

新方式無循環電流サイクロコンバータの高調波解析法

峰尾俊和*・小山純*
山田英二**Harmonic analysis method for the new non-circulating
current three phase cycloconverter

by

Toshikazu MINEO*, Jun OYAMA*
and Eizi YAMADA**

This paper deals with the new non-circulating current three phase cycloconverter, which consists of anti-parallel connected two thyristor bridges and can be operated with control angle of phase lag, phase advance and switching alpha-gamma-PWM control without flowing circulating current, and output voltage waveform is independent of load power factor.

In the paper, new harmonic analysis method is presented and applied for harmonic analysis of this new cycloconverter output voltages and input currents.

1. まえがき

筆者等は、先に、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三相サイクロコンバータに強制転流回路を導入し、2組のコンバータに同一のゲート信号を加えることにより、出力電圧波形を同一にして循環電流をなくし、かつ制御遅れ角 α および制御進み角 γ の両領域で運転できる新方式無循環電流三相サイクロコンバータを提案した。

この装置は、ゲート信号を制御することにより (i) 切替え方式の自然転流動作 (ii) 遅れ角 α および進み角 γ での両方向転流動作 (iii) 任意の相への強制転流動作のすべての動作モードで運転でき、かつ動作状態のまま任意の動作モードに容易に移行できるという特徴がある。従って、 α 制御、 γ 制御、PWM制御の単独制御のみならず、 α 、 γ 、PWM切替え制御などの制御方式で運転でき、出力電圧波形は負荷力率に依存せず、制御方式及び制御角で出力電圧波形を決定できる。

サイクロコンバータの解析には、スイッチング関数を用いる方法¹⁾²⁾等があるが、 α 、 γ 、PWM切替え制御の様に制御方式が急に変化する場合には適用できない。そこで、本論文において新しい解析法を提案し

(1) 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。

(2) 負荷電流は理想正弦波とする。

(3) 転流時の重なり期間を無視する。

(4) 電源や入力変圧器のインピーダンスを無視する。

という仮定の下で、新方式無循環電流三相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、 α 制御、 γ 制御、PWM制御の各単独制御方式および切替え制御方式における高調波解析を行ったので、ここに報告する。

2. サイクロコンバータの出力電圧

第1図に新方式無循環電流三相サイクロコンバータの回路構成を示す。

ブリッジ形サイクロコンバータの出力電圧は、UP-

昭和58年9月30日受理

* 電気工学科 (Department of Electrical Engineering)

** 電子工学科 (Department of Electronic Engineering)

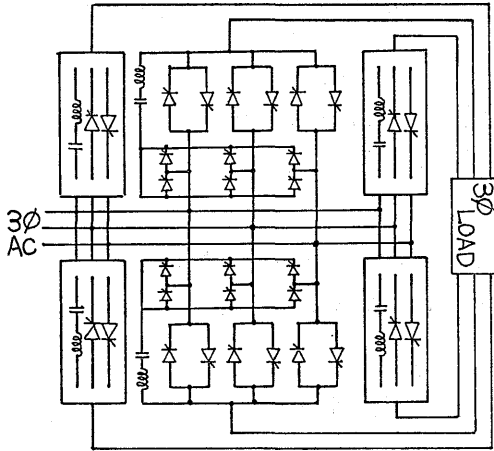


Fig. 1 The new non circulating current Three phase cycloconverter

UPPER HALF (ブリッジ上部) が作る電圧 v_u , と LOWER HALF (ブリッジ下部) が作る電圧 v_l の差として得られる。

そこで、解析においては、UPPER による電圧 v_u と LOWER による電圧 v_l の高調波成分をそれぞれ求め、合成することにより出力電圧の高調波成分を求めることができる。第2図に v_u と v_l の関係を示す。

まず、UPPER HALF による電圧 v_u の高調波成分は以下の様にして求める。

いま、ブリッジ形サイクロコンバータの出力周波数 f_o および電源周波数 f_i を整数とし $t_m \leq t < t_m + 1/3f_i$

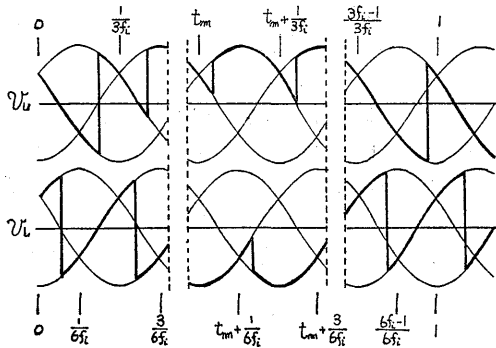


Fig. 2 Output voltages of upper and lower half bridge (control angle of phase lag)

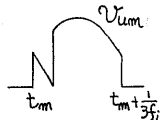


Fig. 3 voltage pulse v_{um}

(ただし $t_m = m/3f_i$ $m=0, 1, 2 \dots 3f_i-1$) の期間を考える。この期間の電圧パルス v_{um} (第3図) を周期1秒でフーリエ級数に展開すれば、次式が得られる。

$$v_{um} = a_{0um} + \sum_{s=1}^{\infty} a_{sum} \cos 2\pi s t + \sum_{s=1}^{\infty} b_{sum} \sin 2\pi s t$$

ただし $a_{0um}, a_{sum}, b_{sum}$ は制御角の関数である。

UPPER HALF による電圧 v_u の高調波成分は、周期1秒に含まれるすべての電圧パルス v_{um} の高調波成分の合成として求めることができ、次の様に書ける。

$$v_u = a_{0u} + \sum_{s=1}^{\infty} a_{su} \cos 2\pi s t + \sum_{s=1}^{\infty} b_{su} \sin 2\pi s t$$

ただし

$$a_{0u} = \sum_{m=0}^{3f_i-1} a_{0um} \quad a_{su} = \sum_{m=0}^{3f_i-1} a_{sum} \quad b_{su} = \sum_{m=0}^{3f_i-1} b_{sum}$$

同様に、LOWER HALF による電圧 v_l の高調波成分を求めることができる。ただし第2図の v_l からわかるように $t_m + 1/6f_i \leq t < t_m + 3/6f_i$ ($t_m = m/3f_i$ $m=0, 1, 2 \dots 3f_i-2$) の幅 $1/3f_i$ の期間、および $0 \leq t < 1/6f_i$, $(6f_i-1)/6f_i \leq t < 1$ の幅 $1/6f_i$ の期間の各電圧パルス v_{lm} について考えればよい。

従って、サイクロコンバータの出力電圧 v は

$$v = v_u - v_l = a_0 + \sum_{s=1}^{\infty} a_s \cos 2\pi s t + \sum_{s=1}^{\infty} b_s \sin 2\pi s t$$

ただし

$$a_0 = a_{0u} - a_{0l} \quad a_s = a_{su} - a_{sl} \quad b_s = b_{su} - b_{sl}$$

となる。

(a) 遅れ角 α 制御

まず、UPPER HALF による電圧パルス v_{um} について考えてみる。 $t_m \leq t < t_m + 1/3f_i$ の期間においてサイクロコンバータが α 制御されているとすれば、この期間の電圧パルス v_{um} は制御角 α の変化により、第4図に示す様に4つの型がある。ただし

$$\omega_i = 2\pi f_i$$

次に LOWER HALF による電圧パルス v_{lm} について考えてみる。まず、領域 $1/6f_i \sim (6f_i-1)/6f_i$ 中における $t_m + 1/6f_i \leq t < t_m + 3/6f_i$ の期間の電圧パルス v_{lm} は正負は逆となるが第4図に示す型と同じ型を α の変化によって示す。また、両端における幅 $1/6f_i$ の期間の電圧パルス v_{lm} も α の変化により、それぞれ $0 \leq t < 1/6f_i$ の期間においては3つの型、 $(6f_i-1)/6f_i \leq t < 1$ の期間では4つの型が存在するが、実際は第5図に示す型を考えればよい。

第4図、第5図からわかるように、電圧パルスは現在の制御角 α_m と前の制御角 α_{m-1} の値によって型が決定される。

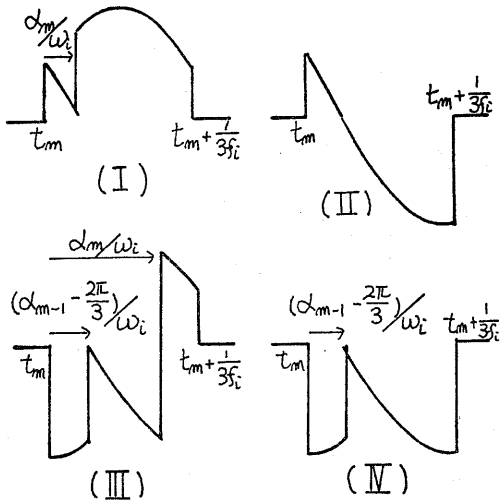


Fig. 4 Type of voltage pulse on control angle of phase lag (upper half bridge)
 (I) $0^\circ \leq \alpha_{m-1} < 120^\circ, 0^\circ \leq \alpha_m < 120^\circ$
 (II) $0^\circ \leq \alpha_{m-1} < 120^\circ, 120^\circ \leq \alpha_m < 180^\circ$
 (III) $120^\circ \leq \alpha_{m-1} < 180^\circ, 0^\circ \leq \alpha_m < 120^\circ$
 (IV) $120^\circ \leq \alpha_{m-1} < 180^\circ, 120^\circ \leq \alpha_m < 180^\circ$

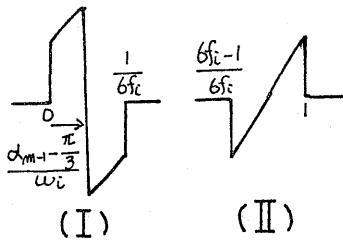


Fig. 5 Voltage pulse on both sides of interval (Lower half bridge)
 (I) $0^\circ \leq \alpha_{m-1} < 120^\circ, 0^\circ \leq \alpha_m < 120^\circ$
 (II) $0^\circ \leq \alpha_{m-1} < 120^\circ, 0^\circ \leq \alpha_m < 120^\circ$

(b) 進み角 γ 制御

α 制御と同様に制御角 γ の変化により電圧パルスの型が決定される。ただし γ 制御の場合は、現在の制御角 γ_m と次の制御角 γ_{m+1} によって型が決定される。

(c) PWM 制御

PWM 制御においても α 制御、 γ 制御と同様に考えてよいが、電圧パルスの型が他と異なることと、型は現在の制御角 β_m によってのみ決まり、第6図に示す3つの型がすべてである。

(d) 切替え制御

$\alpha\gamma$ 切替え制御および $\alpha\gamma$ 切替え+PWM 制御も各々の単独制御時の電圧パルス v_m のつなぎ合せにすぎない。従って、単独制御の解析となら変わることはない。第7図に $\alpha\gamma$ 切替え制御および $\alpha\gamma$ 切替え+PWM 制御時の出力電圧波形を示す。

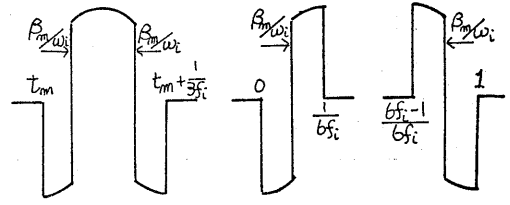


Fig. 6 voltage pulse on PWM control

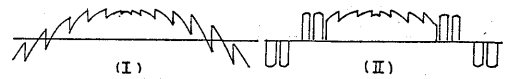


Fig. 7 Output voltage on switching control
 (I) switching α, γ control
 (II) switching $\alpha, \gamma, \text{PWM}$ control

3. サイクロコンバータの入力電流

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行える。ただし、転流時の相変化を考慮に入れる必要がある。そこで、出力電流は入力側各相のサイリスタの導通時に流れる入力電流の和によって形成されることを考慮し、出力電流をサイリスタの導通している入力側各相にふりわけ、それを出力側三相分の全てについて行い、それぞれの和を求めることにより、入力電流各相の波形を合成できる。

例えば、期間 $t_m \leq t < t_m + 1/3f_i$ において、第8図に示すような電圧パルス v_m および出力電流 i_{out} の場合、入力電流は、図のように相ごとの入力電流パルスに分割され、それぞれ高調波成分を求め、各々導通している相にふりわけ、この操作を出力三相のUPPER, LOWER 全てに対して行うことにより、入力電流各相の高調波成分を求めることができる。

第9図に α 制御時における出力電流第1相 (UPPER) 分に対する各相入力電流波形を形す。

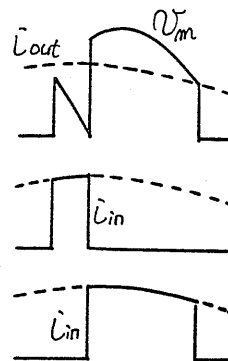


Fig. 8 Relationship voltage pulse and input current pulse

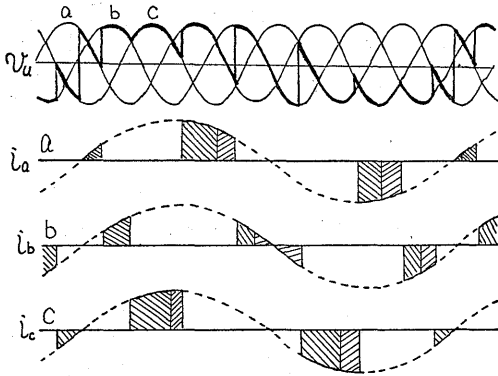


Fig. 9 Relationship between output voltage (or current) and input current, (..... output current)

4. 解析結果

出力周波数 8 Hz, 出力電圧比0.8における出力電圧に含まれる高調波の計算結果を第10図(a)(b)(c)(d)に示す. また, 出力周波数 8 Hz, 出力電圧比0.8, 負荷力率角 30° における入力電流に含まれる高調波の計算結果

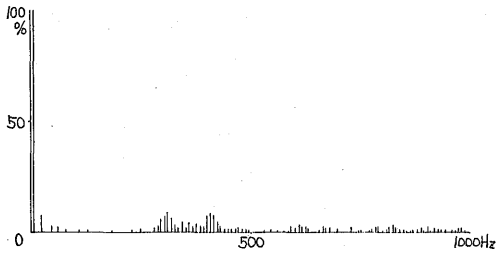


Fig. 10 (a) control angle of phase lag

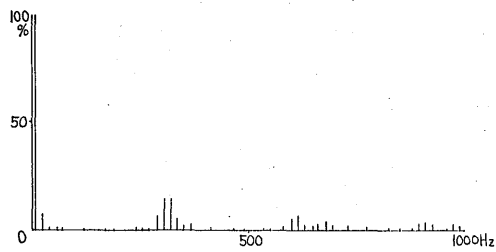


Fig. 10 (b) switching α, γ control

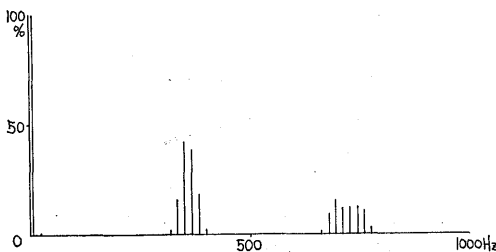


Fig. 10 (c) PWM control

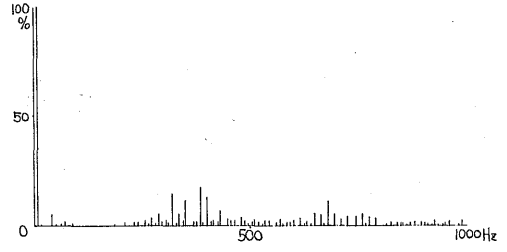


Fig. 10 (d) Switching α, γ , PWM control

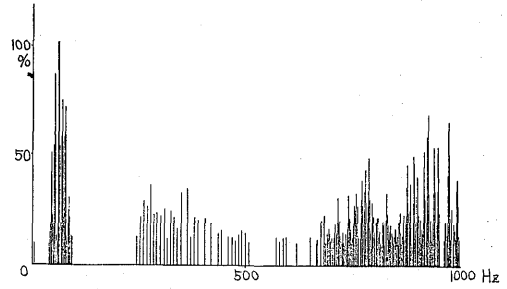


Fig. 11 (a) control angle of phase lag

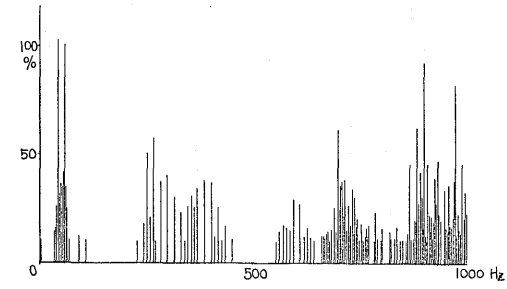


Fig. 11 (b) switching α, γ control

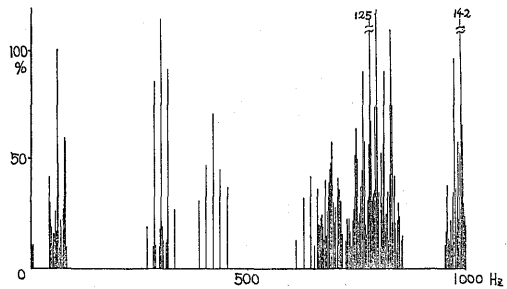


Fig. 11 (c) PWM control

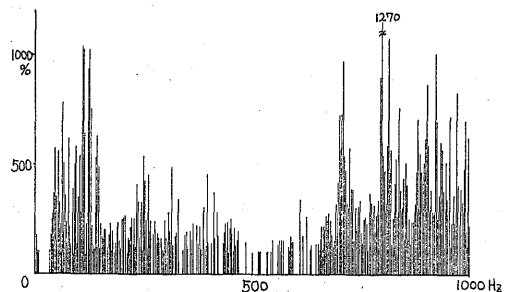


Fig. 11 (d) switchig α, γ , PWM control

果を第11図(a)(b)(c)(d)に示す。ここで、(a)は α 単独制御方式、(b)は $\alpha \cdot \gamma$ 切替え制御方式、(c)は PWM 単独制御方式、(d)は $\alpha \cdot \gamma$ 切替え+PWM 制御方式である。

5. あとがき

以上、新方式無循環電流三相サイクロコンバータの出力電圧および入力電流の高調波解析について述べた。

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出力電圧になるように、サイリスタのスイッチングにより入力電圧波形を裁断し、適当につなぎ合せて出力電圧を作っている。したがって、周波数変換比、出力電圧比、変換パルス等によって出力電圧波形が決定される。

通常のフーリエ解析による方法は、定常的な位相制御角で動作する通常の位相制御コンバータの場合には、十分適用できるが、サイクロコンバータの入出力波形の解析には、ほとんど無力である。

また、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、サイリスタに印加される正弦波入力電圧との積を取ることによって出力電圧波形を、出力電流との積を取ることによって入力電流波形をそれぞれ

調和級数の形で表わす方法は、出力周波数が入力周波数に比べ十分に低い場合、つまり制御角の変化が小さくて、各サイリスタの導通期間がほぼ等しいとみなせるような場合においては、十分有用であるが、出力周波数が高くなり、サイリスタの導通期間が大きく変化するようになると、誤差が大きくなりこの方法は適用できなくなる。

本論文で述べた解析方法は、出力電圧波形、入力電流波形をパルス列に分解、それぞれのパルスに対して高調波成分を求め、合成することによって波形全体に対する高調波成分を求めることができるというものである。従って、状況に応じたパルスの型を考慮することによって、より複雑な制御方式に対しても十分適用できる。本解析法の適用できる範囲は、 $6f_i$ 以下であり、精度を上げるためには、周期を長くする必要がある。

参 考 文 献

- 1) B. R. Pelly 著, 西條訳, サイクロコンバータ, 電気書院
- 2) 吉田・小山; 長崎大学工学部研究報告 16, p 27 (昭和56-1)