

## 直接形電力用周波数変換回路の力率改善方式

東 克彦\*・高橋賢一郎\*

Power Factor Correction Methods of Direct Static  
Power Frequency Triplers

by

Katuhiko HIGASHI and Ken-ichiro TAKAHASHI

(Department of Electrical Engineering)

The naturally commutation type tripler is formed of the selected end segments of a third input voltage waves, therefore the input power factor is low as a matter of course. In regard to the power factor correction methods, it approaches by means of either on/off compensated power capacitors or forced turn-off methods with that fundamental power factor is unity.

This paper is described that power factors are calculated on the several type triplers and are compared with the merits or the defects. Consequently, the forced turn-off type tripler that is formed of the center segments of a third input voltage waves, indicates obviously the fact that includes much fundamental component and has high power factor.

In the case of the power factor correction on the natural commutated tripler, a micro computer control is necessary in order to connect or disconnect shunt proper capacitors.

## 1. まえがき

まえに、3相 $60Hz$ 電源より各相を3分割して変成器で合成し、単相 $180Hz$ を得る直接形周波数変換回路の1つである自然転流型トリブラの研究を行い、その力率も実測した。(1)~(2)

サイリスタを用いる交流電力位相制御では、抵抗負荷であっても点弧角の増加につれて総合力率は低下する。トリブラにおいても3相電源の各相を位相制御しており、遅れ位相制御をする自然転流型トリブラでは当然その総合力率は低くなっている。

ここで、その力率改善を行うためには、いずれの方式が良いかを知るために、一般に行なわれるコンデン

サで改善する場合と強制消弧型交流スイッチを用いて改善する場合との、大別して2方式の検討を行った。

負荷の遅れ無効電力は進相コンデンサで補償する。このコンデンサの設置位置は電源側と負荷側のどちらかが考えられる。これは一般電力需要家の受電点にコンデンサを集中的に設置する母線設置と、各負荷の端末部分にコンデンサを設置して端末における個々の力率を改善することで全体の力率を改善しようとする端末設置の考え方に対応している。その長、短所は母線設置と端末設置または高圧コンデンサ設置と低圧コンデンサ設置にかかわっている。また強制消弧型はとくに基本波力率を1にする考え方である。

昭和55年10月1日受理

\* 電気工学科

総合力率の計算は以下の場合に分けて行った。

- (1) 自然転流型を用い、何も補償、改善しない場合。
- (2) 自然転流型で、さらに電源側でコンデンサ補償、改善をする場合。
- (3) 自然転流型で、さらに負荷側でコンデンサ補償、改善をする場合。
- (4) 強制消弧型を用いて改善する場合。
- (5) 自然転流型と強制消弧型の対結合による組み合わせ型を用いて改善する場合。

以上の5通りの例について、出力電圧、電流のフーリエ級数展開を行い、各々の総合力率の計算をして、比較検討を行う。

### 2. 力率改善の方式

まず直接形3通倍装置(トリブラ)の主回路を1図

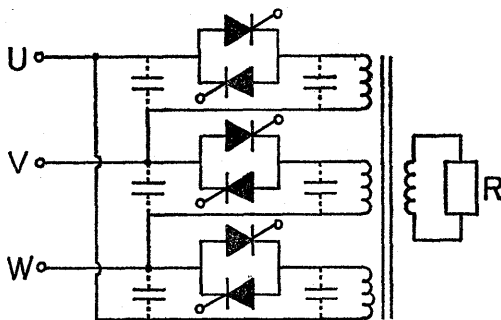


Fig. 1 Basic circuit of tripler and capacitor set point

に示す。導通角を  $2\pi/3 \sim \pi$  と  $5\pi/3 \sim 2\pi$  に相当させれば自然転流型トリブラとなり、 $\pi/3 \sim 2\pi/3$  と  $4\pi/3 \sim 5\pi/3$  あるいは  $0 \sim \pi/3$  と  $\pi \sim 4\pi/3$  にとれば強制消弧型トリブラとなる。

自然転流型は当然遅れ低力率であり、強制消弧型は結果的に基本波力率を1にするために採られる回路方式である。また力率改善用コンデンサの設置位置により電源側コンデンサ補償あるいは負荷側コンデンサ補償が考えられる。

対称点弧においては負荷は3相の各相にて平衡しているの、力率改善方式の計算は1相分について考慮すればよい。このことを2図に示す。2~(a)図はコンデンサ補償による力率改善を何もしない場合で、これを〔A〕回路方式と仮称する。次に2~(b)図は電源側にコンデンサを設置して改善する場合で、これを〔B〕回路方式とする、さらに2~(c)図は負荷側コンデンサの場合で、〔C〕回路方式とする。

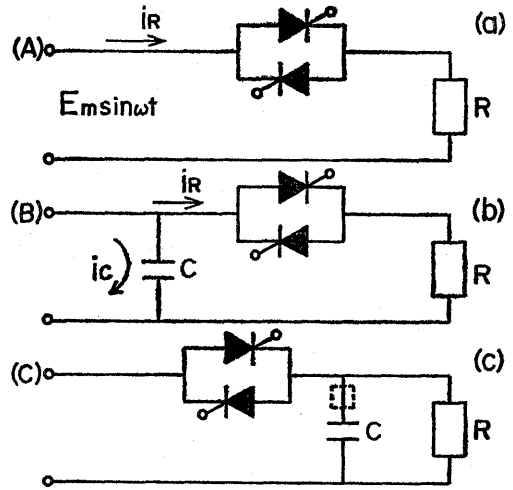


Fig. 2 Main circuits and capacitor set point per phase

この〔A〕〔B〕〔C〕回路方式に対し、出力の型としては自然転流型と強制消弧型出力がある。3~(a)図は一般の自然転流型トリブラ出力であり、これを〔I〕出力型と名付ける。3~(b)図は力率改善のため採られる強制消弧型トリブラの出力で、〔II〕出力型とする。さらに、3~(c)図のように〔I〕の自然転流型出力と

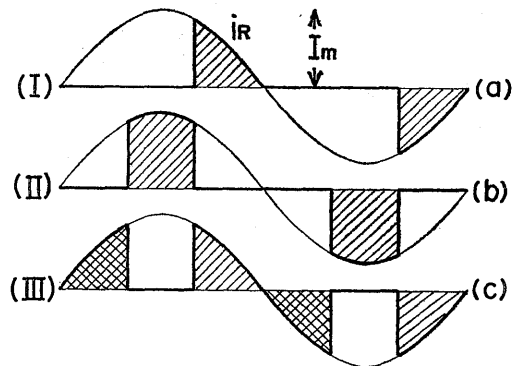


Fig. 3 Output waveforms of several type triplers

それに対称な進相強制消弧型とを対結合させた出力も考えられる。これは相間リアクトルなどで対結合させた回路の出力で、基本波力率は1になり、これを〔III〕出力型とする。この出力は〔I〕型出力の丁度2倍になる。

〔A〕〔B〕〔C〕回路方式に対して〔I〕〔II〕〔III〕出力型の組み合わせが前章に述べた(1)~(5)について夫々次のように考えられる。

- (1) 自然転流型回路で、コンデンサによる力率改善を何もしない場合 ……〔A-I〕方式

(2) 自然転流型回路で、さらに電源側コンデンサ設置により力率改善をする場合

……〔B-I〕方式

(3) 自然転流型回路で、さらに負荷側コンデンサにより改善する場合 ……〔C-I〕方式

(4) 強制消弧型回路により、別にコンデンサを用いず力率改善をはかる場合 ……〔A-II〕方式

(5) 自然転流型と進相強制消弧型トリプラを各々相間リアクトルにより負荷に対結合させる組み合わせ型回路を用いる場合 ……〔A-III〕方式

以上、原方式に対する4つの改善方式について、力率計算をして、各々の比較を行った。

### 3. 総合力率

交流スイッチにより交流電力を位相制御する場合を考える。4図に見られるように、電源電圧を  $e(t)$ 、負

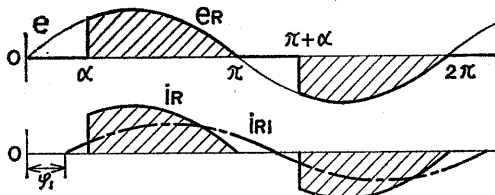


Fig. 4 Fundamental component of resistance load current

荷電圧を  $e_R(t)$  とすると、抵抗負荷時の負荷電流  $i_R(t)$  は  $e_R$  と相似波形となる。さらに  $i_R$  の基本波成分を  $i_{R1}(t)$  とすると、 $i_{R1}$  は電源電圧  $e$  よりも位相角が  $\varphi_1$  だけ遅れた正弦波電流となる。

負荷の有効電力  $P$  は、基本波力率を  $\cos\varphi_1$  とすると

$$P = E I_1 \cos\varphi_1 \quad \dots\dots(1)$$

ただし  $E$  は電源電圧  $e$  および  $I_1$  は  $i_{R1}$  の実効値である。

ここで、総合力率を次のように定義する。

$$PF \equiv \cos\varphi = \text{有効電力/皮相電力} = P/E_{rms}I_{rms} \quad \dots\dots(2)$$

このとき電源側よりみた有効電力  $P$  は、

$$P = E I_e \cos\varphi \quad \dots\dots(3)$$

$I_e$  は負荷電流  $i_R$  の実効値で、 $I_e = \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2\right)^{1/2}$  である。

(1)、(3)式は同じ電力を示したものであるから、

$I_e \cos\varphi = I_1 \cos\varphi_1$  より総合力率は次の様になる。

$$PF \equiv \cos\varphi = I_1 \cos\varphi_1 / I_e = \lambda \cos\varphi_1 \quad \dots\dots(4)$$

ただし  $\lambda = I_1/I_e$  : 変形率 (Distortion factor) である。

以上の式より基本波力率が低いほど、また電流波形が歪んでいるほど総合力率は悪くなる。

次に、この(4)式で  $\lambda$  は位相制御角  $\alpha$  と  $PF$  との関係が明らかでなく、抵抗負荷時で自然転流型の場合の関係式ならば次式で示めされる。(3)~(4)

抵抗負荷時で、 $\alpha$  位相制御される負荷の有効電力は次のようになる。

$$P = 1/\pi \int_{\alpha}^{\pi} e_R i_R d\omega t = 1/\pi \int_{\alpha}^{\pi} E_m \sin\omega t I_m \sin\omega t d\omega t \\ = E_m I_m (\pi - \alpha + \sin\alpha \cos\alpha) / 2\pi \quad \dots\dots(5)$$

皮相電力については、 $E_{rms} = E = E_m/\sqrt{2}$  で、 $I_{rms}$  は次式で示めされる。

$$I_{rms} = I_e = \left\{1/\pi \int_{\alpha}^{\pi} I_m^2 \sin^2\omega t d\omega t\right\}^{1/2} \\ = \left\{I_m^2 (\pi - \alpha + \sin\alpha \cos\alpha) / 2\pi\right\}^{1/2} \quad \dots\dots(6)$$

(5)、(6)式を(2)式に代入して、総合力率は、

$$PF \equiv \cos\varphi = \{(\pi - \alpha + \sin\alpha \cos\alpha) / \pi\}^{1/2} \dots\dots(7)$$

(7) 式が得られ、 $\alpha$  と  $PF$  との直接の関係式が求まり、力率計算は容易になる。

### 4. 力率の計算

昨年の自然転流型トリプラの実験は逆並列接続サイリスタ対またはトライアックで正弦波各半波の終り1/4区間の電力片を取り出していた。ここでは抵抗負荷時の力率を計算し、補償コンデンサを付加した場合、さらに強制消弧型トリプラの場合の力率をも計算比較する。

#### 4.1 〔A-I〕方式……無補償の場合

無補償時の自然転流型トリプラの1相分の回路とその出力波形を5図に示す。電流波形  $i_R(t)$  をフーリエ

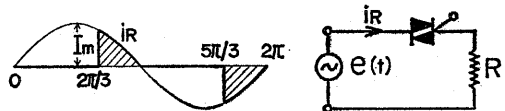


Fig. 5 Naturally commutation type tripler without capacitor

級数展開する。対称関数ゆえ奇数次高調波のみである。

$$i_R(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \{a_{2k-1} \sin(2k-1)\omega t + b_{2k-1} \cos(2k-1)\omega t\}$$

フーリエ係数  $a_{2k-1}$ ,  $b_{2k-1}$  は以下ようになる。

$$\begin{aligned}
 a_1 &= 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin^2 \omega t dt \\
 &= I_m/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t \\
 &= (\pi/3 - \sqrt{3}/4) I_m/\pi \\
 b_1 &= 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \cos \omega t dt \\
 &= I_m/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} \sin 2\omega t d\omega t \\
 &= (-3/4) I_m/\pi \\
 a_{2k-1} &= 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \sin(2k-1)\omega t dt \\
 &= I_m/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} \{\cos(2k-2)\omega t - \cos 2k\omega t\} d\omega t \\
 &= \{\sin(2k-1)\pi/3 - \sqrt{3}(2k-1)\cos(2k-1)\pi/3\} I_m/\{(2k-1)^2 - 1\}\pi \\
 b_{2k-1} &= 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \cos(2k-1)\omega t dt \\
 &= I_m/\pi \int_{2\pi/3}^{\pi} \{\sin 2k\omega t - \sin(2k-2)\omega t\} d\omega t \\
 &= \{2 - \cos(2k-1)\pi/3 - \sqrt{3}(2k-1)\sin(2k-1)\pi/3\} I_m/\{(2k-1)^2 - 1\}\pi
 \end{aligned}$$

これを次のようにまとめる。

$$i_R(t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_m(2k-1) \sin\{(2k-1)\omega t + \varphi_{2k-1}\}$$

ただし  $I_m(2k-1) = (a_{2k-1}^2 + b_{2k-1}^2)^{1/2}$ ,  
 $\varphi_{2k-1} = \tan^{-1}(b_{2k-1}/a_{2k-1})$

実際に整変数  $k=1$  から代入して求めると、

$$\begin{aligned}
 i_R(t) &= I_m/\pi \{0.969 \sin(\omega t - 50.7^\circ) \\
 &\quad + 0.750 \sin(3\omega t + 30^\circ) \\
 &\quad + 0.433 \sin(5\omega t + 120^\circ) \\
 &\quad + 0.216 \sin(7\omega t - 120^\circ) \\
 &\quad + 0.198 \sin(9\omega t + 10.9^\circ) + \dots\}
 \end{aligned}$$

$i_R$  の実効値  $I_e$  はマイコンで 99 次高調波まで計算して

$$\begin{aligned}
 I_e &= I_m/\sqrt{2} \pi \{0.969^2 + 0.750^2 + 0.433^2 + 0.216^2 \\
 &\quad + 0.198^2 + \dots\}^{1/2} \\
 &= 1.384 I_m/\sqrt{2} \pi
 \end{aligned}$$

基本波電流成分の実効値は、 $I_1 = 0.969 I_m/\sqrt{2} \pi$

基本波力率  $\cos \varphi_1 = \cos(-50.7^\circ) = 0.633$

総合力率  $PF \equiv \cos \varphi = I_1 \cos \varphi_1 / I_e$

$$\begin{aligned}
 &= 0.969 \times 0.633 / 1.384 = 44.3\% \\
 \text{(7式によれば)} &= \{(\pi - 2\pi/3 + \sin 2\pi/3 \\
 &\quad \cdot \cos 2\pi/3)/\pi\}^{1/2} = 44.2\%
 \end{aligned}$$

99 次調波までとればその誤差は 0.2% 以下である。

#### 4.2 [B-I] 方式……電源側コンデンサ補償の場合

6 図においてコンデンサに流れる電流  $i_c$  は電圧源より位相が  $90^\circ$  進んでいる。

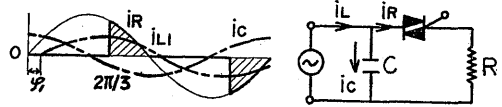


Fig. 6 Naturally commutation type tripler with correction capacitor at source side

$$i_c(t) = \omega C E_m \sin(\omega t + 90^\circ) = \omega C E_m \cos \omega t$$

電源より流入する電流  $i_L$  の基本波成分  $i_{L1}$  は、

$$\begin{aligned}
 i_{L1}(t) &= i_{R1} + i_c = 0.969 I_m/\pi \cdot \sin(\omega t - 50.7^\circ) \\
 &\quad + \omega C E_m \cos \omega t \\
 &= 0.614 I_m/\pi \cdot \sin \omega t \\
 &\quad + (\omega C E_m - 0.750 I_m/\pi) \cos \omega t \\
 &= \{(0.614 I_m/\pi)^2 \\
 &\quad + (\omega C E_m - 0.750 I_m/\pi)^2\}^{1/2} \sin(\omega t + \varphi_1)
 \end{aligned}$$

ただし  $\varphi_1 = \tan^{-1}(\omega C E_m - 0.750 I_m/\pi) / (0.614 I_m/\pi)$ 。基本波力率のみしか改善できず、 $\cos \varphi_1 = 1$  とするには  $\varphi_1 = 0$  から  $\omega C E_m - 0.750 I_m/\pi = 0$  が成立する必要がある。 $I_m = E_m/R$  を代入して、この場合の  $C$  の値を求めると、

$$\begin{aligned}
 C &= (0.750 I_m/\pi) / \omega E_m = 0.750 / 2\pi^2 f R \\
 &= 6.33 \times 10^{-4} / R \quad (F)
 \end{aligned}$$

この時の電源より流入する電流  $i_L$  の実効値  $I_e$  は、

$$\begin{aligned}
 I_e &= I_m/\sqrt{2} \pi \{0.614^2 + 0.750^2 + 0.433^2 + 0.216^2 \\
 &\quad + 0.198^2 + \dots\}^{1/2} \\
 &= 1.163 I_m/\sqrt{2} \pi \quad (99 \text{ 次調波まで計算})
 \end{aligned}$$

基本波成分の実効値  $I_1 = 0.614 I_m/\sqrt{2} \pi$

総合力率  $PF \equiv \cos \varphi = 0.614 \times 1 / 1.162 = 52.8\%$

電源側にコンデンサを設置して力率改善をする場合は、50% まで改善できる。この場合は負荷抵抗に反比例して自動的にコンデンサ容量を変えてやらなければならない。

#### 4.3 [C-I] 方式……負荷側コンデンサ補償の場合

コンデンサ自体に位相制御された断続電圧を加えることになり、理論的には無限大の大きさの突入パルス電流  $\delta(t)_{t=0/\omega}$  (デルタ関数) を生じて、一樣な大きさの無限大周波数スペクトルをもつようになる。

7 図において  $R/C$  並列負荷に位相制御電圧を加え

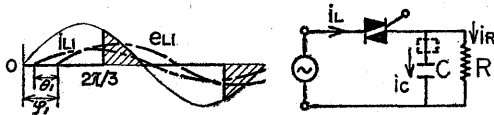


Fig. 7 Naturally commutation type tripler with correction capacitor at load side

る場合の各調波電流は次のようになる。  
 合成インピーダンス  $Z\{j(2k-1)\omega\} = R\{1-j(2k-1)\omega CR\}/\{1+(2k-1)^2\omega^2 C^2 R^2\}$   
 インピーダンス角  $Arg\{Z\{j(2k-1)\omega\}\} = -\tan^{-1}\{(2k-1)\omega CR\} = -\theta_{2k-1}$

流入電流  $i_L(t)$  とその実効値  $I_e$  は、

$$i_L(t) = \sum_{k=1}^{\infty} E_m(2k-1) \{1+(2k-1)^2\omega^2 C^2 R^2\}^{1/2} / R \cdot \sin\{(2k-1)\omega t + \varphi_{2k-1} + \theta_{2k-1}\}$$

$$I_e = \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} E_m^2(2k-1) \{1+(2k-1)^2\omega^2 C^2 R^2\} / 2 \right\}^{1/2} / R$$

これより電源側よりみた皮相電力  $P_a$  と有効電力  $P$  は、

$$P_a = EI_e = E_m \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} E_m^2(2k-1) \{1+(2k-1)^2\omega^2 C^2 R^2\} / 2 \right\}^{1/2} / R$$

$$P = EI_1 \cos(\varphi_1 + \theta_1) = E_m E_{m1} (1 + \omega^2 C^2 R^2)^{1/2} \cos(\theta_1 - 50.7^\circ) / 2R$$

$$= E_m E_{m1} (\cos 50.7^\circ + \omega CR \sin 50.7^\circ) / 2R$$

総合力率  $PF \equiv \cos\varphi = P/P_a$  を求めれば、

$$PF \equiv \cos\varphi = \frac{E_{m1} \cos 50.7^\circ + \omega CR E_{m1} \sin 50.7^\circ}{\left\{ (E_{m1}^2 + E_{m3}^2 + E_{m5}^2 + \dots) \right\}^{1/2} + \omega^2 C^2 R^2 (E_{m1}^2 + 3^2 E_{m3}^2 + 5^2 E_{m5}^2 + \dots) \right\}^{1/2}}$$

$\omega CR = x$ ,  $\cos\varphi = \theta$  とおけば  $y = (C + Dx)/(A + Bx^2)^{1/2}$   $y' = 0$  にする  $x$  の値  $x_0 = AD/BC$ ,  $y$  は  $x = x_0$  において最大値をとり

$$y(x_0) = (C + Dx_0)/(A + Bx_0)^{1/2} = (C^2/A + D^2/B)^{1/2} \dots (8)$$

しかるに  $B = \sum_{k=1}^{\infty} \{(2k-1)^2 E_m^2(2k-1)\}$  で、 $(2k-1)^2$  の項が積として各成分にあるため、 $B$  は  $k \rightarrow \infty$  で収束せずに発散して無限大になる。これは無限大突入パルス電流  $\delta(t)$  による一定の大きさの無限大周波数スペクトルをもつためである。ここで(8)式にて  $B \rightarrow \infty$  とし、

$PF \equiv \cos\varphi = C/\sqrt{A} = 44.2\%$  となり、 $\delta(t)$  を小さくしない限り、(A-I)方式と同じ力率を与えると考えられる。

実際上、ある高調波以上の電流成分を抑制するため

に、 $C$  と直並列に  $L$  を接続しても、かえって直列共振電流を生じ、良好な結果は得られない。それで、ローパスフィルタ等 (Fig. 7 の  $C$  と直列の点線ブロックに相当) である高調波以上の電流成分が抑へられたと仮定して、突入パルス電流が小さくなったとしての力率  $PF$  をマイコンにより数値計算してみる。

$$PF(9) = 49.7169\% \quad PF(49) = 45.3782\%$$

$$PF(99) = 44.8037\% \quad PF(199) = 44.5115\%$$

$$PF(499) = 44.3344\% \quad PF(999) = 44.2751\%$$

…… ( ) 内数字は最高々調波次数

この結果は次のことを示している。負荷側コンデンサ補償は、断続回路ではかえって出力電流に大きな歪をもたせることになり、ある高調波以上を抑制しても、そう力率は良くなり、電源側コンデンサ補償時よりも力率  $PF$  を低下させているわけである。

#### 4.4 [A-II]方式……強制消弧型の場合

8図において正弦波半波の中央部  $60^\circ$  区間の電圧片

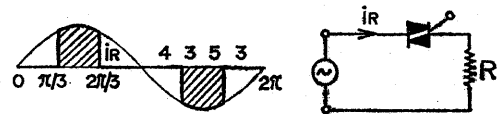


Fig. 8 Forced turn-off type tripler

を採るような強制消弧を行った場合の力率を計算する。抵抗負荷時には電流波形  $i_R(t)$  は奇関数かつ対称関数であるので、フーリエ係数  $b_{2k-1}$  は零となり、 $a_{2k-1}$  のみを求める。

$$a_1 = 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin^2 \omega t dt$$

$$= I_m/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t$$

$$= (\pi/3 + \sqrt{3}/2) I_m/\pi = 1.913 I_m/\pi$$

$$a_{2k-1} = 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \sin(2k-1)\omega t dt$$

$$= I_m/\pi \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \{\cos(2k-2)\omega t - \cos 2k\omega t\} d\omega t$$

$$= \{-\sin(2k-1)\pi/3 + \sqrt{3}(2k-1)\cos(2k-1)\pi/3\} 2I_m/\{(2k-1)^2 - 1\}\pi$$

整数  $k$  を代入して  $i_R$  を求めると、

$$i_R(t) = I_m/\pi \{1.913 \sin \omega t + (-1.299) \sin 3\omega t + 0.433 \sin 5\omega t + 0.216 \sin 7\omega t + (-0.390) \sin 9\omega t + \dots\}$$

となる。基本波力率  $\cos\varphi_1 = 1$  であり、電流実効値は

$$I_e = I_m/\sqrt{2} \pi \{1.913^2 + (-1.299)^2 + 0.433^2 + 0.216^2 + (-0.390)^2 + \dots\}^{1/2}$$

$$=2.445I_m/\sqrt{2}\pi$$

となる。これは99次高調波成分までマイコンで計算した数値であり、よって総合力率は、

$$PF \equiv \cos\varphi = 1.913 \times 1/2.445 = 78.2\%$$

となる。このように強制消弧により中央区間を採った場合は、基本波成分を多く含み、力率が非常に良くなることが分る。

4.5 [A-III] 方式……対結合の場合

対結合型トリプラとは、コンデンサ補償によらず、自然転流型トリプラと、電圧波半波ごとの始め60°区間の電圧片を出力させる進相強制消弧型トリプラとを、互いに相間リアクトルなどで対結合させて用いるものである。この原理を9図に示す。2組を対で出力

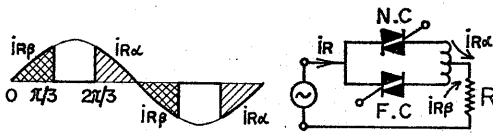


Fig. 9 Naturally and forced pair connection type tripler

させるため、1相分が1周期に供給する電力は図の斜線部にあたり、出力は(A-I)方式の2倍になる。この場合、出力は奇および対称関数となるので、その基本波力率は1になり、フーリエ係数  $b_{2k-1}$  は零となる。

$$i_R(t) = i_{R\alpha}(t) + i_{R\beta}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} a_{2k-1} \sin(2k-1)\omega t$$

$$\begin{aligned} a_1 &= 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin^2 \omega t dt \\ &= I_m/\pi \left\{ \int_0^{\pi/3} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{2\pi/3}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t \right\} \\ &= (2\pi/3 - \sqrt{3}/2) I_m/\pi = 1.228 I_m/\pi \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_{2k-1} &= 4/T \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \sin(2k-1)\omega t dt \\ &= I_m/\pi \left[ \int_0^{\pi/3} \{\cos(2k-2)\omega t - \cos 2k\omega t\} d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{2\pi/3}^{\pi} \{\cos(2k-2)\omega t - \cos 2k\omega t\} d\omega t \right] \\ &= \{\sin(2k-1)\pi/3 - \sqrt{3}(2k-1)\cos(2k-1)\pi/3\} 2I_m/\{(2k-1)^2 - 1\}\pi \end{aligned}$$

この  $a_{2k-1}$  は (A-I) 方式のフーリエ係数  $a_{2k-1}$  の丁度2倍にあたる。基本波電流および全電流の実効値

は

$$I_1 = (2\pi/3 - \sqrt{3}/2) I_m/\sqrt{2}\pi = 1.228 I_m/\sqrt{2}\pi$$

$$I_e = I_m/\sqrt{2}\pi \{1.228^2 + 1.299^2 + (-0.433)^2 + (-0.216)^2 + 0.390^2 + \dots\}^{1/2}$$

$$= 1.956 I_m/\sqrt{2}\pi \quad (99\text{次まで計算})$$

$$\text{総合力率 } PF \equiv \cos\varphi = 1.228 \times 1/1.956 = 62.8\%$$

5. あとがき

力率改善対策として、一般には ① コンデンサ補償方式 ② 強制消弧方式<sup>5)</sup> ③ 進み位相での強制転流方式<sup>6)</sup> ④ サイリスタを用いたスイッチングフィルタによる歪み波の力率改善方式<sup>7)</sup> ⑤ サイリスタブリッジによる力率改善<sup>8)9)</sup> ⑥ コンデンサ残留電位と等電位電源での位相スイッチ方式<sup>10)11)</sup> ⑦ 多重接続方式<sup>12~14)</sup> ⑧ 変圧器タップ切換方式 その他<sup>15~17)</sup> などがある。

本研究では主に簡易な方法である ① と ② の方式によるトリプラの力率改善について考察した。原理上中央区間を採る強制消弧方式が最も良く、力率は80%に近い。それに比べて対結合型では第3調波以上の成分含有率は同じだが、基本波成分が1.913に対して1.228と小さく、その分だけ力率は60数%と低くなっている。またコンデンサ補償による自然転流型トリプラでは負荷側よりも電源側にコンデンサ設置した場合の方が力率はかえって良くなっている。一般には負荷側コンデンサ補償できめ細かく力率改善が行なわれているが、本方式では負荷側コンデンサに断続電圧が印加されることになり、出力電流を大きく歪ませるため力率を低下させる結果になっている。実際の実験では、実用上コンデンサの値を可変にする必要があり、それには負荷の状態によりその都度マイコン制御して、個々の交流スイッチを自動的に切換える補償回路を採らざるを得ないと思われる。

最後に、卒業研究として協力された本学卒論生、田中誠一、田畑憲一の両氏ならびに常々御指導頂く九州大学工学部原田耕介教授に深く感謝の意を表します。

(付録) [A-I] 方式の力率計算に用いたベシク・プログラミング (1例)

```

10 REM "RIKIRITU NO KEISAN"
20 INPUT "KOHCHOHA NO JISUU" N
30 I1=0
40 FOR K=1 TO N STEP 2
50 IF K < > 1 THEN 100
60 A=(2*PI/3-SQR(3)/2)/2/PI
70 B=(-3)/4/PI
80 C=A/SQR(2)
    
```

```

90 GO TO 120
100 A=(SIN(K*PI/3)-SQR(3)*K*COS
      (K*PI/3))/(K*K-1)/PI
110 B=(2-COS(K*PI/3)
      -SQR(3)*K*SIN
      (K*PI/3))/(K*K-1)/PI
120 I2=(A*A+B*B)/2
130 I1=I1+I2
140 I3=SQR(I1)
150 NEXT K
160 Y=C/I3
170 PRINT "RIKIRITU" ; Y
180 END

```

## 参考文献

- (1) 東・高橋：九州支部連大 No. 420 (昭54)
- (2) 東・高橋：長崎大学工学部研究報告第14号 p. 39~49 (昭55)
- (3) 飯田：「サイリスタ回路の基礎」 p. 195~196 東京電機大学出版局
- (4) T. F Schwartz: Conf Rec IEEE IAS Annu Meet. 14th, pp. 770~773 ('79)
- (5) 松橋・雨宮：電学誌 Vol. 90 No. 8 pp. 1621~1627 (昭45)
- (6) 数野：電学誌 Vol. 90 No.10 pp. 1960~1969 (昭45)
- (7) 深尾・飯田・宮入：電学論文誌 Vol. 92B No. 6 pp. 342~349 (昭47)
- (8) 数野：電学論文誌 Vol. 92B No. 7 pp. 389~398 (昭47)
- (9) 数野：電学論文誌 Vol. 96B No. 11 pp. 545~552 (昭51)
- (10) 中村・山田他：電気学会全国大会 No. 544 (昭48)
- (11) 小川：電学論文誌 Vol. 96B No. 12 pp. 615~622 (昭51)
- (12) 松橋：電学論文誌 Vol. 96B No. 6 pp. 291~298 (昭51)
- (13) 雨宮・曾和：電学論文誌 Vol. 93B No. 2 pp. 54~59 (昭48)
- (14) 曾和・雨宮：電学論文誌 Vol. 93B No. 12 pp. 611~617 (昭48)
- (15) 高橋・赤木・宮入：電学論文誌 Vol. 96B No. 2 pp. 75~81 (昭51)
- (16) 山口：電学誌 Vol. 95 No. 4 pp. 287~294 (昭50)
- (17) 深尾・宮入：電学論文誌 Vol. 94B No. 8 pp. 391~398 (昭49)