

新方式無循環電流三相サイクロコンバータの入出力特性

吉田和彦*・小山 純*

Input and output characteristics of the new non circulating current three phase cycloconverter

by

Kazuhiko YOSHIDA, Jun OYAMA

(Department of Electrical Engineering)

We have already reported fundamental characteristics of the new non circulating current three phase cycloconverter, which consists of two SCR bridge converters operating simultaneously without flowing circulating current.

This cycloconverter can be operated with control angle of phase lag, phase advance, and switching alpha, gamma control angle, and output voltage waveform is uniquely decided with control angle, and is not varied with load power factor.

In this paper, the harmonic analysis of output voltage and input current for the new non circulating current three phase cycloconverter is made, and general formulas of output voltage and input current is represented using harmonic series.

1. まえがき

一般に、三相サイクロコンバータは、同一特性を有する2組の2象限動作コンバータを逆並列に接続した逆並列接続順逆変換装置3台により構成される。いま、正群コンバータを制御遅れ角 α で、負群コンバータを制御進み角 γ で同時に動作させると、両群コンバータの出力電圧の平均値は同じでも、瞬時出力電圧波形の差異により、両コンバータ間には、その差電圧による循環電流が流れる。この循環電流は負荷電流としては役立たないもので、コンバータの負担を増加させ、力率、効率が悪化する。さらに、ゲート信号の波形によってはトルクショック等の原因にもなる。⁽¹⁾しかしながら、通常非循環電流方式サイクロコンバータでは、負荷電流方向検出装置が必要であり、さらに負荷の力率角によって、出力波形が変化するという欠点がある。

筆者等は、先に、逆並列接続順逆変換装置に強制転

流回路を導入し、両群コンバータに同一のゲート信号を加えて、出力電圧波形を同一にすることにより、循環電流を流すことなく両群コンバータを同時に動作させ、制御遅れ角 α 、制御進み角 γ の両領域で運転することができる新方式無循環電流サイクロコンバータを提案した。^{(2),(3)}このサイクロコンバータは、ゲート信号を制御することにより、制御遅れ角 α のみ、あるいは、制御進み角 γ のみといった単独の制御角での動作ができるばかりでなく、両制御角を任意の位相角で切替えての動作もまた可能であるという特徴を有する。したがって、単独制御角での出力電圧波形は一定で、負荷の力率角に依存せず、さらに、切替え制御角では切替える位相角によって出力電圧波形を決定することができるため、それぞれの高調波系列を明らかにすることにより、サイクロコンバータの波形改善、高調波軽減を行うことが可能と思われる。

本論文では

昭和55年10月1日受理

* 電気工学科

- (i) サイクロコンバータは必要な期間、連続導通状態にあるものとする。
- (ii) 負荷電流は理想正弦波とする。
- (iii) 転流時の重なり期間を無視する。
- (iv) 電源や入力変圧器のインピーダンスを無視する。

という仮定の下に、新方式無循環電流サイクロコンバータの出力電圧および入力電流について、単独制御角方式、切替え制御角方式それぞれにおける高調波解析を行い、良好な結果が得られたので、ここに報告する。

2. サイクロコンバータの出力電圧

第1図に本解析で用いる新方式無循環電流三相サイクロコンバータの基本回路を示す。サイクロコンバータは、出力電圧波形の平均値包絡線が、目標とする出力電圧と一致するように、入力電圧波形をサイリスタのスイッチングにより、適当につなぎ合わせることによって、出力電圧を発生している。したがって、周波数変換比、出力電圧比、変換パルス数等により、その出力電圧波形が決定される。しかしながら、通常のフーリエ解析による方法は大変複雑なものとなり、有用な結果は得にくい。

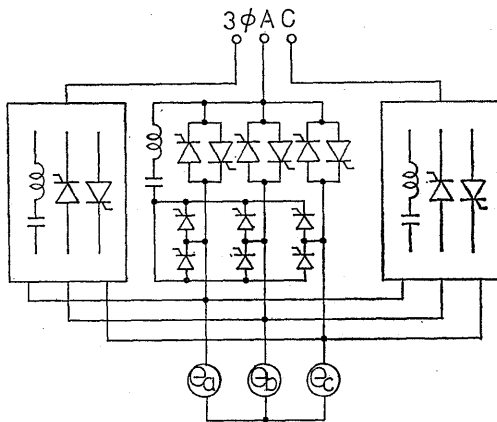


Fig. 1 Fundamental circuit of the new non-circulating current three phase cycloconverter

そこで、サイリスタが ON のとき“1”、OFF のとき“0”となるスイッチング関数を設定し、個々のサイリスタのスイッチングにより発生する電圧セグメントを、サイリスタに印加される正弦波入力電圧とスイッチング関数との積の形で表現することによって、サイクロコンバータの出力電圧波形を調和級数の形で表現することができる。(4),(5)

具体的には、位相制御角が 90° のときの平均出力電圧は零となる点に着目し、周波数 f_0 の交流電圧を発生するときの制御角の 90° に対する変化分が $f(\theta_0)$ で表わされるものとする、 $f(\theta_0)$ は周波数 f_0 で零を中心として正負対称に振動する。しかも、制御角の制限のため、 $f(\theta_0)$ の変化幅は、 $-\pi/2 < f(\theta_0) < \pi/2$ であり、出力電圧比 k によって小さくなる。この位相変調関数 $f(\theta_0)$ を用いることによって、サイクロコンバータの出力電圧の一般式を得ることができる。

ここで、位相変調関数 $f(\theta_0)$ とサイリスタのスイッチング関数 F_1, F_2, F_3 との関係を第2図に示す。また、ゲート信号の制御法は余弦波制御法によるが、位相基準電圧 v_T および目標電圧 v_R には三角波を用いている。

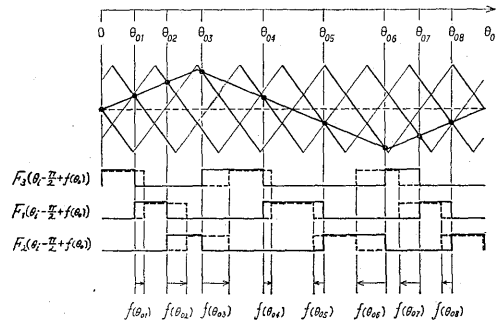


Fig. 2 Relationship between the phase modulated function and the switching function of SCR

(a) 遅れ角 α 制御

遅れ角 α 制御のみで動作しているときのサイクロコンバータの入力電圧波形、出力電圧波形および各サイリスタのスイッチング関数の関係を第3図に示す。この図より、サイクロコンバータの出力電圧は次式のように表わされる。

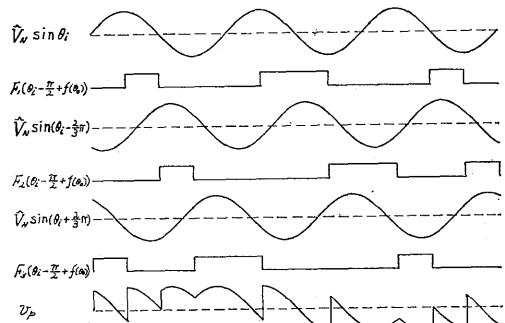


Fig. 3 Cycloconverter output voltage waveform (control angle of phase lag)

$$\begin{aligned}
v_P &= \widehat{V}_N \sin \theta_i \cdot F_1 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) \right) \\
&+ \widehat{V}_N \sin \left(\theta_i - \frac{2}{3} \pi \right) \cdot F_2 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) \right) \\
&+ \widehat{V}_N \sin \left(\theta_i + \frac{2}{3} \pi \right) \cdot F_3 \left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) \right) \quad (1)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{3\sqrt{3}\widehat{V}_N}{2\pi} \left\{ \sin f(\theta_0) \right. \\
&+ \frac{1}{2} \left[\sin 3\theta_i \cos 2f(\theta_0) + \cos 3\theta_i \sin 2f(\theta_0) \right] \\
&+ \frac{1}{4} \left[\sin 3\theta_i \cos 4f(\theta_0) + \cos 3\theta_i \sin 4f(\theta_0) \right] \\
&+ \frac{1}{5} \left[\sin 6\theta_i \cos 5f(\theta_0) + \cos 6\theta_i \sin 5f(\theta_0) \right] \\
&+ \frac{1}{7} \left[\sin 6\theta_i \cos 7f(\theta_0) + \cos 6\theta_i \sin 7f(\theta_0) \right] \\
&+ \dots \left. \right\} \quad (2)
\end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned}
F_1(\theta) &= \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \\
&\times \left[\sin \theta - \frac{1}{2} \cos 2\theta - \frac{1}{4} \cos 4\theta + \dots \right] \\
F_2(\theta) &= F_1 \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right), \quad F_3(\theta) = F_1 \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3)
\end{aligned}$$

さらに

$$\begin{aligned}
\sin Nf(\theta_0) &= \frac{4Nk \cos(Nk\pi/2)}{\pi} \\
&\times \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{(Nk)^2 - (2m-1)^2} \sin(2m-1)\theta_0 \quad (4) \\
\cos Nf(\theta_0) &= \frac{\sin(Nk\pi/2)}{(Nk\pi/2)} \\
&+ \frac{4Nk \sin(Nk\pi/2)}{\pi} \\
&\times \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{(Nk)^2 - (2m)^2} \cos 2m\theta_0 \quad (5)
\end{aligned}$$

の関係式を代入することにより、出力電圧 v_P は次式となる。

$$\begin{aligned}
v_P &= \frac{3\sqrt{3}\widehat{V}_N}{2\pi} \left[\frac{4k \cos(k\pi/2)}{\pi(1-k^2)} \sin \theta_0 \quad \leftarrow \text{基本波成分} \right. \\
&+ \frac{4k \cos(k\pi/2)}{\pi} \sum_{m=2}^{\infty} \frac{(-1)^m}{k^2 - (2m-1)^2} \sin(2m-1)\theta_0 \\
&+ \sum_{P=1}^{\infty} \left\{ \left[\frac{2 \sin[(3p-1)k\pi/2]}{[(3p-1)k\pi]^2} \right. \right. \\
&+ \left. \left. \frac{2 \sin[(3p+1)k\pi/2]}{[(3p+1)k\pi]^2} \right] \sin 3p\theta_i \right. \\
&+ \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ (-1)^m \frac{2k}{\pi} \left(\frac{\sin[(3p-1)k\pi/2]}{[(3p-1)k]^2 - (2m)^2} \right. \right. \\
&+ \left. \left. \frac{\sin[(3p+1)k\pi/2]}{[(3p+1)k]^2 - (2m)^2} \right) \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\times \left(\sin[3p\theta_i + 2m\theta_0] + \sin[3p\theta_i - 2m\theta_0] \right) \\
&+ (-1)^m \frac{2k}{\pi} \left(\frac{\cos[(3p-1)k\pi/2]}{[(3p-1)k]^2 - (2m-1)^2} \right. \\
&+ \left. \frac{\cos[(3p+1)k\pi/2]}{[(3p+1)k]^2 - (2m-1)^2} \right) \\
&\times \left(\sin[3p\theta_i + (2m-1)\theta_0] \right. \\
&\left. - \sin[3p\theta_i - (2m-1)\theta_0] \right) \left. \right\} \quad (6)
\end{aligned}$$

(b) 進み角 γ 制御

進み角 γ 制御のみでの出力電圧は、(a)の遅れ角 α 制御と同様な考え方で、(1)式において、位相変調関数 $f(\theta_0)$ を $-f(\theta_0)$ と置き、 $-\pi/2$ を $\pi/2$ と置けば良い。

(c) 切替え制御

切替え制御角方式による動作は、出力周波数の半周期ずつ交互に遅れ角 α 制御と進み角 γ 制御とを切替えればよい。したがって、遅れ角 α 制御動作のときには“1”，他の動作のときには“0”となるスイッチング関数 $F_P(\theta_0)$ と、進み角 γ 制御動作のときには、同様なスイッチング関数 $F_N(\theta_0)$ とを導入し、それぞれと遅れ角 α 制御および進み角 γ 制御での出力電圧との積を取り、それぞれの和により、切替え制御時の出力電圧の一般式が求まる。これらのスイッチング関数は次式のようになる。

$$\begin{aligned}
F_P(\theta_0) &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \\
&\times \sin[(2n-1)(\theta_0 + \phi_0)] \\
F_N(\theta_0) &= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \\
&\times \sin[(2n-1)(\theta_0 + \phi_0)]
\end{aligned}$$

ここで、 ϕ_0 は任意の位相角であり、負荷の力率角には依存しない。したがって、出力電圧は次式より求まる。

$$v_0 = v_P \cdot F_P(\theta_0) + v_N \cdot F_N(\theta_0)$$

3. サイクロコンバータの入力電流

サイクロコンバータの特徴は周波数直接変換ということであるが、反面、入力側と出力側との間にエネルギー蓄積装置を持たないために、出力側の特性が入力側にも影響を及ぼし、通常の位相制御コンバータとは異なった複雑な入力電流波形となる。

入力電流波形の解析に際しては、出力電圧波形の解析と同様な方法で考えられる。出力電流は理想正弦波であると仮定していることから、個々のサイリスタの導通期間をスイッチング関数で表わし、出力電流との

積を取ることにより、入力電流が求まる。

(a) 遅れ角 α 制御

第4図に、各相の出力電圧、サイリスタのスイッチング関数および入力電流とその和としての一相当りの入力電流波形を示す。この図より、遅れ角 α 制御方式の入力電流は次式となる。

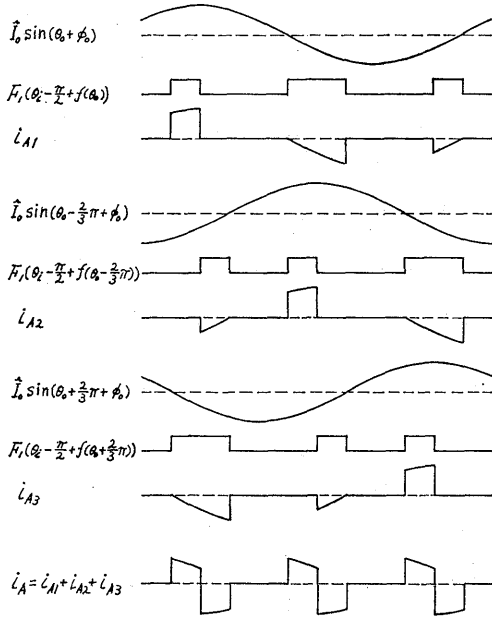


Fig. 4 Cycloconverter input current waveform (control angle of phase lag)

$$\begin{aligned}
 i_{AP} &= \hat{I}_0 \sin(\theta_0 + \phi_0) \cdot F_1\left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0)\right) \\
 &+ \hat{I}_0 \sin\left(\theta_0 - \frac{2}{3}\pi + \phi_0\right) \\
 &\times F_1\left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f\left(\theta_0 - \frac{2}{3}\pi\right)\right) \\
 &+ \hat{I}_0 \sin\left(\theta_0 + \frac{2}{3}\pi + \phi_0\right) \\
 &\times F_1\left(\theta_i - \frac{\pi}{2} + f\left(\theta_0 + \frac{2}{3}\pi\right)\right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} \hat{I}_0}{\pi} \left\{ \frac{6k \cos(k\pi/2) \cos\phi_0}{\pi(1-k^2)} \sin\theta_i \leftarrow \begin{matrix} \text{基本波} \\ \text{有効分} \end{matrix} \right. \\
 &+ \frac{3k \cos(k\pi/2)}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{(-1)^{3m+1}}{k^2 - (6m \pm 1)^2} \right. \\
 &\left. \times \sin[\theta_i \pm 6m\theta_0 \pm \phi_0] \right) + \dots \left. \right\}
 \end{aligned}$$

ただし、 ϕ_0 は負荷の基本波力率角

(b) 進み角 γ 制御

進み角 γ 制御方式における入力電流は遅れ角 α 制

御の場合と同様な方法で、2.(b) に示すようにして求まる。

(c) 切替え制御

出力電圧の解析と同様に、遅れ角 α 制御および進み角 γ 制御の状態を表わすスイッチング関数 $F_P(\theta_0)$, $F_N(\theta_0)$ と、それぞれの入力電流の積の形で表現することができる。

4. 解析結果

2の結果の式より、まず、出力電圧に含まれる高調波の周波数成分は、

$$\begin{aligned}
 \text{単独制御角の場合} & \quad (2m-1)f_0, \quad 3mf_i \\
 & \quad 3mf_i \pm 2nf_0 \\
 & \quad 3mf_i \pm (2n-1)f_0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{切替え制御角の場合} & \quad (2m-1)f_0, \quad 3(2m-1)f_i \\
 & \quad 3(2m-1)f_i \pm 2nf_0 \\
 & \quad 6mf_i \pm (2n-1)f_0
 \end{aligned}$$

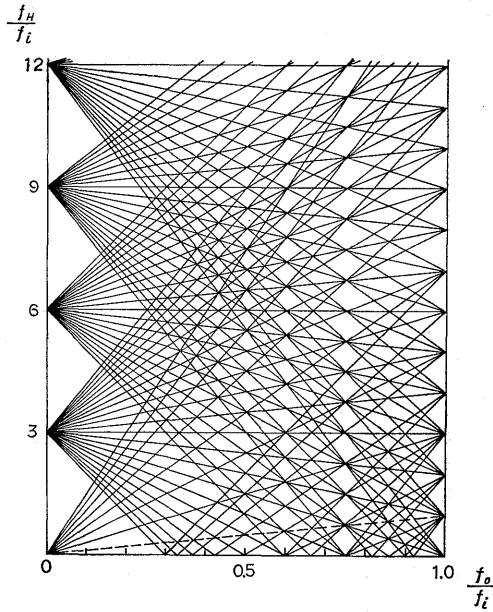
となり、これを周波数スペクトラムとして分析した結果を第5図(a), (b)に示す。ここで、(a)は単独制御角方式、(b)は切替え制御角方式である。図において横軸は周波数変換比を表わし、縦軸は、高調波周波数の入力周波数に対する比を表わしている。

単独制御角方式においては、入力周波数の3倍調波に対し、出力周波数の偶数倍、奇数倍調波が影響を与えている。切替え制御角方式においては、入力周波数の3の奇数倍調波に対し、出力周波数の偶数倍調波が、入力周波数の3の偶数倍調波に対し、出力周波数の奇数倍調波がそれぞれ影響を与えている。

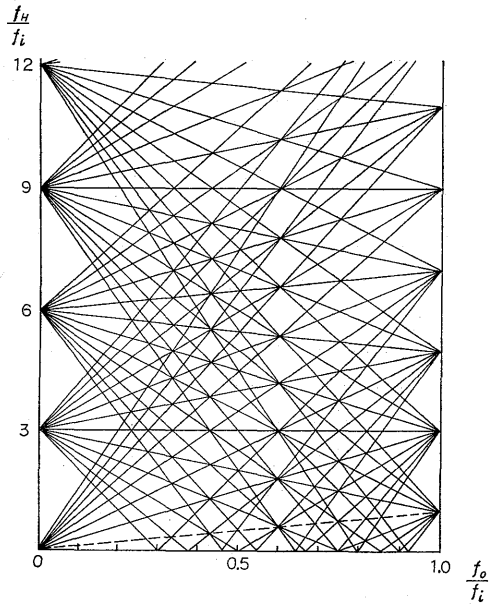
図から明らかなように、切替え制御角方式における出力電圧中の高調波を周波数成分的に見ると、単独制御角方式のそれと比較して半減していることがわかる。また、切替え制御角方式においては、出力周波数より低い低周波数高調波や、直流成分の減少により、負荷への悪影響が小さくなるものと思われる。

さらに、周波数変換比、出力電圧比を固定することにより、高調波のシミュレーションを行った結果を第6図(a), (b)に示す。ここで、(a)は遅れ角 α 制御、(b)は切替え制御により、出力周波数10Hz、出力電圧比0.8、(b)は切替え位相角90°であり、横軸は高調波の周波数、縦軸は基本波(10Hz)に対する振幅比である。この図より、前述の周波数成分が減少することが確認できたが、(b)の切替え制御角方式においては、かなり大きな高調波成分が存在することがわかった。

3の結果より、入力電流に含まれる高調波の周波数



(a) control angle of phase lag (or phase advance)



(b) switching α, γ control

Fig. 5 Harmonic frequency spectrum of output voltage

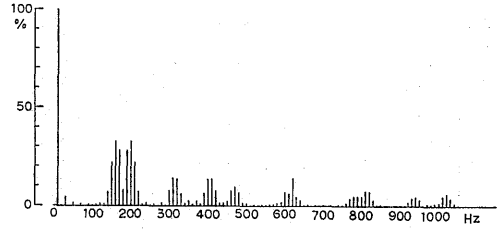
成分は

単独制御角の場合

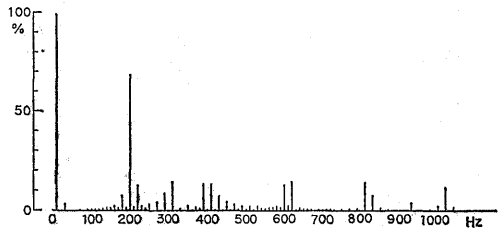
$$f_i \pm 3 \cdot 2nf_0, f_i \pm 3 \cdot (2n-1)f_0$$

$$[3(2m-1) \pm 1]f_i \pm 3 \cdot 2nf_0$$

$$[3(2m-1) \pm 1]f_i \pm 3 \cdot (2n-1)f_0$$



(a) control angle of phase lag



(b) switching α, γ control

Fig. 6 Harmonic distribution of output voltage

$$(6m \pm 1)f_i \pm 3 \cdot 2nf_0$$

$$(6m \pm 1)f_i \pm 3 \cdot (2n-1)f_0$$

切替え制御角の場合

$$f_i \pm 3 \cdot 2nf_0$$

$$[3(2m-1) \pm 1]f_i \pm 3 \cdot (2n-1)f_0$$

$$(6m \pm 1)f_i \pm 3 \cdot 2nf_0$$

となる。出力電圧の場合と比較して、入力電流の場合はより複雑なものとなっている。単独制御角では入力周波数の3の奇数倍 ± 1 に対し、出力周波数の3倍調波が、さらに入力周波数の6倍調波 ± 1 に対しても出力周波数の3倍調波が影響を与えている。切替え制御角方式においては、入力周波数の3の奇数倍 ± 1 に対し、出力周波数の3の奇数倍調波が、入力周波数の6倍調波 ± 1 に対し、出力周波数の3の偶数倍調波がそれぞれ影響を与えている。これを周波数スペクトラムとして分析した結果を第7図(a), (b)に示す。ここで、(a)は単独制御角方式、(b)は切替え制御角方式であり、図の見方は第5図と同じである。

図から明らかなように、入力電流においても切替え制御角方式が単独制御角方式と比較して、周波数成分的に優れていることがわかる。

出力電圧の場合と同様に、周波数変換比、出力電圧比を固定することにより、入力電流に含まれる高調波のシミュレーションを行った結果を第8図(a), (b)に示す。ここで、(a)は遅れ角 α 制御、(b)は切替え制御により、出力周波数10Hz、出力電圧比0.8、負荷の力率角 30° である。横軸は高調波の周波数であり、縦軸は、入力電流の基本波(60Hz)に対する振幅比で

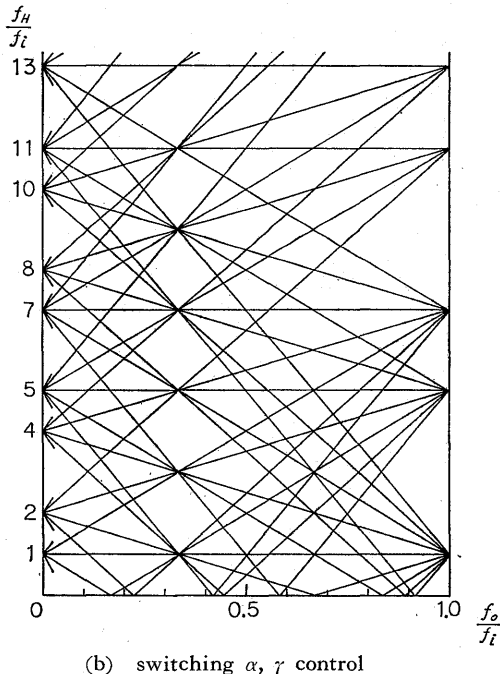
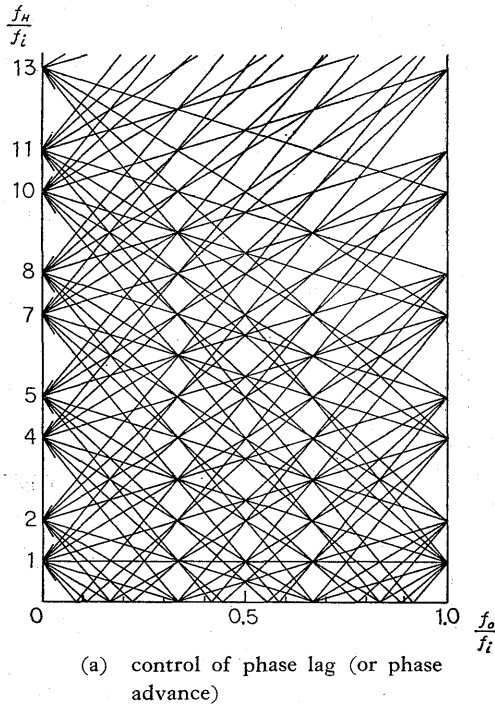


Fig. 7 Harmonic frequency spectrum of input current

ある。この図より、(b)の切替え制御によるものが、(a)の単独制御角に比較して、高い周波数域での高調波の振幅が小さいことがわかり、さらに(a)の単独制御角では、基本波より低い周波数の高調波があり、わずかながら、直流成分も見られる。したがって、出力

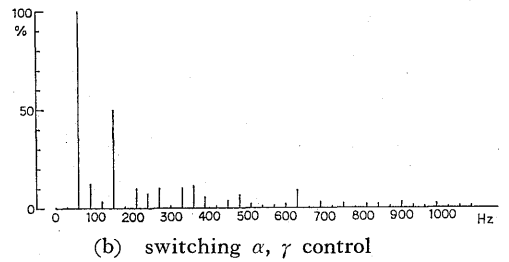
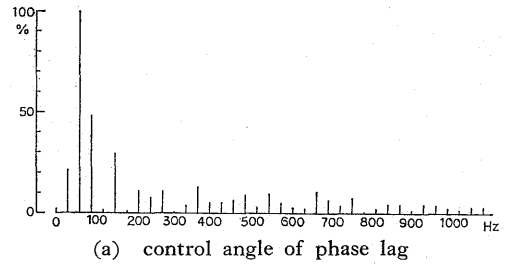


Fig. 8 Harmonic distribution of input current

電圧、入力電流とも、切替え制御角方式が単独制御角方式より優れていることがわかる。

5. あとがき

以上、新方式無循環電流サイクロコンバータの出力電圧および入力電流における位相変調関数の導入による理論上の高調波解析について述べた。本方式によるサイクロコンバータの特徴は、単独制御角での動作ができるばかりでなく、制御角を切替えての動作もまた可能であるということであったが、解析結果より明らかかなように、高調波を周波数成分のみで考えれば、切替え制御角方式の方が優れていることがわかる。したがって、本方式によるサイクロコンバータを切替え制御角方式により動作させた場合、負荷の力率角に依存しない、任意の位相角での出力電圧を得ることができ、出力波形の改善、高調波成分の軽減によるサイクロコンバータの最適制御が容易である。

しかしながら、高調波の振幅比という点で考えると、(6)式に一例を示すように、出力電圧および入力電流の一般式は、かなり複雑な形となっており、さらに、周波数変換比、出力電圧比を独立変数として、その内部に含んでいるため、それらを考慮した一般的な定量的解析はかなり困難であると思われる。そこで、第6図(b)に見られるような優勢な高調波成分に絞っての高調波解析が必要であるが、その点については、別の機会に報告する。

なお、本稿での高調波の数値計算に当たっては、長崎大学情報処理センター(M-180IIAD)を利用して行った。

参 考 文 献

- (1) 小山：長崎大学工学部研究報告13, p. 37 (昭54-3)
- (2) 小山, 原：昭54年電気学会全国大会572
- (3) 小山, 吉田, 原：長崎大学工学部研究報告14, p. 33 (昭55-1)
- (4) 小山, 吉田：昭55年電気学会全国大会560
- (5) B. R. Pelly 著, 西條訳 サイクロコンバータ
電気書院