

電力周波数変換回路における 無効電力循環方式の効果

東 克彦*・中島綱男*・高橋賢一郎*

Effects of the Reactive Power Circulation on the Static Power Frequency Changer

by

Kathuhiko HIGASHI*, Thunao NAKASHIMA*
and Ken-ichiro TAKAHASHI*

In general, the input power factor is defined as a ratio of active power to apparent power. The apparent power which flows from sinusoidal voltage source to nonlinear circuits, are the sum of active, fundamental reactive and distortion power.

In this case, the power factor corrections are accomplished by next the three methods, decrease of fundamental reactive, distortion power and increase of active power.

For the purpose, compensating capacitors, a. c filters and multiplex, polyphase systemes are used. In addition, because of increase of the active power by means of the reactive power circulating method, the power factor correction are effective.

This paper is described on the powr factor, harmonic components and the experiments in the case of the reactive power circulating triple frequency changer. It is shown that the characteristics are useful.

1. まえがき

力率よりみる電力の流れに関する回路には、つぎの4通りが掲げられる¹⁾。

- (1) 正弦波電圧源をもつ線形回路 (入力電流も正弦波)
- (2) " " " 非線形回路 (入力電流は非正弦波)
- (3) 非正弦波電圧源をもつ線形回路 (" ")
- (4) " " " 非線形回路 (" ")

一般に入力力率は次式の比として定義されている。

$$P.F = \text{有効電力} / \text{皮相電力} = P/S \quad \dots\dots(1)$$

上記の(2)項における、正弦波電圧源より非線形回路へ流れる皮相電力Sは有効電力P、基本波無効電力Qと

歪み電力Dの和として、4面体表示で表わされる。

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad \dots\dots(2)$$

ゆえに、この力率の改善には次の3通りしかない。

- (A) 基本波無効電力Qの減少、(B) 歪み電力Dの減少、(C) 有効電力Pの増加、を図ることに帰着する。

(1)式の皮相電力の減少としては、(I)補償コンデンサによる力率改善(Qの減少)、(II)高調波フィルタによる方法(Dの減少)、(III)多重化、多相化による高調波の抑制除去法(Dの減少)、(IV)ACチョップPWM法による高調波の抑制除去法(Dの減少)などで、それらの論文も数多く発表されている。

従来、無効電力はあくまで無効分でしかないと考えられがちだが、(V)無効電力循環方式を用いれば、無効

昭和58年4月30日受理

*電気工学科 (Department of Electrical Engineering)

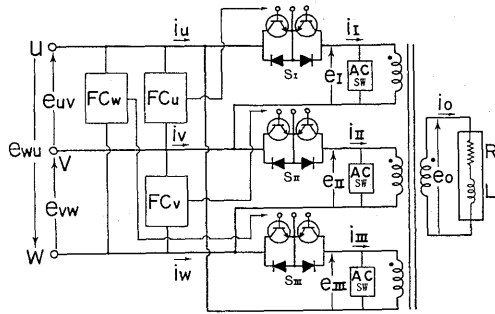


Fig. 1 Main circuit of the triple frequency changer.

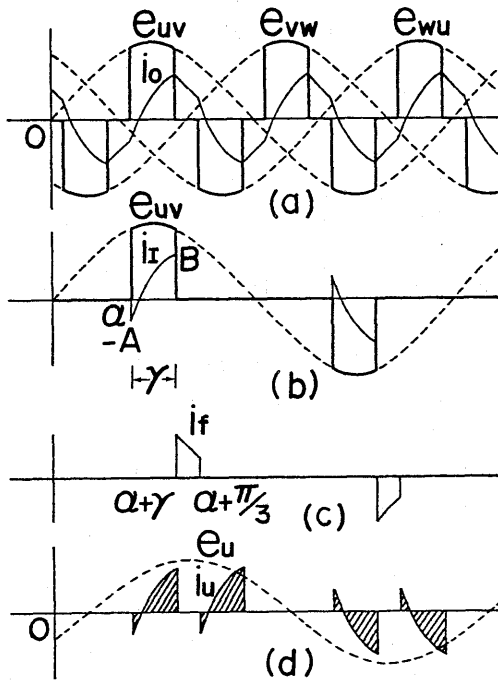


Fig. 2 Operating waveforms of the main circuit.

電力は有効電力に変換可能になる (Pの増加). この頃, これに関する論文が見つけられる^{2)~4)}.

一定の皮相電力の中で無効分が減少し, 有効分に変換されるために, 差し引きその差は大きくなり, 力率改善にはかなり効果がある.

本稿は, 最もよくあらわれる(2)項の正弦波電圧源と非正弦波入力電流との間の電力の流れを, 3f電源回路を例にとり, 主に力率と高調波の解析を行い実験についても少し述べるものである. 前に3f電源回路の力率と波形解析および実験について報告したが⁵⁾, こ

こでは更にその回路に無効電力循環回路を附加した場合の各特性を調べている.

2. 回路と動作理論

主回路を図1に示す. 先に報告した3倍周波数電源回路⁵⁾に, 新たに環流回路(ACsw)を付け点弧角および導通角を制御させるものである. その定常状態における各部の波形を図2に示す.

まず, 交流チョップパ $S_i (u, v, w)$ で各線間電圧を位相角 α で点弧し $\alpha + \gamma$ で消弧することにより, 導通角 γ の半波中央部での電圧セグメントを作る. これを1+1+1:1なる巻数比の変圧器で合成し, 電源に対して3倍の周波数を得るようにしたものである. また環流期間($\alpha + \gamma \sim \alpha + \pi/3$, $\alpha + \gamma + \pi \sim \alpha + 4\pi/3$)は1周期につき正負両方の電流が流れるため, 環流回路も主交流チョップパと同じACスイッチ構成とし, パワトランジスタを逆直列に接続したものをを用いた.

本稿では導通角 γ を変化させ正負中央部での対称制御とする. いわゆる, 1パルス幅制御(以下PWMと略称)を用い, 点弧角と導通角の間には次の関係をもたせる.

$$\alpha = (\pi - \gamma) / 2$$

また図1中の $FC_u (v, w)$ は点弧回路を示し, 主にデジタル回路で構成している.

3. 力率および入力波形解析

3.1 力率解析

R+Lなる誘導性負荷を接続した場合, 負荷に流れる電流 i_o は次の2つのモードに分けられる.

〔モードI〕 電源より負荷に電力供給される期間. 交流チョップパに流れる入力電流 $i_i (u, v, w)$ とは次の関係がある. $i_o = i_i (u, v, w) \dots (\alpha \sim \alpha + \gamma)$

〔モードII〕 環流期間. したがって循環電流 i_f とは, $i_o = i_f \dots (\alpha + \gamma \sim \alpha + \pi/3)$ なる関係がある.

解析において, 半導体素子および合成用の変圧器は損失が無いものとし, 電源も理想電圧源とする. また各相の波形は時間的に対称であるので, 1相分について解析を行えば良い. いま, 線間電圧の零交差点を基準にとると各モードにおいて次式が成り立つ.

$$\begin{aligned} \text{〔モードI〕} \quad \omega L di_i(\theta) / d\theta + Ri_i(\theta) &= E_m \sin \theta \\ &(\alpha < \theta < \alpha + \gamma) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{〔モードII〕} \quad \omega L di_f(\theta) / d\theta + Ri_f(\theta) &= 0 \\ &(\alpha + \gamma < \theta < \alpha + \pi/3) \end{aligned}$$

ただし, E_m : 線間電圧最大値, ω : 電源角周波数
また, 両モードの境界点では,

$$i_i(\alpha) = -i_f(\alpha + \pi/3) = -A, \quad i_i(\alpha + \gamma) = i_f(\alpha + \gamma) = B$$

$$i_o(\theta) = i_i(\theta) + i_f(\theta) \dots \dots (1 \text{ 相分})$$

なる関係がある。以上の条件よりこれを解くと、

$$i_i(\theta) = I_m \{ \sin(\theta - \delta) - K(\alpha, \delta) \varepsilon^{-(\theta - \alpha) \cot \delta} \} \dots \dots (1)$$

$$i_f(\theta) = -I_m J(\alpha, \delta) \varepsilon^{-(\theta - \alpha) \cot \delta} \dots \dots (2)$$

$$\begin{aligned} \text{ただし, } K(\alpha, \delta) &= \{ \sin(\alpha - \delta) + \varepsilon^{(\gamma - \pi/3) \cot \delta} \\ &\quad \cdot \sin(\alpha + \gamma - \delta) \} / (1 + \varepsilon^{-\pi/3 \cdot \cot \delta}) \\ J(\alpha, \delta) &= \{ \sin(\alpha - \delta) - \varepsilon^{\gamma \cot \delta} \sin(\alpha + \gamma - \delta) \} \\ &\quad / (1 + \varepsilon^{-\pi/3 \cdot \cot \delta}) \end{aligned}$$

$$I_m = E_m / (R^2 + \omega^2 L^2)^{1/2}, \quad \tan \delta = \omega L / R$$

$$A = I_m \{ \sin(\alpha - \delta) - K(\alpha, \delta) \},$$

$$B = -I_m J(\alpha, \delta) \varepsilon^{-\gamma \cot \delta}$$

入力線電流の実効値 I_e は次式により求められる。

$$\begin{aligned} I_e &= \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + 2\pi/3} i_i^2(\theta) d\theta \right]^{1/2} \\ &= I_m / \sqrt{\pi} [\gamma - \sin \gamma \cdot \cos(2\alpha - \delta + \gamma) \\ &\quad + 4K(\alpha, \delta) \sin \delta \{ \varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin(\alpha + \gamma) \\ &\quad - \sin \alpha \} - K^2(\alpha, \delta) \cdot \tan \delta \{ \varepsilon^{-2\gamma \cot \delta} - 1 \}]^{1/2} \dots \dots (3) \end{aligned}$$

また、入力線電流を相電圧に対してフーリエ展開すると、その基本波成分 a_1, b_1 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} a_1 &= 2 / \pi \int_{\alpha}^{\alpha + 2\pi/3} i_i(\theta) \cdot \cos(\theta - \pi/6) d\theta \\ &= \sqrt{3} I_m / \pi [\sin(2\alpha + \gamma - \delta) \cdot \sin \gamma - \gamma \cdot \sin \delta \\ &\quad + 2K(\alpha, \delta) \cdot \sin \delta \{ \varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \\ &\quad \cdot \cos(\alpha + \gamma + \delta) - \cos(\alpha + \delta) \}] \dots \dots (4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_1 &= 2 / \pi \int_{\alpha}^{\alpha + 2\pi/3} i_i(\theta) \cdot \sin(\theta - \pi/6) d\theta \\ &= \sqrt{3} I_m / \pi [-\cos(2\alpha + \gamma - \delta) \cdot \sin \gamma + \gamma \cdot \cos \delta \\ &\quad + 2K(\alpha, \delta) \cdot \sin \delta \{ \varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \\ &\quad \cdot \sin(\alpha + \gamma + \delta) - \sin(\alpha + \delta) \}] \dots \dots (5) \end{aligned}$$

これらの式より、基本波力率、基本位相角、変形率および入力力率が求められる。

$$\text{基本波力率 } \cos \phi_1 = b_1 / (a_1^2 + b_1^2)^{1/2}$$

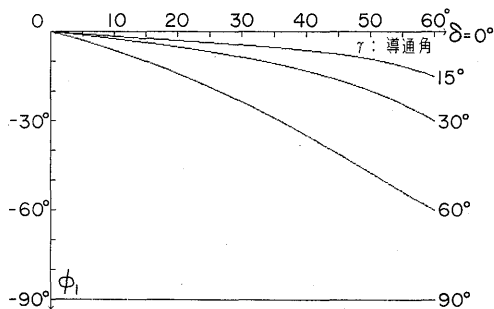


Fig. 3 Fundamental displacement angle ϕ_1 versus conducting angle γ .

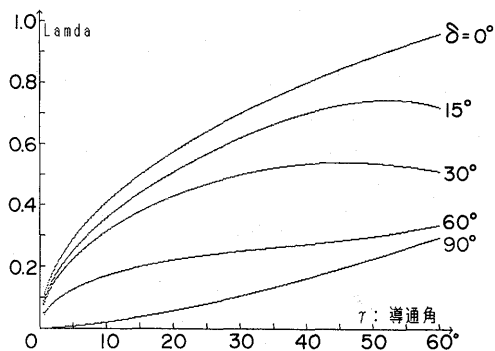


Fig. 4 Distortion factor λ vers. γ .

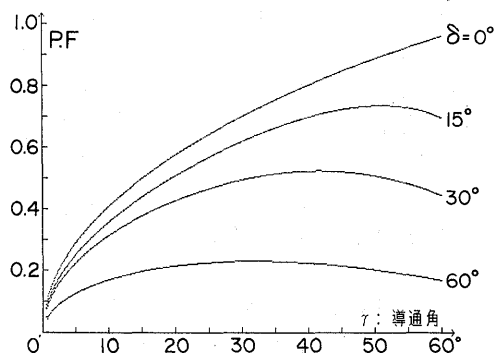


Fig. 5 Input power factor P. F vers. γ .

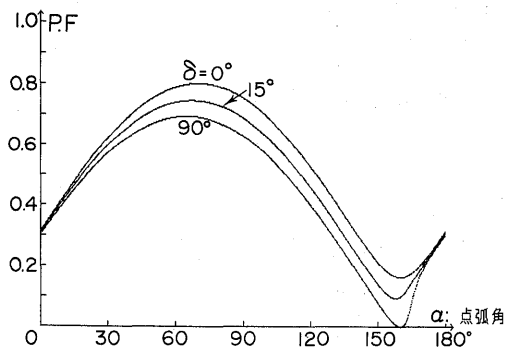


Fig. 6 Input power factor P. F vers. firing angle α .

$$\text{基本位相角 } \phi_1 = \cos^{-1} b_1 / (a_1^2 + b_1^2)^{1/2}$$

変形率は歪み波形中の基本波成分含有率で定義され、入力力率も以下のように表わされる。

$$\text{変形率 } \lambda = I_1 / I_e = (a_1^2 + b_1^2)^{1/2} / \sqrt{2} I_e$$

$$\text{入力力率 } P. F. = \lambda \cdot \cos \phi_1 = b_1 / \sqrt{2} I_e$$

導通角 γ に対する $\phi_1, \lambda, P. F.$ の変化を基本負荷角 δ をパラメータとして、図3, 4, 5に示す。基本位相角 ϕ_1 に関する図3では、導通角が小さくなるほど、そ

の入力力率は良くなり、PWM制御の特徴の1つである基本波力率改善が本方式でもいえる。また、変形率は一般の“歪み率”とは定義が異なり、 $\lambda = 1$ は基本波分のみを示している。図4で分るように、負荷力率の低下とともに変形率もかなり悪くなるが、負荷力率が下るとその導通角 γ を変えても余り変化しないことが分る。このことは電源側高調波除去フィルタの容量の設定を容易にさせる。さらに入力力率を図5に示す。入力力率は基本波力率と変形率の積で表わされ、誘導性負荷において導通角 γ が狭くなると、むしろ入力力率が良くなる場合がみられる。

また本稿の解析では、絶えず各相とも半周期の中央部をチョップして3倍周波数を得ているが、これに対し、 γ を一定にして点弧角 α を $0^\circ \sim 180^\circ$ まで変化させた場合のP.Fの曲線群を図6に示す。循環回路を設けて、L負荷でも電力を再生させずにそこで蓄積あるいは消費してしまえば、力率は大いに改善されることが分る。また点弧角が小さい範囲では進み力率になり、遅れ無効電力補償も可能である。

3. 2 入力電流波形解析

制御素子で電源を制御すると高調波電流が流れ周辺機器に障害を及ぼすことがある。本装置も変形率が悪く高調波がかなり含まれている場合があり、次にその解析を行う。入力線電流を相電圧に対してフーリエ展開し、第 n 次の係数 a_n, b_n は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} a_n &= 2/\pi \int_a^{\alpha+2\pi/3} i_i(\theta) \cdot \cos n(\theta - \pi/6) d\theta \\ &= 4I_m/\pi \cdot \cos(n\pi/6) [-1/(n-1) \cdot \sin(\overline{n-1} \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} + \delta) \cdot \sin(\overline{n-1} \cdot \gamma/2) + 1/(n+1) \cdot \sin(\overline{n+1} \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} - \delta) \cdot \sin(\overline{n+1} \cdot \gamma/2) + K(\alpha, \delta) \cdot \sin \delta_n/n \cdot \{\varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \cos(n \cdot \overline{\alpha + \gamma} + \delta_n) - \cos(n\alpha + \delta_n)\}] \quad \dots\dots(6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_n &= 2/\pi \int_a^{\alpha+2\pi/3} i_i(\theta) \cdot \sin n(\theta - \pi/6) d\theta \\ &= 4I_m/\pi \cdot \cos(n\pi/6) [1/(n-1) \cdot \cos(\overline{n-1} \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} + \delta) \cdot \sin(\overline{n-1} \cdot \gamma/2) - 1/(n+1) \cdot \cos(\overline{n+1} \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} - \delta) \cdot \sin(\overline{n+1} \cdot \gamma/2) + K(\alpha, \delta) \cdot \sin \delta_n/n \cdot \{\varepsilon^{-\gamma \cot \delta} \sin(n \cdot \overline{\alpha + \gamma} + \delta_n) - \sin(n\alpha + \delta_n)\}] \quad \dots\dots(7) \end{aligned}$$

ただし、 $n=1, 3, 5, \dots$ 、 $\delta_n = \tan^{-1}(n \cdot \tan \delta)$

この第 n 次電流の実効値 I_n は次式で示される。

$$I_n = \{(a_n^2 + b_n^2) / 2\}^{1/2} \quad \dots\dots(8)$$

図7(a)にR負荷($\delta = 0^\circ$)、(b)にR+L負荷($\delta = 60^\circ$)の場合の各次高調波含有率を示す。R負荷の導通角

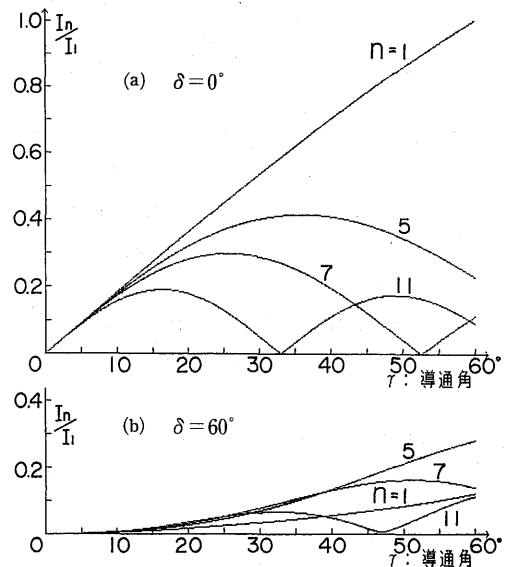


Fig. 7 Nth harmonics of input line current vers. γ .

$\gamma = 60^\circ$ を基準100%とし、その比で表わしている。正負対称波のため偶数調波は零であり、また主変圧器は Δ 結線されているので3の奇数倍調波もなくなる。

つぎに負荷力率の変動による各次調波数変化について図8(a)、(b)を比較すれば、負荷力率が小なるほど基本波成分も減衰していく。一方第5、7、11調波はその大きさに殆んど変化はない。したがって、負荷力率が低下すると相対的に高調波分が大きくなり、その除去フィルタなどの対策が必要になってくる。

4. 出力電流波形解析

一般にPWM制御を行う主目的は出力波形改善にあるといわれている⁴⁾。次に負荷電流の波形解析を行う。解析は図1において入力側の1つの線間電圧を規準にとる。したがって出力波形は入力周波数1周期の間に3周期表われることになるのでそのフーリエ係数 a_{on}, b_{on} は、

$$a_{on} = 6/\pi \int_a^{\alpha+\pi/3} i_o(\theta) \cos 3n\theta d\theta$$

$$b_{on} = 6/\pi \int_a^{\alpha+\pi/3} i_o(\theta) \sin 3n\theta d\theta$$

これを解くと、

$$\begin{aligned} a_{on} &= 6I_m/\pi [-1/(3n-1) \cdot \sin(\overline{3n-1} \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} + \delta) \cdot \sin(\overline{3n-1} \cdot \gamma/2) + 1/(3n+1) \cdot \sin(\overline{3n+1} \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} - \delta) \cdot \sin(\overline{3n+1} \cdot \gamma/2) + 1/3n \cdot \sin \delta_{3n} \{ \sin(\alpha + \gamma + \delta) \cos(3n \cdot \overline{\alpha + \gamma} + \delta_{3n}) \}] \end{aligned}$$

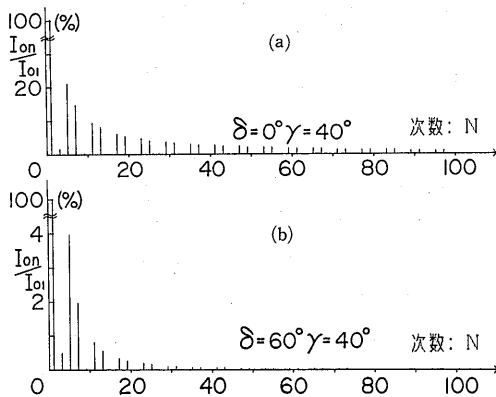


Fig. 8 Frequency spectrums of output current.

$$\begin{aligned}
 & -K(\alpha, \delta) \cos(3n\alpha + \delta_{3n}) + J(\alpha, \delta) \cdot \epsilon^{-\pi/3 \cot \delta} \\
 & \cdot \cos(3n \cdot \overline{\alpha + \pi/3} + \delta_{3n}) \} \dots\dots(9) \\
 b_{on} = & 6I_m/\pi [1/(3n-1) \cdot \cos(3n-1 \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} + \delta) \\
 & \cdot \sin(3n-1 \cdot \gamma/2) - 1/(3n+1) \cdot \cos(3n+1 \\
 & \cdot \overline{\alpha + \gamma/2} - \delta) \sin(3n+1 \cdot \gamma/2) + 1/3n \\
 & \cdot \sin \delta_{3n} \{ \sin(\alpha + \gamma - \delta) \sin(3n \cdot \overline{\alpha + \gamma} + \delta_{3n}) \\
 & - K(\alpha, \delta) \sin(3n\alpha + \delta_{3n}) + J(\alpha, \delta) \cdot \epsilon^{-\pi/3 \cot \delta} \\
 & \cdot \sin(3n \cdot \overline{\alpha + \pi/3} + \delta_{3n}) \}] \dots\dots(10)
 \end{aligned}$$

ただし、 $\delta_{3n} = \tan^{-1}(3n \cdot \tan \delta)$ 、 $n=1, 3, 5 \dots$ となる。ここで次数1とは入力電源の周波数 f の3倍周波数 $3f$ を意味する。

各次調波成分の実効値 I_{on} は、 $I_{on} = \{(a_{on}^2 + b_{on}^2)/2\}^{1/2}$ で表わせる。図8(a)に抵抗負荷、導通角 40° の場合の周波数スペクトル理論値を、図8(b)には負荷角 60° 、導通角 40° の場合のものを示す。それぞれ次数 $n=1$ を基準100%にとっている。特徴として抵抗負荷の場合、PWM制御による出力波形はほとんど改善されていない。しかしPWM制御により出力波形が極端に悪くなるわけでもない。一方、負荷にインダクタンスが含まれてくるとPWM制御の効果は顕著に表われてくる。例えば負荷角 60° 、導通角 40° の場合、第3調波0.5%、第5調波4.0%、第7調波2.0%、これ以上の調波成分は0.8%を越えることなく減衰する。したがってPWM制御は出力波形改善に非常に効果があるといえる。

5. 位相制御とパルス幅制御の評価

電圧制御を行うためには、先に報告した⁵⁾、導通角一定 ($\gamma = \pi/3$) で点弧角 α を変えることにより制御する位相制御と、本稿のPWM制御の2方法がある。しかし両者の特徴を比較するため改めて出力電圧実効値を

基準にとり、検討する。

出力電圧実効値は対称波形のため入力のある1相の線間電圧 e_{uv} を用いて、次式のように表わされる。

$$\begin{aligned}
 E_o &= [3/\pi \int_a^\beta e_{uv}^2(\theta) d\theta]^{1/2} \\
 &= E_m [3/2\pi \{ \beta - \alpha + \sin(\alpha - \beta) \cdot \cos(\alpha + \beta) \}]^{1/2} \dots\dots(11)
 \end{aligned}$$

(I) 位相制御……この場合、点弧角 α を可変させる範囲は $0^\circ \sim 180^\circ$ で、消弧角 $\beta = \alpha + \pi/3$ を代入することにより、その実効値 E_{op} は次式で表わされる。

$$E_{op} = E_m [1/2 \{ 1 - 3\sqrt{3}/2\pi \cdot \cos(2\alpha + \pi/3) \}]^{1/2}$$

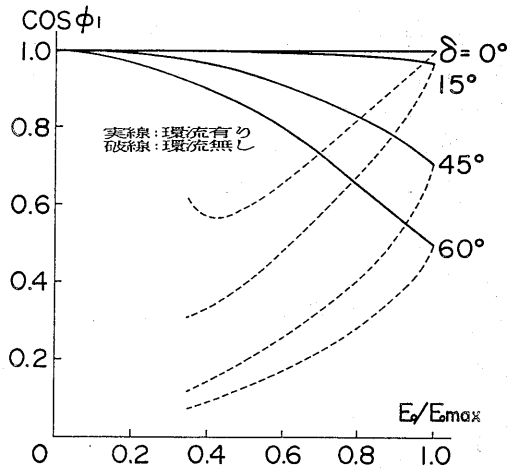


Fig. 9 Fundamental power factor vers. output effective voltage $E_o/E_o \max$.

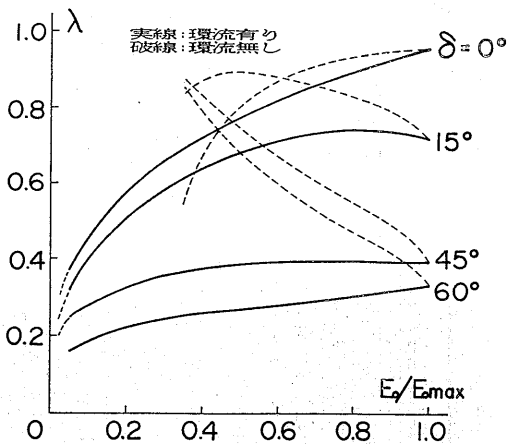


Fig. 10 Distortion factor vers. $E_o/E_o \max$.

(II) PWM循環制御……この場合、導通角 γ を変数にして、点弧角 $\alpha=(\pi-\gamma)/2$ 、消弧角 $\beta=(\pi+\gamma)/2$ 、 $\beta\sim\alpha+\pi/3$ では無効電力循環を行う。上式を(II)式に代入し、その実効値 E_{ow} は次のようになる。

$$E_{ow} = E_m [3/2\pi(\gamma - \sin \gamma)]^{1/2}$$

まず、出力電圧を制御できる範囲はPWM循環制御の100~0% ($\gamma=60^\circ\sim 0^\circ$) に対して、位相制御では点弧角が 150° 以上になると負側を再点弧させるように設定したため、その出力可変範囲は100~30.8% ($\alpha=60^\circ\sim 150^\circ$) となる。ただし再点弧を止めて $\alpha=150^\circ$ 以上では自然消弧を行なわせると下限は0%から制御可能となる。

また、出力波形は先に述べたように抵抗負荷では差がないが、負荷にインダクタンスが含まれるとPWMの方が高調波がかなり少なくなる。

入力側に関して比較するため、横軸を出力実効値の比で表すと、その基本波力率は図9のようになり、P

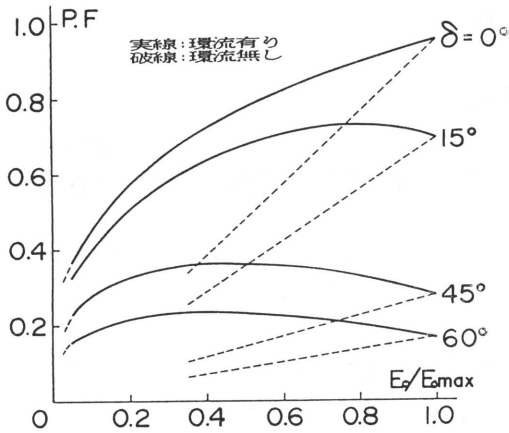


Fig. 11 Input power factor vers. $E_o/E_o \text{ max.}$

WM制御の方が良くその差は出力電圧実効値を下げる程大きくなる。またPWM制御の場合、負荷力率の値より下がることはない。

変形率 λ を図10に示す。位相制御の方が高調波歪が小さいことがわかる。ただし出力電圧の変化に対し、その変化はかなり大きい。一方PWM制御の方は、たとえば出力電圧を40~100%の範囲で制御するものと限定すると、変形率の変化は位相制御に比べはるかに小さい。したがって高調波除去フィルタを設ける場合、最悪の場合を考慮する必要があり、そのことよりPWM制御においてもフィルタの容量はあまり大きくはならないといえる。

入力力率は図11に示されるように、常にPWM制御して無効電力循環の方が優っている。これは基本波力率が大きく改善されるためである。

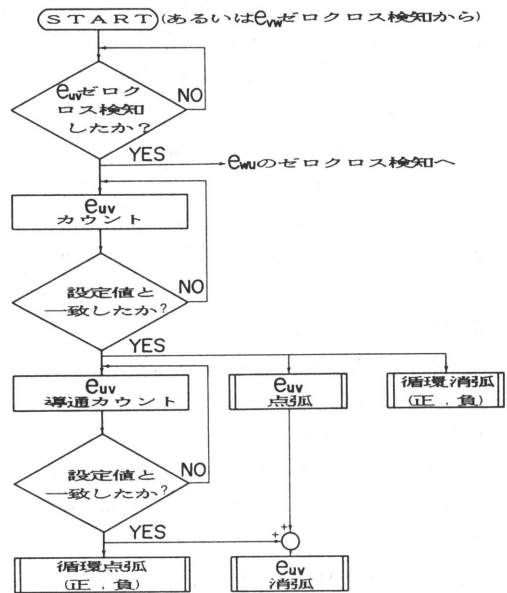


Fig. 12 Flow chart of the gate circuit.

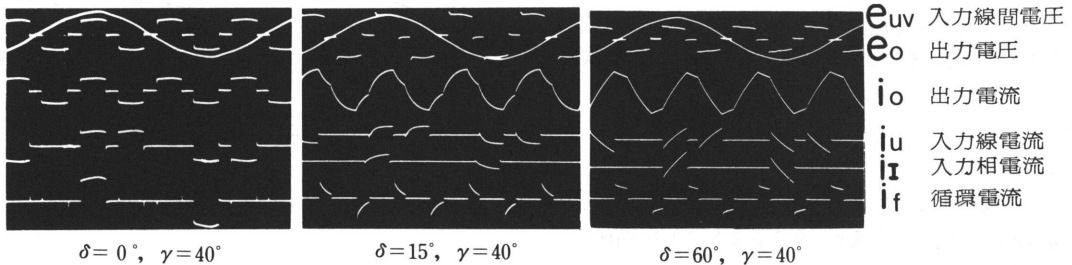


Fig. 13 Observed waveforms of input, output and circulating.

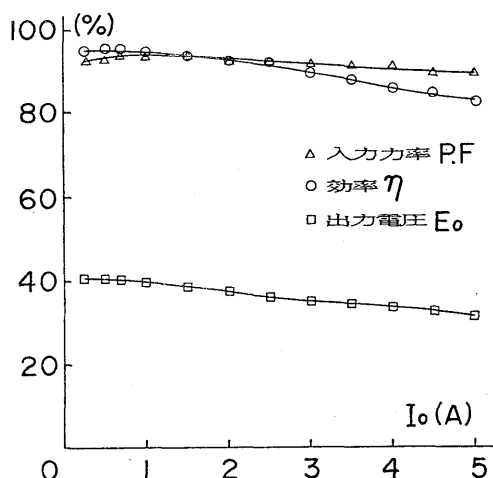


Fig. 14 Load characteristics ($\delta=0^\circ, \gamma=40^\circ$).

以上のことより、PWM循環制御法ではL負荷になるほど出力電流波形の改善にはなるが、入力電流波形の改善にはならず、鋸歯状波になり高次調波まで多く含むことは容易に認められる。そのため入力力率の改善には、PWM循環制御法ではACフィルタの設定に効果があり、5次から13次までと必要な高次フィルタが接続され、同一電源の他装置への高調波障害をも防止している。また位相制御法では基本波力率改善すなわち補償コンデンサを設けることにより効果が表われるといえる。

6. 実験結果

本実験ではチョップ部にパワーダーリントントランジスタを用いた。またゲート回路は100KHzの基準水晶発振器でデジタル制御を行った。図12にそのフローチャートを示す。また図13に導通角 40° の場合のそれぞれ負荷角 $0^\circ, 15^\circ, 60^\circ$ の場合の各部波形を示す。誘導負荷時に負荷電流にはない突入電流が循環電流にみられるのは、合成用変圧器の漏れインダクタンスに蓄えられた磁気エネルギーも AC_{sw} によって環流するためであると考えられる。また、負荷の変化に対する入力

力率、出力実効値、及び効率の実測値を図14に示す。出力電圧の降下は変圧器の巻線抵抗によるもので、入力力率もほぼ一定しており、効率は89~94%と高い。

7. あとがき

3倍周波数電源に1パルス幅制御を用いることにより次の事項が改善された。

- (I) R+L負荷では出力波形は大幅に改善される。抵抗負荷では従来どおりである。
- (II) 入力基本波力率の改善、さらに点弧角を移相させることにより進み力率でも運用が可能となる。
- (III) 循環を行うと制御素子は増えるが、入力力率が改善され、また高効率である。

ただし重い誘導性負荷では入力力率も悪くなり、また入力側の波形歪も大きい。今後はこれらを改善するため、補償コンデンサの位置(電源側、負荷側)及び容量、高調波除去フィルタなどの検討が必要である。

最後に本研究の実験等を行った卒論生広田芳仁君、八木俊二君、辻明彦君に感謝します。

参考文献

- 1) W. Shepherd & Zand: "Energy Flow and Power Factor in Nonsinusoidal Circuits" Cambridge University Press (1979)
- 2) E. El-Bidweihy et al: "Power Factor of AC Controllers for Inductive Loads" IEEE Trans. IECI 27 [3] 210 (1980)
- 3) 中西・姫井: "強制転流形交流スイッチによる誘導性負荷の位相制御" 半導体電力変換研究会, SPC-81-32 (昭56-5)
- 4) 飯田・宮入: "単相交流電力調整回路におけるPWM制御の効果の検討" 電学論, 103, B 1, 7 (昭58-1)
- 5) 東・高橋: "静止小型化3倍周波数電源回路と点弧角移相による力率解析" 半導体電力変換研究会, SPC-82-31 (昭57-7)

