UDC 621.314.264.077.65

資 料

57-B1

三相 60Hz より三相 50Hz を得るサイ クロコンバータの特性

正 員 金 丸 保 典 (金沢工業大学)

1. ま え が き

我が国における商用周波数変換には、50Hz→60Hz 変換と 60Hz→50Hz 変換が必要である。定比式サイクロコンバータのうち、周波数でい増形で周波数変換比(出力周波数/入力周波数)が 6/5 となるものは 50Hz→60Hz 変換に応用でき、周波数でい降形で周波数変換比が 5/6 となるものは 60Hz→50Hz 変換に応用できる。50Hz→60Hz 変換に関しては研究例^{(1)~(3)}があり、筆者も先に三相 50Hz より三相 60Hz を得るサイクロコンバータの特性について、発表⁽⁴⁾を行なった。本研究はその補遺として 60Hz→50Hz 変換を行なうものについて述べる。

周波数でい降形サイクロコンバータにおいて、周波数変換比が 1/2, 1/3 であるものについては簡単な原理が示され⁽⁵⁾、ヨーロッパでは電鉄用として 1/3 倍周波数を得るもの(50Hz より 16⅔Hz を得る)が実用になっている。しかし、この場合は単相負荷での使用に限られた例である。従来より、5/6 という複雑な周波数変換比をもち、かつ三相負荷での使用が可能となる周波数でい降形サイクロコンバータの検討は全くなされていない。

本研究は、三相 60Hz より三相 50Hz を得るサイクロコンバータについて行なったものであり、回路構成、動作原理および動作特性を示す。特に、実際の使用において重要な要因となる出力電圧高調波、入力電流高調波については、その解析法を示し、実験結果と合せて検討を行なう。本サイクロコンバータは現在稼働中である新信濃(300MW)⁽⁶⁾、佐久間(300MW)の両周波数変換所のコンバータ・インバータ方式と直ちに置き換えが可能となるものではないが、前論文と合せて、サイクロコンバータによる商用周波数変換を実

現するものとして興味あるものである。

2. 回路構成と動作原理

60Hz→50Hz 変換には周波数変換比が 5/6 であるサイクロコンバータを使用する。図1は三相 60Hz より三相 50Hz を得るサイクロコンバータの主回路構成を示す。主変圧器は一次側 3 相、二次側 10 相である。主変圧器の巻数比を表1に示す。図2は主変圧器二次側の 10 相電圧と出力電圧の関係を示す。二次側 10 相電圧のある相より、10 分の 1 周期遅れた隣の相への転流を順次行なうことにより、出力周波数は入力周波数の 5/6 倍となり、入力が 60Hz であれば出力は 50Hz となる。図2のようにして出力一相分が得られるが三相出力を得るには、入力 10 相電圧のうち 4 相の差がある電圧を順次転流すればよい。図3は三相出力相電圧波形を示す。このように一次側 3 相、二次側 10 相の変圧器を用いることにより、三相出力が得られることがわかる。本サイクロコンバータに必要なサイリスタの個数は出力一相を得るには主変圧器二次側 10 相の各々の相に逆並列のサイリスタが計 20 個必要であ

表 1 変圧器巻数比

Table 1. Turn ratio of the transformer.

一 次	UV 相	VW 相	WU 相
二 次			
1	1		
2	K_4		$-K_3$
3		K_2	$-K_1$
4		K_1	$-K_2$
5	$-K_4$	K_3	
6	-1		
7	$-K_4$		K_3
8		$-K_2$	K_1
9		$-K_1$	K_2
10	K_4	$-K_3$	

$$K_1=0.8581, K_2=0.2401, K_3=0.6787, K_4=0.4697$$

Characteristics of a 60Hz-50Hz Cycloconverter with Three Phase Loads. By Yasunori Kanamaru, Member (Kanazawa Institute of Technology).

金丸保典：正員，金沢工業大学

図 1 主回路構成

Fig. 1. Main circuit configuration.

図 2 変圧器二次側電圧と出力相電圧

Fig. 2. Waveforms of secondary winding voltages and output phase voltage.

図 3 三相出力相電圧

Fig. 3. Waveforms of three output phase voltages.

り、出力三相とするには 3 倍の 60 個必要となる。これは従来方式⁽¹⁾の 24 個に比較して 3 倍弱の個数であり、サイリスタ 1 個あたりの稼働率が悪くなり本方式の難点となっている。出力一相を得るのに必要である二次側 10 相電圧に逆並列接続されている 20 個のサイリスタをそれぞれ、 $1P, 1N, 2P, 2N, \dots, 10P, 10N$ (P は正方向, N は負方向) とすると、サイリスタの点弧順序は規則正しく $\rightarrow 3P \rightarrow 3N \rightarrow 2N \rightarrow 2P \rightarrow 1P \rightarrow 1N \rightarrow 10N \rightarrow 10P \rightarrow \dots$ のようになる。ほかの出力二相に対してもサイリスタの点弧順序は全く同じであり、

図 4 出力相電圧と負荷電流

Fig. 4. Waveforms of output phase voltage and load current.

時間的な差があるだけである。

図 4 は負荷が誘導性負荷である場合の出力相電圧と負荷電流の関係を示す。ここで、負荷は誘導性であるため、負荷電流波形は正弦波状となるものとする。図 4 において δ は出力相電圧に対する負荷電流の遅れ位相であり、 $\cos \delta$ はほぼ負荷率となる。転流するのに必要な余裕角 α が零であれば、 $\cos \delta$ は正確に負荷率に一致するが、実際には余裕角 α が若干必要であり、出力相電圧の基本波成分がわずかにずれるため、 $\cos \delta$ は負荷率に一致しない。

ϕ_1, ϕ_2 は相電圧が、位相が $\pi/6$ だけ遅れた隣の相電圧に切換わる時点を示す。図に示すように、 ϕ_1 は $\pi/2$ 以後、 ϕ_2 は $3\pi/2$ 以後にあり、転流は自然転流となる。従って、強制転流回路が不用で、動作は安定なものとなる。転流を確実にこなうために余裕角 α を必要とするが、大きい α をとると出力電圧のひずみ率が大きくなるため限度がある。

3. 出力電圧と入力電流の理論解析

〈3.1〉 出力相電圧波形の解析 出力相電圧波形は図 4 に示す波形となる。 $\alpha > 0$ の値をとれば自然転流となるが、 $\pi/6$ だけ位相がずれた二つの相電圧が合致した時点で転流すれば $\alpha = 0$ となり、転流する直前の電圧が零にまでなってしまう時点で転流すれば $\alpha = \pi/3$ となるため、 α のとり得る範囲は $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ と考えれば十分である。図 4 に示す出力相電圧波形をフーリエ変換して、その高調波成分を求める。

変圧器二次側 10 相電圧の振幅を 1 とすると、出力相電圧の第 n 調波成分の実効値 C_n は次式となる (n は整数)。

$$C_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで、

$$A_n = \frac{1}{2\pi} \left[\cos \frac{\pi}{5} \left\{ H_1 \left(-\frac{\pi}{2} + \alpha \right) - H_1(-\pi) \right\} \right]$$

$$\begin{aligned}
& +H_1(\pi) - H_1\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \Big\} - \sin \frac{\pi}{5} \\
& \times \Big\{ H_2\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha\right) - H_2(-\pi) - H_2(\pi) \\
& + H_2\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \Big\} + H_1\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \\
& - H_1\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \Big\} \\
B_n = & \frac{1}{2\pi} \Big[\cos \frac{\pi}{5} \Big\{ G_2\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha\right) - G_2(-\pi) \\
& + G_2(\pi) - G_2\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \Big\} + \sin \frac{\pi}{5} \\
& \times \Big\{ G_1\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha\right) - G_1(-\pi) - G_1(\pi) \\
& + G_1\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \Big\} + G_2\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \\
& - G_2\left(-\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \Big\} \Big] \dots\dots\dots (2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
H_1(\theta) &= \frac{5}{6+5n} \cos \frac{6+5n}{5} \theta \\
&+ \frac{5}{6-5n} \cos \frac{6-5n}{5} \theta \\
H_2(\theta) &= \frac{5}{6+5n} \sin \frac{6+5n}{5} \theta \\
&+ \frac{5}{6-5n} \sin \frac{6-5n}{5} \theta \\
G_1(\theta) &= \frac{5}{6+5n} \cos \frac{6+5n}{5} \theta \\
&- \frac{5}{6-5n} \cos \frac{6-5n}{5} \theta \\
G_2(\theta) &= \frac{5}{6+5n} \sin \frac{6+5n}{5} \theta \\
&- \frac{5}{6-5n} \sin \frac{6-5n}{5} \theta \Big\} \dots\dots\dots (3)
\end{aligned}$$

図5は点弧余角 α と出力相電圧のひずみ率の関係を示す。ここで、ひずみ率 γ は次式で与えられる。

$$\gamma = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n C_k^2}}{C_1} \dots\dots\dots (4)$$

$\alpha=0$ のとき、出力相電圧のひずみ率は最小となり、6.2%である。 α が大きくなるに従い、ひずみ率も大きくなる。

〈3・2〉 入力電流波形の解析 図6は出力相電圧、負荷電流および入力相電流波形を示す。同図(a)は出力相電圧と負荷電流の5周期分を示す。出力の5周期は入力6周期に対応し、一連の転流が繰返される周

図5 出力相電圧ひずみ率

Fig. 5. Distortion factor of output phase voltage.

図6 出力相電圧、負荷電流および入力相電流波形

Fig. 6. Waveforms of output phase voltage, load current and input phase current.

期である。 δ は負荷電流の遅れ角を示す。同図(b)は出力 u 相に接続された負荷に電流が流れたとき、それに対応して入力 UV 相、 VW 相、 WU 相に流れる電流の波形を示す。同様に出力 v 相、 w 相に接続された負荷に電流が流れたときに対応する入力相電流波形を(c)、(d)図に示す。

三相負荷を同時に使用したときに流れる入力相電流は(b)、(c)、(d)図の UV 相、 VW 相、 WU 相のそれぞれの波形を加え合うことによって求めることができる。このようにして求めた相電流により、更に線

図 7 入力電流の基本波形

Fig. 7. Basic waveform of input current.

電流を求めることは容易である。例えば、入力 U 相線電流 i_U は $i_U = i_{UV} - i_{WV}$ として求めればよい。従って、入力電流波形の解析は図 6 の相電流波形について行なえばよい。

図 6 の入力相電流波形は複雑な形をしているが、図 7 に示す波形を基本的な波形として考えると非常に理解しやすい。つまり、図 7 に示す波形の振幅を表 1 に示した値に対応させ、更に位相を変化させた波形を幾つか組合せて合成することにより、図 6 の波形を得ることができる。

さて、図 7 に示す波形の高調波成分をフーリエ変換により求める。第 n 調波成分の実効値を F_n とすると

$$F_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{D_n^2 + E_n^2} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} D_n &= \frac{1}{2\pi} \left[\cos 5\delta \left\{ P_1 \left(-\frac{4}{5}\pi \right) - P_1(-\pi) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - P_1 \left(\frac{\pi}{5} \right) + P_1(0) \right\} - \sin 5\delta \right. \\ &\quad \left. \times \left\{ P_2 \left(-\frac{4}{5}\pi \right) - P_2(-\pi) - P_2 \left(\frac{\pi}{5} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + P_2(0) \right\} \right] \\ E_n &= \frac{1}{2\pi} \left[\cos 5\delta \left\{ Q_2 \left(-\frac{4}{5}\pi \right) - Q_2(-\pi) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - Q_2 \left(\frac{\pi}{5} \right) + Q_2(0) \right\} + \sin 5\delta \right. \\ &\quad \left. \times \left\{ Q_1 \left(-\frac{4}{5}\pi \right) - Q_1(-\pi) - Q_1 \left(\frac{\pi}{5} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + Q_1(0) \right\} \right] \\ n=5 \text{ の場合 } D_n &= 0, E_n = 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$\left. \begin{aligned} P_1(\theta) &= \frac{1}{5+n} \cos(5+n)\theta + \frac{1}{5-n} \\ &\quad \times \cos(5-n)\theta \\ P_2(\theta) &= \frac{1}{5+n} \sin(5+n)\theta + \frac{1}{5-n} \\ &\quad \times \sin(5-n)\theta \\ Q_1(\theta) &= \frac{1}{5+n} \cos(5+n)\theta - \frac{1}{5-n} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (7)$$

図 8 入力線電流の周波数スペクトル (単相負荷)

Fig. 8. Frequency spectrum of input line current (single phase load).

図 9 入力線電流の周波数スペクトル (三相平衡負荷)

Fig. 9. Frequency spectrum of input line current (three balanced loads).

$$\left. \begin{aligned} &\times \cos(5-n)\theta \\ Q_2(\theta) &= \frac{1}{5+n} \sin(5+n)\theta - \frac{1}{5-n} \\ &\quad \times \sin(5-n)\theta \end{aligned} \right\}$$

以上の式で求めた高調波成分より、入力相電流、入力線電流を求める。求めた結果において $n=6$ のときは入力周波数の 60 Hz に対応すると考えてよい。

図 8 は出力の一相のみに負荷を接続したときの入力線電流の周波数スペクトルを示す。図のように、60 Hz 近い 40 Hz が 90.5% 現われている。これは入力電流波形がかなりひずむことを示すとともに、フィルタでは取り除けない周波数であるため、電力系統への影響、近隣にある機器類への影響が考えられる。従って単相負荷での使用は好ましくない。

図 9 は三相平衡負荷の場合の入力線電流周波数スペクトルを示す。単相負荷の場合に比較して、高調波含有量が極めて小さくなるのがわかる。

入力線電流のひずみ率は、三相平衡負荷のとき最小値 9.9% をとり、単相負荷のとき 93.5% となる。ほかの負荷状態ではその不平衡率に応じて、上に示す最小値と最大値の間を直線的に変化することという結果が計算により得られた。

4. ゲート回路の構成

本サイクロコンバータには主変圧器の二次側に 60 個のサイリスタを必要とする。これらのサイリスタ群を点弧するには、複雑なタイミングの点弧パルスの発生が必要となる。しかし、サイリスタの点弧順序には一定の法則があり、点弧順序を記憶させておけば、ほかに点弧信号発生のタイミングを決定する機能があればゲート回路が完成する。本研究ではこれをマイクロプロセッサとメモリー素子などを使って実現した。

図 10 はゲート回路の構成図を示す。

図 11 は点弧信号発生のタイミングを示すものである。同図(b)の①のパルスは隣り合う電圧への転流を行なうものであり、二つの電圧が合致する点より後方でパルスを発生して、転流を自然転流で行なわせる。②のパルスは負荷電流の極性が正から負へ、あるいは負から正へ変わるときにサイリスタを切り換えるのに必要なパルスである。このパルスは逆並列接続されて

図 10 ゲート回路の構成

Fig. 10. Gate circuit.

図 11 ゲート信号の発生

Fig. 11. Gate pulses.

いる 2 個のサイリスタに同時に与えられ、負荷電流が 0 になったときを境として電流の方向を変える。但し負荷電流が 0 となる時期は負荷の力率が変われば当然変わってくるため、パルス幅を十分広くする。そのことにより、負荷力率が変動しても負荷電流の正負反転時にサイリスタが自ら切り換わり、安定した動作をする。

図 11(c) は実際の回路でのゲートパルスを示す。(c)図の①'のパルスは(b)図の①に対応するものである。図 4 に示したように、 α を変化させて転流する時点を変えれば、出力相電圧の波形を変えることができるが、 $\alpha=0$ のときに出力相電圧の波形ひずみ率が最小になることが計算により得られたため、本実験では $\alpha=0$ となるようゲート回路を構成した。しかし、保持電流の関係などから $\alpha=0$ ではサイリスタは ON しないので、できる限り $\alpha=0$ に近づくようにする。つまり、(c)図の①'のパルスは、(b)図の①のパルスよりも幅広くなっており、転流する際に ON すべきサイリスタが ON 可能となった時点で直ちに ON するようにしたもので、 α の値を前もって決定する必要をなくしている。

従って、サイリスタに性能的なばらつきがあっても確実に点弧する。(c)図の②'のパルスは(b)図の②に対応する。②'のパルスは負荷力率が 0~1 まで変化したとしても 0.5π (出力相電圧の 1 周期を 2π とする) の幅があればよいが、①'のパルスとの関係を考慮して理解しやすい形とするため、(b)図の②に比べて幅広いパルスとした。

図 12 は実験回路における出力相電圧とゲートパルスの波形を示したものである。実験には、負荷として抵抗とリアクトルを直列接続した静止負荷を用い、力率を広範囲に変えて動作させたが、本回路では転流失敗がなく安定した動作が得られた。

図 12 出力電圧とゲート信号波形

Fig. 12. Waveforms of output phase voltage and gate pulses.

5. 実験結果

図 13 は入力電圧および出力電圧を示す。入力電圧の 6 周期と出力電圧の 5 周期が一致しており、入力 60 Hz に対し出力が 50 Hz となっている。

図 14 は出力相電圧と負荷電流の波形および出力相電圧の周波数スペクトルを示す。

図 14(a) は図 4 に対応し、両者はよく一致している。(b) 図の周波数スペクトルからわかるように、基本波 (50 Hz) に対して、第 3 調波 (150 Hz)、第 7 調波

図 13 入力電圧および出力電圧波形

Fig. 13. Waveforms of input voltage and output voltage.

(a) 出力相電圧および負荷電流波形

(b) 出力相電圧の周波数スペクトル

図 14 出力相電圧と負荷電流波形および出力相電圧の周波数スペクトル

Fig. 14. Waveforms of output phase voltage and load current. Frequency spectrum of output phase voltage.

(a) 入力線電流波形

(b) 周波数スペクトル

図 15 入力線電流波形および周波数スペクトル (単相負荷, 負荷力率 0.8)

Fig. 15. Waveform of input line current and frequency spectrum (single phase load, power factor=0.8).

(350 Hz), 第 11 調波 (550 Hz) などの高調波が発生している。

図 15 は負荷力率が 0.8 である単相負荷で使用了時の入力線電流波形およびその周波数スペクトルを示す。入力周波数の 60 Hz に対して 40 Hz 成分が非常に多く含まれる。40 Hz 成分はフィルタで除去することは困難であり、電力系統への混入により他機器への多大な影響を与えることが考えられる。40 Hz のほかに、140 Hz, 160 Hz, 240 Hz などの周波数成分も多く含まれ、入力電流としては好ましくない波形となっている。

図 16 は負荷力率が 0.8 で三相平衡負荷でを使用した場合の入力線電流波形、および周波数スペクトルを示す。図 15 の単相負荷の場合と比較して波形は良好で 60 Hz 以外の周波数がほとんどなく、実際の使用では問題がないと考えられる。

これらの実験結果は計算結果とよく一致しており、単相負荷や三相平衡負荷以外の不平衡負荷状態での入力電流の検討も十分可能であり、先に示した波形解析法は有効な方法であることが示された。

図 16 入力線電流波形および周波数スペクトル
(三相平衡負荷, 負荷力率 0.8)

Fig. 16. Waveform of input line current and frequency spectrum (three balanced loads, power factor=0.8).

6. む す び

分数倍の周波数変換比をもつサイクロコンバータのうち、出力周波数が入力周波数より大きくなるものについての研究はあるが、小さくなるものについての研究は数少ない。特に、出力周波数が入力周波数の $1/2$, $1/3$ 倍という単純な変換比ではなく、 $5/6$ 倍のような

複雑な変換比をもつものについての研究はなかった。ところが、変換比が $5/6$ 倍となるものは我が国における $60\text{Hz} \rightarrow 50\text{Hz}$ 変換に利用できる。

筆者はその点に注目し、 $5/6$ 倍周波数変換サイクロコンバータの研究を行ない、以下の結論を得た。

(i) 主変圧器に、3 相—10 相変圧器を用いることにより、三相 $60\text{Hz} \rightarrow$ 三相 50Hz 変換が可能である。

(ii) 三相平衡負荷で使用すれば、入力電流はひずみ率の小さい波形となり、高調波含有量は極めて少ない。

(iii) サイリスタゲート回路の設計を適切に行なえば、負荷変動に対しても安定した動作が得られる。

本方式にはサイリスタの利用率が悪いなどの難点もあるが、サイクロコンバータによる商用周波数変換装置の実現の可能性が示されたことは興味ある結果となった。今後、実用規模での力率、効率などの検討が必要になってくるものと思われる。

本研究の一部は、文部省科学研究費の援助のもとに行なわれたことを付記する。

(昭和 57 年 3 月 19 日受付)

文 献

- (1) 三宅・工藤:「三相 50c/s —単相 60c/s 100kVA 静止形直接式周波数変換装置」明電時報 **70**, 31 (昭 41-10)
- (2) 西條・宮城・井野:「周波数増型サイクロコンバータの入力電流の解析」昭 53 電氣学会大 No. 553
- (3) 渡辺・伊達・政木:「 $50\text{Hz}/60\text{Hz}$ サイクロコンバータの高調波電流低減について」昭 53 電氣学会大 No. 554
- (4) 金丸・雨宮:「三相 50Hz より三相 60Hz を得るサイクロコンバータの特性」電学論 B **100**, 288 (昭 55-5)
- (5) 宮入編:「サイリスタ応用ハンドブック」p. 318 (昭 47) 日刊工業新聞社
- (6) 桜井:「新信濃周波数変換設備の建設」電学誌 **97**, 1108 (昭 52-12)