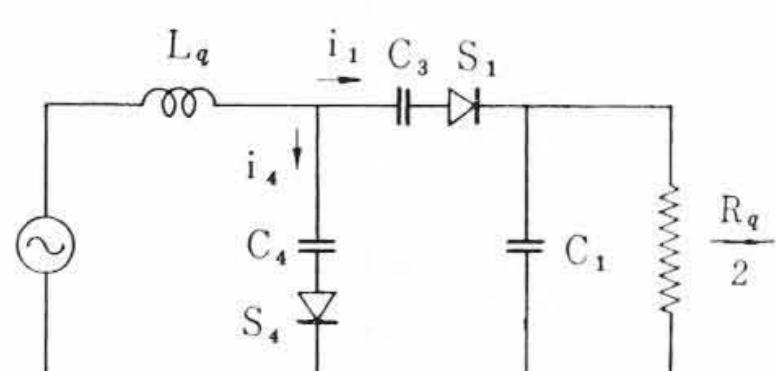
$$\left. \begin{aligned} i_1 &= i_4 = i \\ \Delta V^* &= \Delta V_1 - \Delta V_3 \\ \delta V^* &= \delta V_1 + \delta V_3 \\ \delta v^*(t) &= \delta v_1(t) + \delta v_3(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (36)$$

(1) 電 圧 降 下

(34), (35) 式は (13), (20) 式と同形でただ L_h が $2L_q$ になっているだけである。したがって (25), (30) 式と同様にして次の関係式をうる。



第 5 図 全波 4 倍電圧整流回路



第 6 図 コンデンサ C_1, C_4 の充電時における等価回路

$$x_1 = \sqrt{B_q} - \frac{1}{2} B_q - \frac{1}{6} (y_1' + 2y_3') \dots\dots\dots (37)$$

$$B_q = \frac{4\pi\omega \cdot 2L_q}{9 \cdot \frac{1}{4} R_q} \dots\dots\dots (38)$$

$$y_3' = \frac{\delta V_3}{V_{c1}} = \frac{Q}{C_3} \cdot \frac{1}{V_{c1}} = \frac{1}{C_3} \cdot \frac{2V_{c1}}{R_q} \cdot \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{1}{V_{c1}} = \frac{4\pi}{\omega C_3 R_q} \dots\dots\dots (39)$$

$$y_1' = \frac{\delta V_1}{V_{c1}} = \frac{4\pi}{\omega C_1 R_q} \left(1 - D_q + \frac{1}{2} D_q^2\right) \dots\dots\dots (40)$$

(37) ~ (40) 式を半波 2 倍電圧整流回路と比較すれば、 $\frac{1}{2} R_h$ が $\frac{1}{4} R_q$ に、 L_h が $2L_q$ に変わっただけである。負荷抵抗 R_h, R_q の係数が $1/2, 1/4$ となっているのはそれぞれ出力電圧が V_0 の 2, 4 倍となっているためである。 x_1 はコンデンサ C_1 の端子電圧降下率であるが、これは、全出力電圧の降下率に等しい。

(2) 脈 動 率

コンデンサ C_1 と C_2 の容量が等しいから脈動率は等しいが、位相差が π であるから、全波 2 倍電圧整流回路のときと同形の次式となる。

$$\left. \begin{aligned} y_q' &= \frac{2\pi}{\omega C_1 R_q} (1 - D_q)^2 \\ D_q &= \frac{3}{\sqrt{2} \cdot \pi} B_q^{\frac{1}{4}} \left(1 - \frac{1}{4} \sqrt{B_q}\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (41)$$

(3) 整流器の電流最大値

これも、2 倍電圧整流回路のときと同様に、充電電流最大値 i_p の負荷電流平均値 i_{mean} に対する比 n_q は (9) 式において $L_f = 2L_q, \frac{1}{4} R_q = \frac{1}{2} R_f = R$ とした次式が得られる。

$$n_q = \frac{i_p}{i_{mean}} = \frac{16\pi^{\frac{3}{4}}}{9\sqrt{3}} \left(\frac{R_q}{8\omega L_q}\right)^{\frac{1}{4}} \cdot (1 + \sqrt{B_q})^{\frac{1}{4}} \dots\dots\dots (42)$$

(4) 直列抵抗の影響

全波 2 倍電圧整流回路の場合と比較して考える。

電圧降下率を示す (37) 式の主要項 B_q を (4) 式の B_f と比較すると、 $\frac{1}{4} R_q$ が $\frac{1}{2} R_f$ に相当し、第 5 図の r_q は L_q と同様に i_1 と i_4 が同時に流れるから、 $2L_q$ が L_f に相当するのと同様に $2r_q$ が r_f に対応して、 $8r_q/R_q$ が全波 2 倍電圧整流回路の $2r_f/R_f$ と同じ影響をもつものと考えられる。したがって (11), (12) 式に対応して次の (43), (44) 式により直列抵抗のあるときの電圧降下率を求めることができる。

$$\frac{3\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{8r_q}{R_q} \left(1 - \frac{\Delta V_{rq}}{V_0}\right) = \left(\frac{\Delta V_{rq}}{V_0}\right)^{\frac{3}{2}} \dots\dots\dots (43)$$

$$x_{rq} = \sqrt[3]{x_1^3 + \left(\frac{\Delta V_{rq}}{V_0}\right)^3} \dots\dots\dots (44)$$

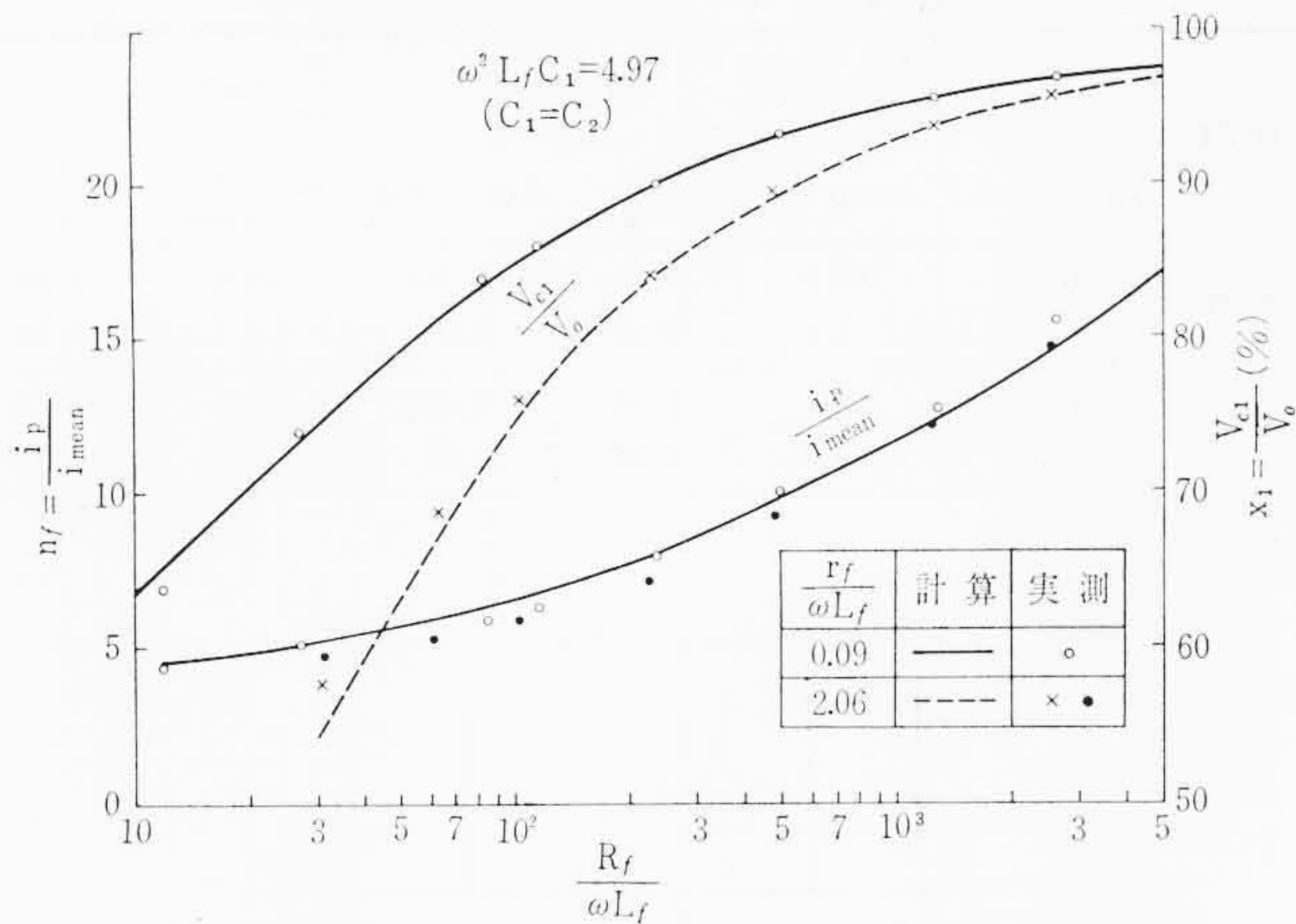
3. 実験結果と考察

以上の特性計算式と実測値の比較をするため、低電圧模型回路を用いて測定した。第 1, 3, 5 図の回路を用いたが、各素子とその特性および測定方法は半波整流の実験⁽¹⁾ (第 1 報) と同じである。整流回路入力電圧はすべて $100 V_{peak}$ とした。

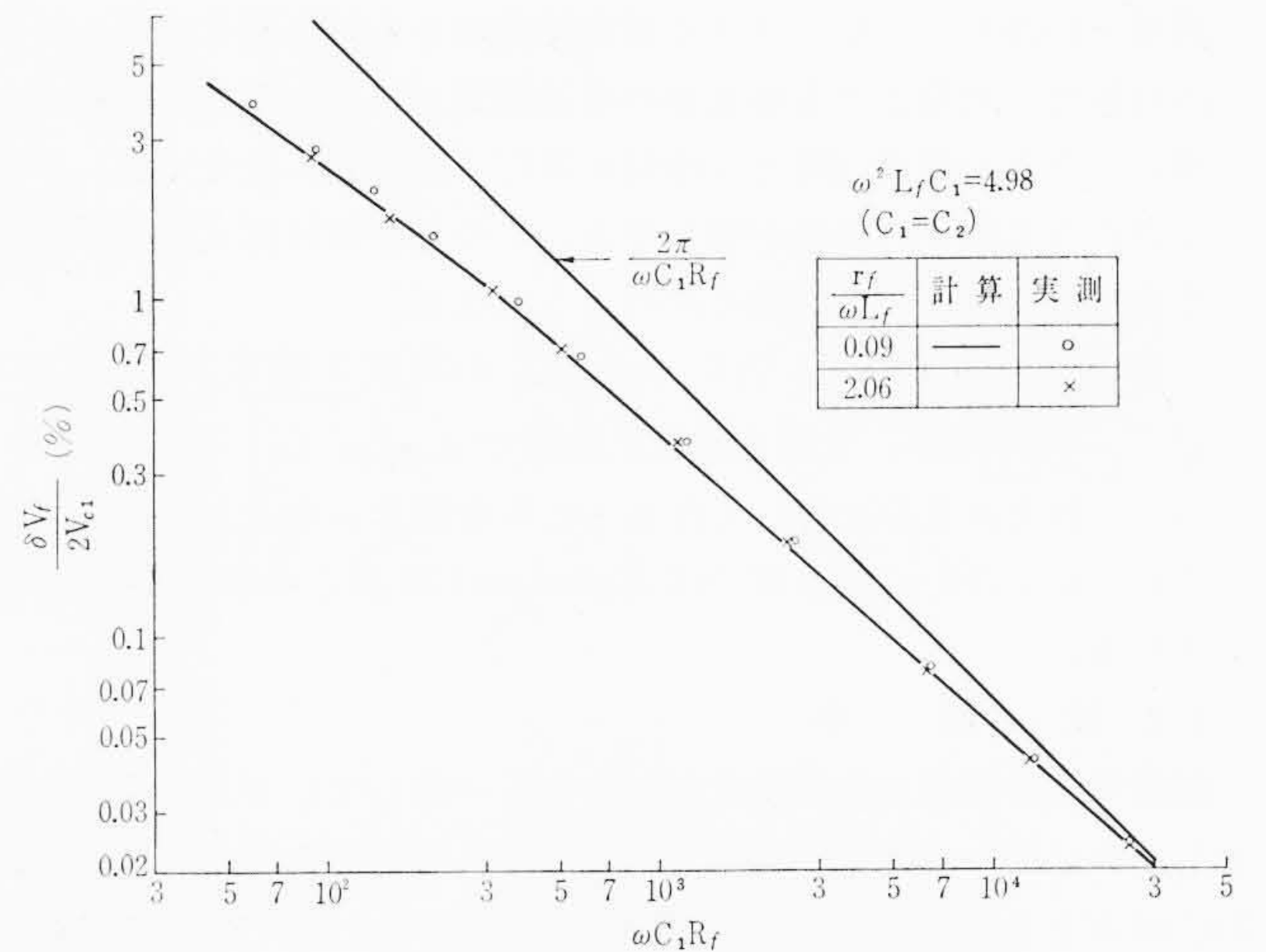
各整流回路について求めた実験結果と計算値の比較の例を第 7, 8, 9, 10, 11, 12 図に示す。

3.1 電 圧 降 下 率

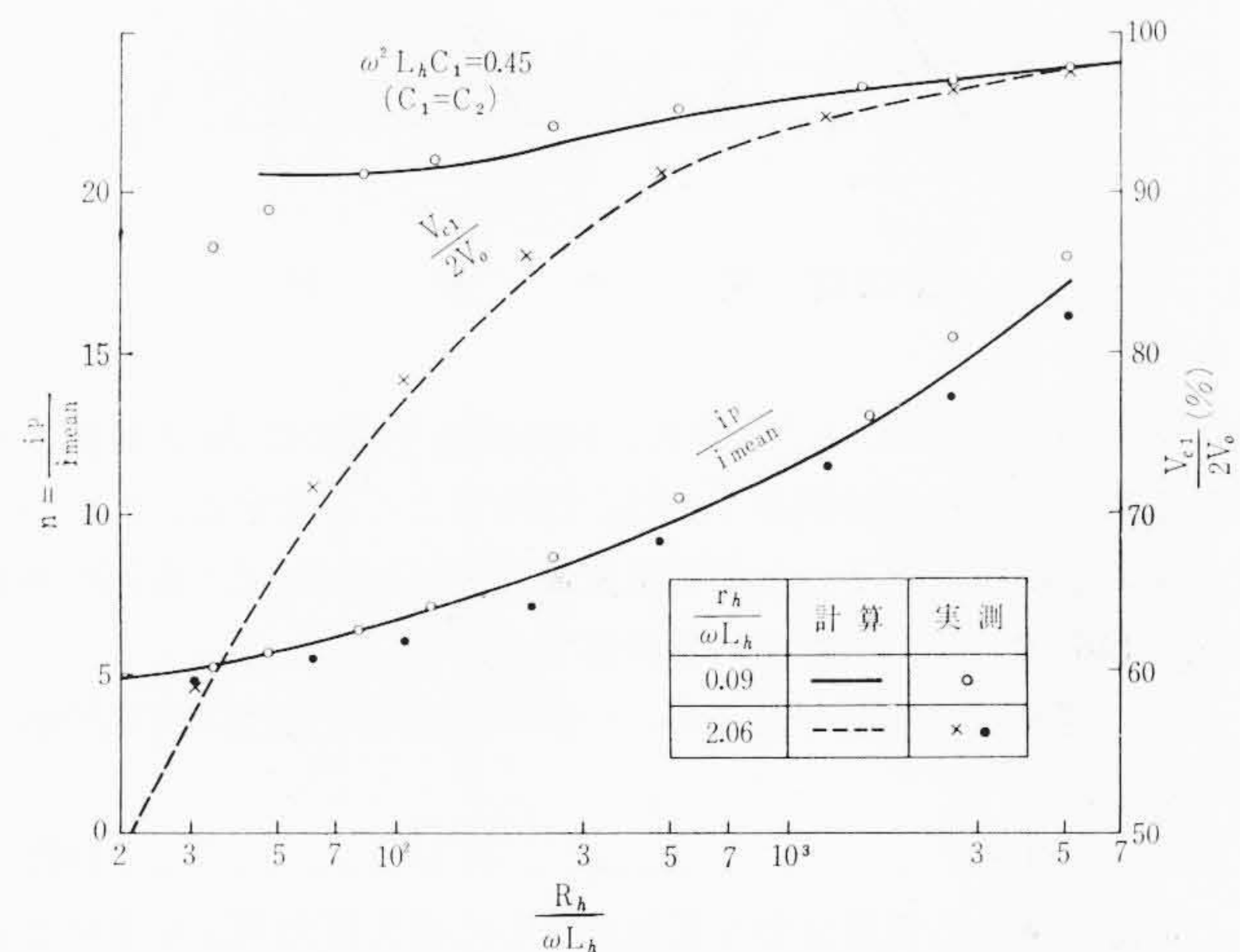
電圧降下率は負荷電流の小さいところでは、計算と実測は比較的良好に一致するが、負荷電流が増して、脈動率・電圧降下率が大きくなると、両者の相違が大きくなる。その原因としては、半波整流回路のとき (第 1 報) 考察したと同様に、次の二つの場合があり、そ



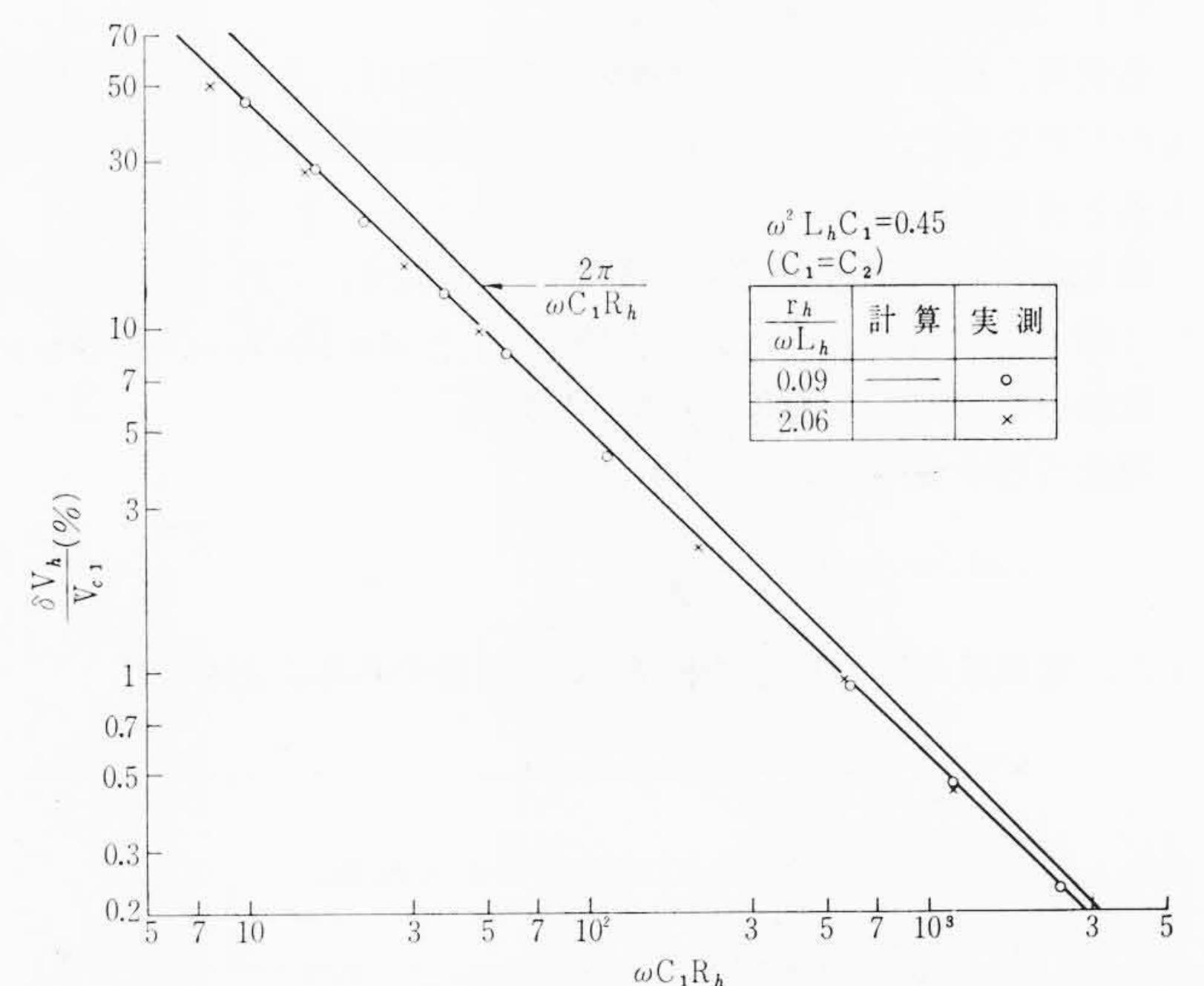
第7図 全波2倍電圧整流回路における電圧降下率と整流器電流最大値



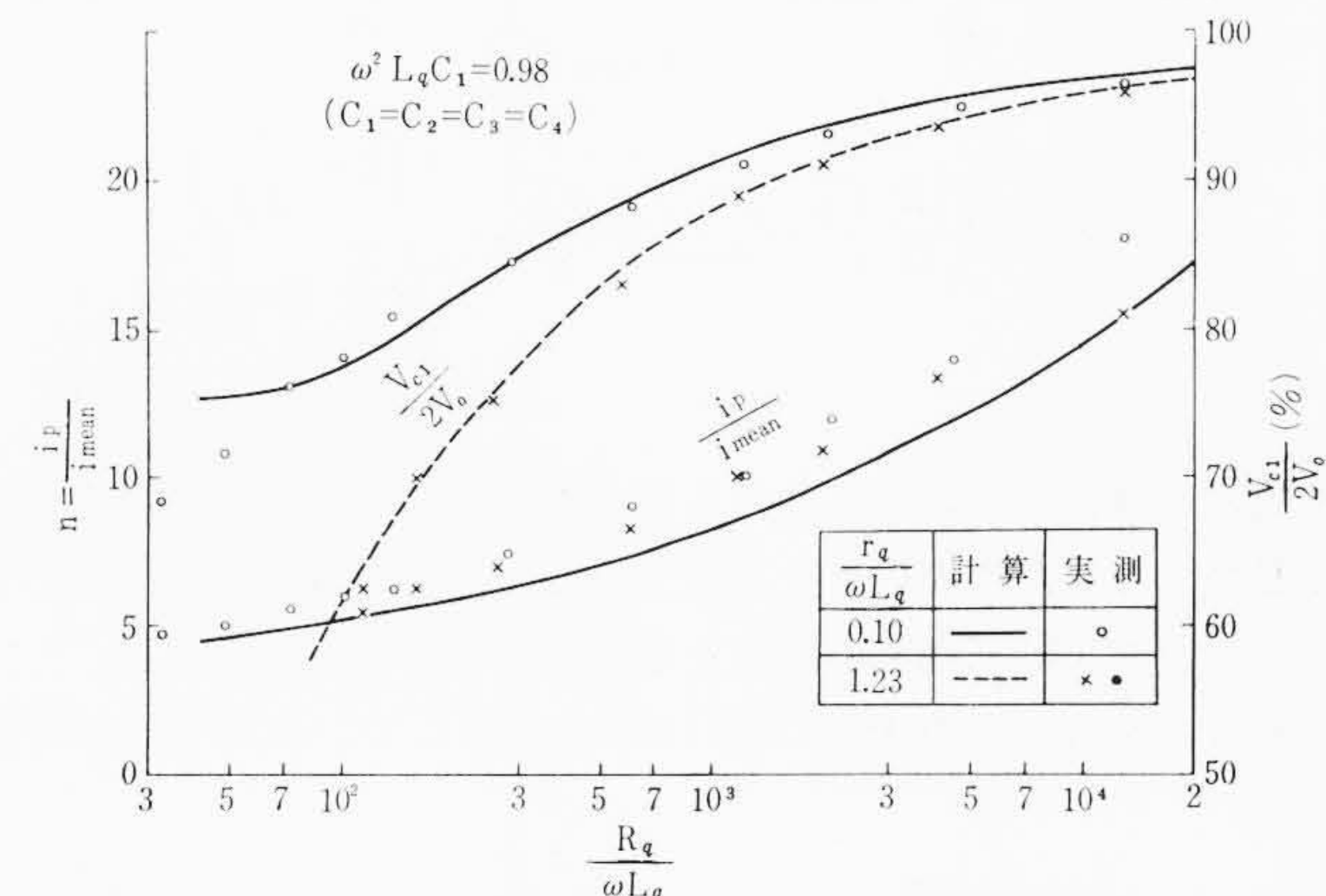
第10図 全波2倍電圧整流回路における出力電圧脈動率



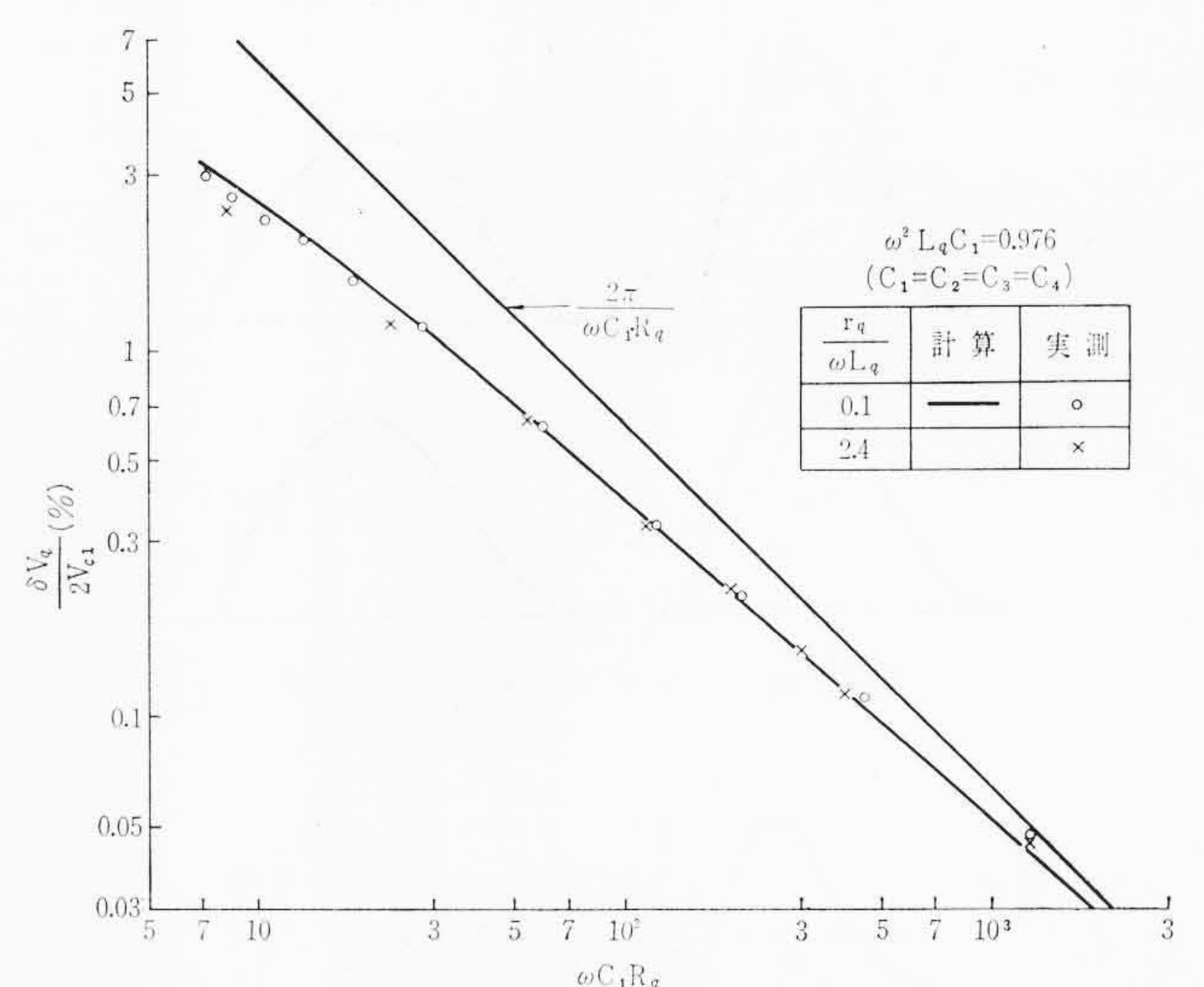
第8図 半波2倍電圧整流回路における電圧降下率と整流器電流最大値



第11図 半波2倍電圧整流回路における出力電圧脈動率



第9図 4倍電圧整流回路における電圧降下率と整流器電流最大値



第12図 4倍電圧整流回路における出力電圧脈動率

れぞれの原因により、計算式の適用限界があると考えられる。

(a) $\omega^2 LC$ が大きい場合

整流器の通電開始電圧が低くなると、通電開始角 θ が大きくなり、 $\cos \theta$ をべき級数に展開して特性近似計算式を求めているために、誤差が増大する。

全波2倍電圧整流では $\left(x_1 + \frac{1}{2}y_1'\right)$ が、半波2倍電圧整流では $\{x_1 + 1/2(y_1' + 2y_2')\}$ が、全波4倍電圧整流では $\{x_1 + 1/2(y_1' + 2y_3')\}$ が、それぞれ通電開始時の電圧降下率を示し、この値が

適用限界を決める。すなわち、この値が40% (第7図では $R/\omega L = 15$, 第9図では $R/\omega L = 100$) より大きくなると、電圧降下率の計算値と実測値の差が急に大きくなる。

(b) $\omega^2 LC$ が小さい場合

コンデンサ充電時には、その端子電圧は指数関数で示される過

渡項と回路の L 、 C で決まる固有振動項をもって変化する。この固有振動半周期よりも整流器の導通期間が長くなると、計算式を導いたときの仮定（電圧は時間に対して直線的に変化する）が成り立たなくなり、誤差が増加する。このときの計算式適用限界は半波整流のとき⁽¹⁾と同様に次のようになる。

全波2倍電圧整流では $\sqrt{\omega^2 L_f C_1}$ が半波2倍電圧整流では $\sqrt{\frac{\omega^2 L_h C_1 C_2}{(C_1+C_2)}}$ が、全波4倍電圧整流では $\sqrt{\omega^2 L_q \left\{ \frac{C_2+C_1 \cdot C_3}{(C_1+C_3)} \right\}}$ が、それぞれ $2D$ に等しくなるところを限界と考えれば、実用上さしつかえない。第8図では $R_h/\omega L_h=170$ がこの限界値と計算される。

3.2 脈 動 率

脈動率の計算値と実測値はかなりよく一致している。いずれの場合も、コンデンサ充電電流が、瞬時に流れると考えれば、脈動率は $2\pi/\omega CR$ となるが、実際は充電期間が有限のため、 $2\pi/\omega CR$ の直線より離れてくる。その傾向は、全波整流形の場合は大きく（第10、12図）、半波整流のときは小さい（第11図）。

3.3 充電電流最大値と実効値

整流器、抵抗その他各部の熱損失の算定には、そこを流れる電流波形が異なると、同一平均電流でも実効値が異なるから充電電流最大値と実効値の関係につき考察する。

第13図に充電電流波形の一例を示す。いま、これらの波形に対して第14図に示すような、平均値 I_{mean} と $n=(I_p/I_{mean})$ の等しい正弦波をとって、実効値を求めてみる。

電流波形を $I_{se} \cos \nu \omega t$ とすれば

$$\nu \omega t \gamma' = -\nu \omega t \beta' = -\frac{\pi}{2}$$

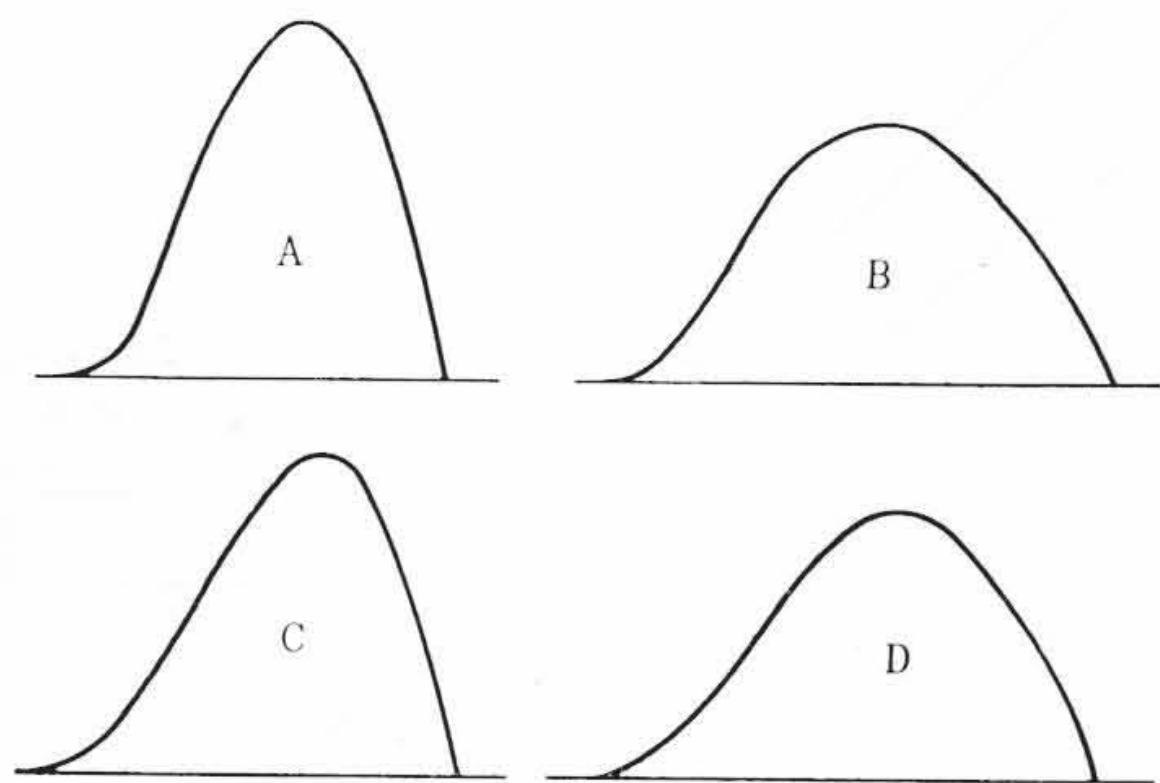
また、電流最大値 I_p は平均値 I_{mean} の n 倍であることから

$$\nu = \frac{n}{\pi} \dots\dots\dots (45)$$

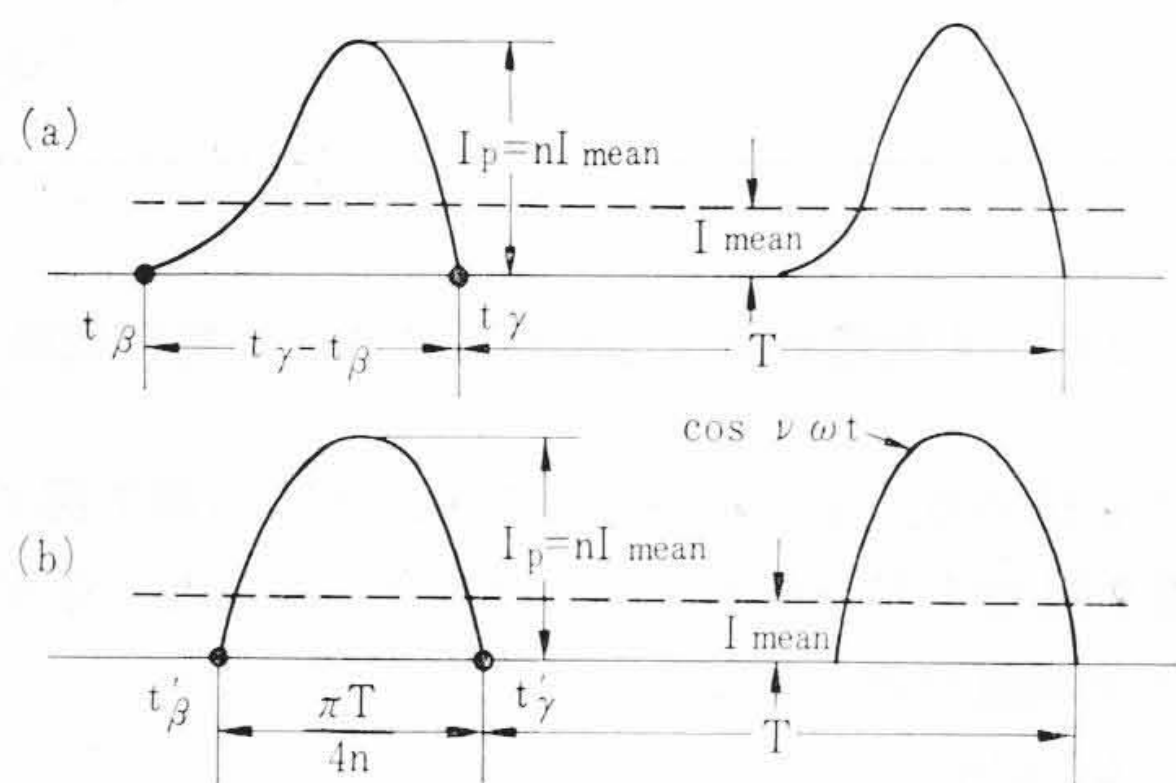
また、この電流の実効値 I_{se} は次式で与えられる。

$$I_{se} = \sqrt{\frac{\pi}{4} \cdot n \cdot I_{mean}} \dots\dots\dots (46)$$

一方、第13図に示したような充電電流波形の実測値から、図式



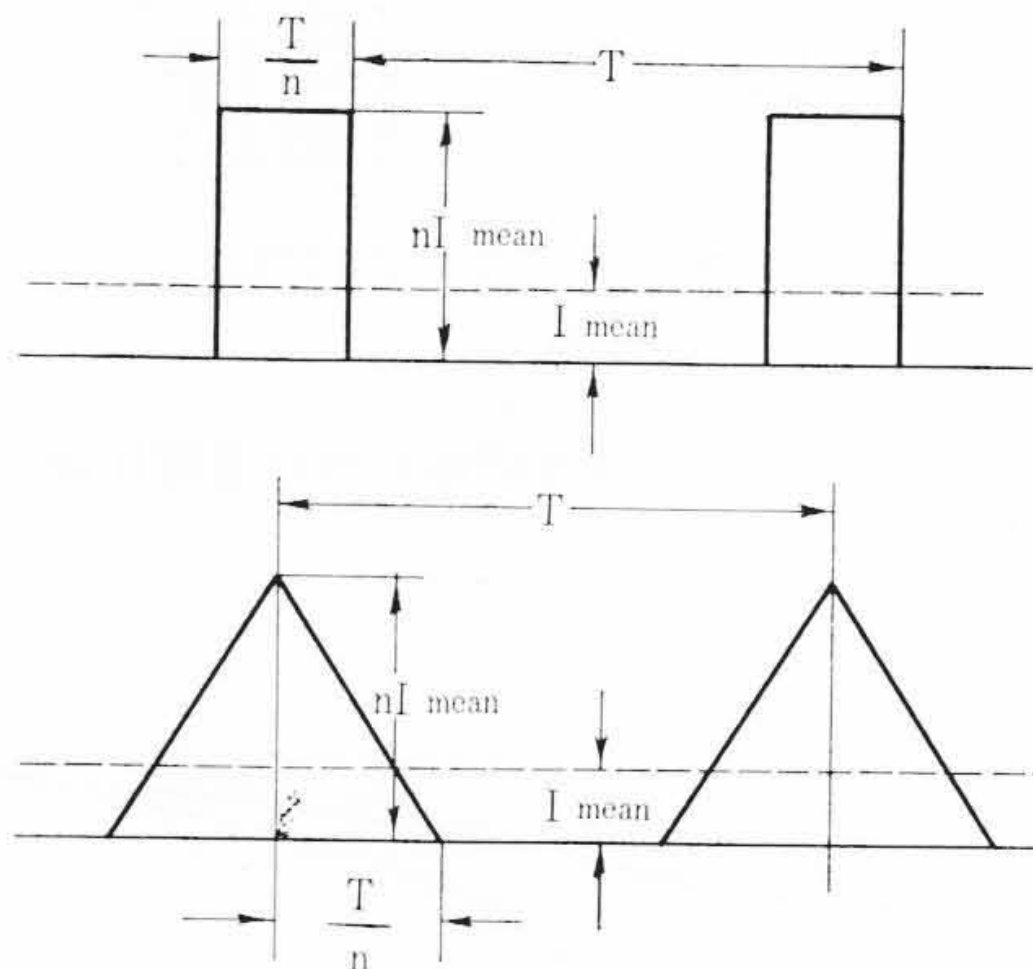
第13図 コンデンサ充電電流波形



第14図 コンデンサ充電電流波形

第1表 I_{se} と I_{se}' の比較（本波整流回路）

$\omega^2 LC$	$\frac{r}{\omega L}=0.09$			$\frac{r}{\omega L}=2.06$		
	$I_{mean}(mA)$	$n = \frac{I_p}{I_{mean}}$	$\frac{I_{se}'}{I_{se}}$	$I_{mean}(mA)$	$n = \frac{I_p}{I_{mean}}$	$\frac{I_{se}'}{I_{se}}$
0.243	0.045	19.7	0.99	0.045	18.5	1.02
	6.9	5.6	0.98	7.0	4.1	0.99
4.98	0.049	17.1	1.01	0.044	17.3	1.01
	6.75	5.16	0.98	6.93	4.2	0.99



第15図 電 流 波 形

に実効値（2乗平均） I_{se}' を求め、(46)式より求めた I_{se} と比較すると第1表のように実験誤差（±2%）以内でよく一致する。したがって、平均負荷電流とそのときの電流最大値がわかれば、各部の熱損失は、(46)式の実効値を用いて計算すればよい。

以上は純抵抗の場合であるが、一般に整流素子特性は次式で示される。

$$i = G \cdot v^p \dots\dots\dots (47)$$

この際、流れる電流波形を正弦波として損失電力 W_{ss} を求めるとつぎのようになる。

$$W_{ss} = \frac{2}{T} \int_0^{t_r} i \cdot v dt = \frac{2(n I_{mean})^{\frac{p+1}{p}}}{T \cdot \nu \omega G^{\frac{1}{p}}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\cos \theta)^{1+\frac{1}{p}} \cdot d\theta$$

$$\therefore W_{ss} = \left(\frac{n}{G} \right)^{\frac{1}{p}} \cdot I_{mean}^{1+\frac{1}{p}} \cdot \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \frac{\Gamma\left(1+\frac{1}{2p}\right)}{\Gamma\left(\frac{3}{2}+\frac{1}{2p}\right)} \dots\dots\dots (48)$$

(48)式により、整流素子における電力を算定できる。次に電流波形が正弦波でないための誤差を推定するため、平均電流と最大値が等しい方形波および三角波の場合を求めて比較してみる。

方形波の場合の電力 W_{sq} は第15図を参照して、次のように計算される。

$$W_{sq} = \frac{2}{T} \int_0^T i \cdot v dt$$

$$= \left(\frac{n}{G} \right)^{\frac{1}{p}} \cdot I_{mean}^{1+\frac{1}{p}} \dots\dots\dots (49)$$

三角波形のときの電力 W_{st} も第15図を参照して、次のように計算される。

$$W_{st} = \frac{2}{TG^{\frac{1}{p}}} \int_0^{\frac{T}{n}} \left\{ n I_{mean} \left(1 - \frac{t}{t_{\gamma'}} \right) \right\}^{1+\frac{1}{p}} \cdot dt$$

$$= \left(\frac{n}{G} \right)^{\frac{1}{p}} \cdot I_{mean}^{1+\frac{1}{p}} \cdot \frac{2p}{1+2p} \dots\dots\dots (50)$$

第2表 平均値と最大値の等しい電流波形
3種類による電力の比較

波形 \ 指数 p	1	3/2	2	3	5	10
方 形 波	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
正 弦 波	0.785	0.842	0.875	0.907	0.945	0.970
三 角 波	0.666	0.750	0.800	0.857	0.909	0.952

(48), (49), (50)の3式を比較すると, 方形波の場合に対し, 正弦波, 三角波では指数 p の関数で示される係数が異なるだけである。この係数を比較すると第2表のようになる。第2表では, 正弦波は方形波と三角波の間にあり, その差は p が増加すると小さくなっている。

電流波形を正弦波として損失を求めるならば, $p=1$ (第1表) のときでも誤差は小さいから, 一般整流素子 ($p>1$) の損失は (48) 式により十分小さな誤差で求めうると考えられる。

3.4 充電電流最大値の実測値と計算値の比較

第7, 8, 9図に充電電流最大値の平均値に対する比 n の計算値と実測値を示す。

全波および半波2倍電圧整流では両者はほぼ一致している。全波4倍電圧整流では, 実測値として第6図の i_4 の測定値を示したが, 実測値のほうが計算値より約20%大きい。これは, 計算式を出すのに, (32), (34)式の i_1 と i_4 が同一時刻に流れるとして求めたが, 実際には i_4 のほうがおくれ通電開始するため, 電流最大値が計算値より大きくなったものと考えられる。

3.5 直列抵抗の影響

実験結果第7~12図によれば, 脈動率と整流器の電流最大値のいずれに対しても, 直列抵抗はこれらを小さくするように影響しているが, その効果は小さく, 実用上は直列抵抗の影響は無視できる。

電圧降下率に対してその影響は大きい, (11), (44)式による計算値と実測値はよく一致している。計算式からわかるように, 全電圧降下は, 直列抵抗 r のみによる電圧降下と r のないときの電圧降下の3乗平均であるから, 両者のうち大きいほうで全電圧降下が決まる。

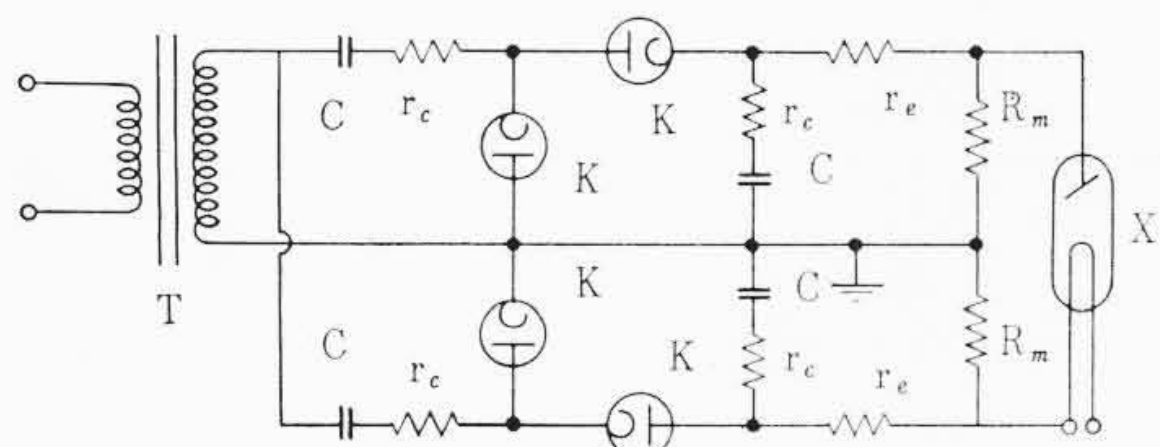
4. 高電圧直流電源の実測例

3章では, 2章で求めた整流回路の特性計算式が, 約百Vの低電圧模型回路の実測と比較的よく合うことを述べた。ここでは, X線装置, 電子顕微鏡, 電子加工装置, エアクリーナなど多種類の直流高電圧電源に用いられている整流回路の中から, 特性計算式と高電圧における実測との比較を行なった例を示す。

4.1 深部治療X線装置用直流高圧電源

回路を第16図に示す。出力電圧・電流を所定値になるように入力電圧を変えて測定した値と, 2章に記した特性計算式による設計計算値との比較を第3表に示す。両者は実験精度以内でよく一致している。

第16図の r_c はコンデンサ保護抵抗で4個はいつているが, 電圧降下の計算上は r_c 1個が第5図の r_q のところにはいったものとし



K: ケノトロン(K-5IE)

第16図 深部治療X線装置用300kV直流電源回路

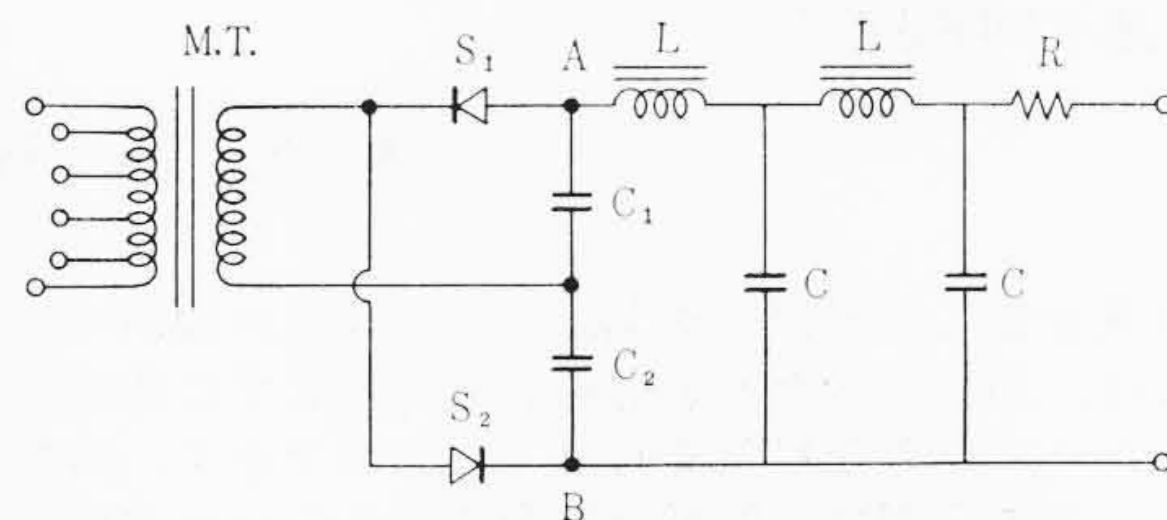
第3表 深部治療X線装置用高圧電源の
特性計算値と実測値の比較

出力電圧 (kV)		80	200	250	300
負荷電流 (mA)		30	15	12	10
電圧降下率 (%)	計 算	34	14.2	11	9.5
	実 測	36.5	13	12	10
整流器電流最大値 (mA _p)	計 算	159	114	99.5	91
	実 測	165	115	96	80

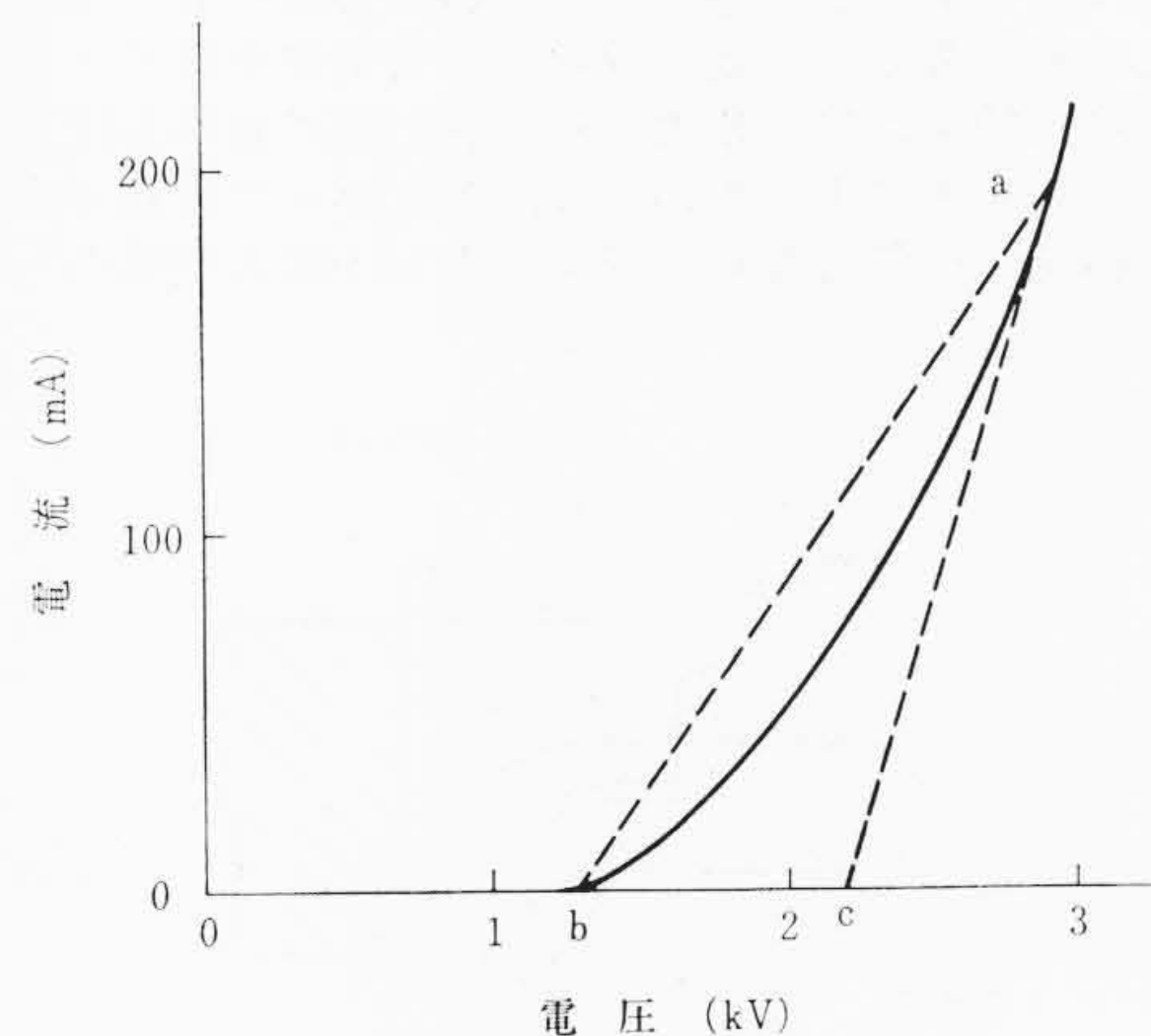
第4表 電子線加工機用直流電源の
電圧降下率計算値と実測値の比較

出力電圧 (kV)	負荷電流 (mA)	電圧降下率 (%)			
		実測	計算1	計算2	計算3
101	26.3	15	14.2	13.6	10.6
81.5	27	15	15.4	14.3	9.2
61.5	29	18	18.4	17.0	11.5
40.6	32	22	22.9	21.0	15.3
20.4	29	31	30.6	28.4	22.0

注: 計算1 0ca特性(第18図)を用いたとき
計算2 0ba特性(第18図)を用いたとき
計算3 $\omega L=0$ としたとき



第17図 電子線加工機用直流電源回路



第18図 整流器の電圧・電流特性

て計算した。 r_q には電源変圧器の一次, 二次の巻線抵抗も含めたほか, 整流管の等価抵抗も入れた。整流管の等価抵抗は, E_p-I_p 特性の原点と整流管通電電流最大値(直列抵抗のないときの計算値)の点を結んで求めた。しかし, この等価抵抗は全直列抵抗の3%弱で電圧降下率には, 0.5%以下の影響しか及ぼさない。

4.2 電子線加工機用電源

回路を第17図に示す。出力電圧(20~100kV)に対し, 脈動電圧を小さな値(100V以下)とするため, L, C フィルタ2段を入れてあるが, 電圧降下の計算は, フィルタの前A点における計算値と実測値の比較を第4表に示した。

電圧降下の計算には, セレン整流器の特性(第18図)として次の2通りの折線近似を用いた。すなわち, 整流器の電流最大値を(9)式で求め, その点aにおける接線をac, また電流立上り点をbとし, 特性を0ca, 0baの2通りとした。

第4表では、両者の差は小さく、測定精度範囲で実測とよく一致している。

なお、高電圧変圧器の漏れインダクタンス L の影響を知るため、 L を無視したときの値(O. H. Schade の文献⁽²⁾による)も記したが、実測とかなりの相異があり、 L を無視できないことがわかる。この場合、整流器の特性として0 ca, 0 ba の二通りを用いたが、両者による差は小さく、電圧降下の大きいほうを表に記した。

5. 結 言

X線装置、電子顕微鏡ならびに電子線加工などの高圧電源に用いられる2倍および4倍電圧整流回路の特性計算式とその適用限界、整流器における電力損失算定式を求め、それが低電圧模型回路およ

び数百 kV の実際装置における実測値とよく一致する結果を得た。

直流高電圧電源はX線装置のみならず、エアクリーナ、電子顕微鏡などにも広く用いられているが、これら高電圧発生装置の小形化には高圧変圧器の漏れインダクタンスを含めた整流回路の解析が必要と考える。ここに求めた解析結果が装置の小形化・経済設計などのうえでなんらかの参考になれば幸いである。

終わりに臨み、終始ご指導を賜った日立製作所亀戸工場青柳検査部長に深く感謝するとともに、実際装置の実験に種々ご便宜を与えていただいたレントゲン部・検査部の関係各位に感謝の意を表わす。

参 考 文 献

- (1) 草谷：日立評論 46, 337~341 (昭 39-2)
- (2) O. H. Schade：P. I. R. E., 31, 345 (July. 1943)



特許 第410866号

特 許 の 紹 介



辻 洋

内 燃 機 関 に お け る 吸 気 方 式

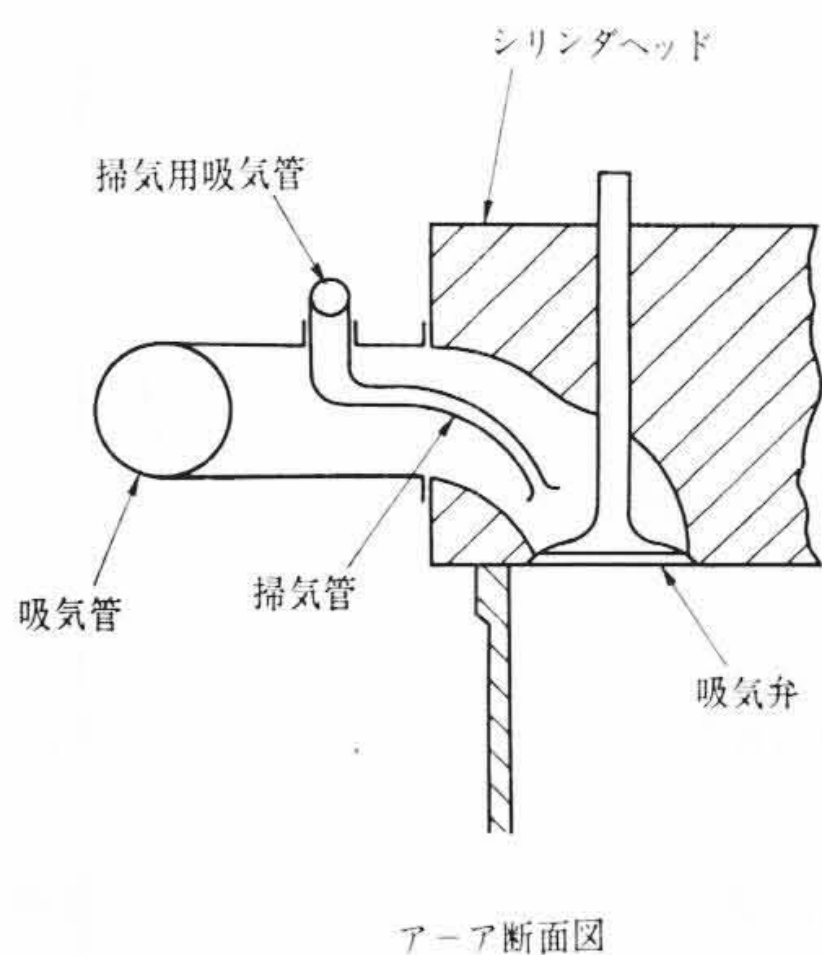
特に混合気を吸入する内燃機関、たとえばガス機関やガソリン機関においては、掃気を行なうと混合気が燃焼せずに排気管に排出される。そのために十分な掃気を行なうことができず、機関の熱負荷は高くなる。この発明は、簡単な装置によりこの欠点を除くようにしたもので、常時吸入空気の一部を燃料混合器を経ないで吸気弁上部に流出するようにしたことを特長とする。

吸入空気は吸気管より供給され、燃料混合器において燃料管より供給された燃料と混合して吸気管および吸気弁を経てシリンダに供給される。吸気管における圧力と吸気弁上部における圧力とは、燃料混合器の介在などにより差があり、したがって吸気弁が閉じている状態でも掃気用吸気管を経て掃気管からは吸入空気の一部が流出

するので、吸気弁周囲の混合気は吸気管の方へ押しやられ吸気弁上部は燃料を含まない空気で占められる。

吸気弁が開くと、シリンダ内にはまず燃料を含まない空気が吸入されてシリンダ内を掃気し、吸気が進むにつれて掃気管は小径であるので大部分の吸気は燃料混合器を経た混合気となり、所要の吸気作用が行なわれる。なお混合気は、いずれの工程においても燃焼せずに排気管に排出されることはない。

これにより混合気を吸入する内燃機関において、簡単に十分な掃気を行なうことができ、かつ吸気弁が閉じている間はその上部は燃料を含まない空気で占められるので、逆火を防止できる。



ア-ア断面図

