UDC 621.314.26.025.3: 621.314.63

論文

55-B 34

三相 50Hz より三相 60Hz を得るサイクロコンバータの特性

正員 金丸 保典 (名古屋大)

正員 雨宮 好文 (名古屋大)

1. ま え が き

現在使用されている 50→60 Hz 変換装置としては、国鉄新幹線変電所の電動発電機方式があり、また異周波数の電力系統の連結を行なう佐久間周波数変換所、新信濃周波数変換所のコンバータ・インバータ方式がある。

近年、静止形周波数変換装置としてサイクロコンバータの研究が各方面でなされている。サイクロコンバータには出力周波数が入力周波数より高くなる周波数で増形サイクロコンバータがあるが、その一つとして入力周波数の 1.2 倍の周波数の出力を得るものがあり、これは 50→60 Hz 直接変換装置として利用できる。従来の電動発電機方式より保守・管理が容易であることや、コンバータ・インバータ方式に比較して回路構成が簡単であり、効率が高くなるなどの利点が挙げられる。サイクロコンバータによる 50→60 Hz 変換は、冒頭に述べた電動発電機方式やコンバータ・インバータ方式にそのまま置き換え得るものではないが、50→60 Hz 変換の一方式として興味あるものである。

三相 50 Hz より単相 60 Hz を得るサイクロコンバータで古くから知られている方式⁽¹⁾は、入力電流が著しくひずむものであった。三宅、工藤氏は入力電流波形のひずみを軽減するための研究を行なった⁽²⁾。その結論によれば、1 極通流方式では、入力電流に基本波 (50 Hz) に近い 70 Hz 成分が 85% 含まれるが、これは多極通流方式により半減できる。山田、渡辺氏も同様の結果を示している⁽³⁾。入力電流に含まれる 70 Hz 成分はフィルタによる除去が難しいので、その発生を抑えることは重要な問題である。西条氏らは負荷電流の零点で転流を行なうときの出力電圧波形の解析を行

ない⁽⁴⁾⁽⁵⁾、更に入力電流波形の解析を行ない高調波の含有量について論じている⁽⁶⁾。渡辺氏は、入力電流 70 Hz 成分軽減の一方式として、2 台のサイクロコンバータを二相負荷で用い、両負荷間に平衡装置を接続することにより、良い結果を得ている⁽⁷⁾。

以上のように、従来の 50→60 Hz 変換サイクロコンバータでは、三相負荷で使用可能となるものに対しての考察が欠落している。

本論文では、三相 50 Hz より三相 60 Hz を得るサイクロコンバータの回路構成および動作原理を述べ、あわせてこの場合の入力電流の波形ひずみは著しく小さくなることを示している。

2. 理 論

〈2・1〉 回路構成と動作原理 第 1 図は本研究に用いた三相 50 Hz→三相 60 Hz 変換サイクロコンバータの基本回路を示す。主変圧器は三相入力・36 相出力であり、一次巻線の巻数を 1 としたときの二次巻線各部分の巻数比は第 2 図のようになっている。第 1 表は、出力各相の電圧は入力のどの線間電圧によって与えられるかを示すものである。例えば、出力第 1 相の

第 1 図 主回路構成

Fig. 1. Main circuit configuration.

Characteristics of a 50Hz-60Hz Cycloconverter with Three Phase Loads. By Yasunori Kanamaru, Member & Yoshifumi Amemiya, Member (Nagoya University)

金丸保典：正員，名古屋大学工学部（現在，金沢工業大学）
雨宮好文：正員，名古屋大学工学部

第 1 表 変圧器巻数比

Table 1. Turn ratio of the transformer.

一次 二次	UV	VW	WU	一次 二次	UV	VW	WU	一次 二次	UV	VW	WU
1	K_1		$-K_2$	2	K_3		$-K_4$	3	K_6		$-K_6$
4	K_6		$-K_5$	5	K_4		$-K_3$	6	K_2		$-K_1$
7		K_2	$-K_1$	8		K_4	$-K_3$	9		K_6	$-K_5$
10		K_5	$-K_6$	11		K_3	$-K_4$	12		K_1	$-K_2$
13	$-K_2$	K_1		14	$-K_4$	K_3		15	$-K_6$	K_5	
16	$-K_5$	K_6		17	$-K_3$	K_4		18	$-K_1$	K_2	
19	$-K_1$		K_2	20	$-K_5$		K_4	21	$-K_6$		K_5
22	$-K_6$		K_5	23	$-K_4$		K_3	24	$-K_2$		K_1
25		$-K_2$	K_1	26		$-K_4$	K_3	27		$-K_6$	K_5
28		$-K_5$	K_6	29		$-K_3$	K_4	30		$-K_1$	K_2
31	K_2	$-K_1$		32	K_4	$-K_3$		33	K_6	$-K_5$	
34	K_5	$-K_6$		35	K_3	$-K_4$		36	K_1	$-K_2$	

$K_1=0.9459$ $K_2=0.1006$ $K_3=0.8165$ $K_4=0.2989$ $K_5=0.6623$ $K_6=0.4880$

第 2 表 三相出力の構成

Table 2. Configuration of three phase outputs.

変 圧 器 二 次 側	三 相 出 力
1, 4, 7, ……………, 34 相	u 相
2, 5, 8, ……………, 35 相	v 相
3, 6, 9, ……………, 36 相	w 相

第 2 図 変圧器巻数比

Fig. 2. Turn ratio of the transformer.

第 3 図 変圧器二次側電圧および出力相電圧波形

Fig. 3. Waveforms of secondary winding voltages and output phase voltage.

電圧は入力 UV 間の電圧の K_1 倍と、入力 WV 間の $-K_2$ 倍とのベクトル和に等しいことを示す。

主変圧器二次側 36 相により、第 2 表のように 3 組のサイクロコンバータを構成し、三相出力を得る。第 3 図は例として (1, 4, 7, …, 34) 相を用いたサイクロコンバータについての主変圧器二次側電圧波形と出力電圧波形を示す。(1, 4, 7, …, 34) という 12 相の電圧はおおの $\pi/6$ の相差があり、 $\dots \rightarrow 10 \rightarrow 7 \rightarrow 4 \rightarrow 1 \rightarrow 34 \rightarrow \dots$ の順に $\pi/6$ すすんだ電圧への転流を繰返すことにより入力 5 サイクル、出力 6 サイクルで 1 動作が完了し、その結果入力周波数の 1.2 倍の周波数の出力を得る。転流は第 4 図に示すように負荷電流が零点を過ぎる点で行なう。この方式では負荷力率に応じて点弧制、制角 α も変化するが、いかなる誘導負荷に対しても安定に動作することになる。更に、転流は自然転流で行なわれるので強制転流回路の必要がない。

主変圧器二次側に流れる電流についてみると、変圧器より負荷端子に流れる方向を正として (1, 3, 5, …, 35) 相の奇数番号では正方向のみに流れ、(2, 4, 6, …

第 4 図 出力相電圧と負荷電流の位相関係

Fig. 4. Phase relation of output phase voltage and load current.

…、36) 相の偶数番目では負方向のみに流れる (あるいはこの逆と考えてもよい)。ゆえに文献(2)、(5)ないし(7)の回路とは異なり、変圧器二次線電流は一方方向電流となるので逆並列接続の必要はなく、サイリスタは 36 個で済む。

〈2・2〉出力電圧高調波含有量 第4図は出力相電圧および負荷電流の位相関係を示す。負荷力率の変化に応じてサイリスタ点弧制御角 α が変化し、出力相電圧波形も変化する。負荷力率が 0 から 1 の範囲で変化するとき、点弧角 α は力率角に殆んど一致して変る。

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

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

ここで、

$$\left. \begin{aligned} A_n &= \frac{1}{4\pi} \{ (2 - \sqrt{3}) H_1(-\pi + \alpha) \\ &\quad + (\sqrt{3} - 2) H_1(\alpha) - H_2(-\pi + \alpha) \\ &\quad - H_2(\alpha) \} \\ B_n &= \frac{1}{4\pi} \{ (2 - \sqrt{3}) G_2(-\pi + \alpha) \\ &\quad + (\sqrt{3} - 2) G_2(\alpha) - 2\sqrt{3} G_2(\pi) \\ &\quad + G_1(-\pi + \alpha) - 2G_1(\pi) + G_1(\alpha) \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

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

第5図は例として $\alpha = 0.2\pi$ (出力電圧を基準) のときの出力相電圧の周波数スペクトルを示す。出力線間電圧では第3 m 調波成分 (m は整数) が含まれず、更に良好な波形となる。

点弧制御角 α と出力線間電圧ひずみ率との関係を

第5図 出力相電圧の周波数スペクトル ($\alpha = 0.2\pi$)

Fig. 5. Frequency spectrum of output phase voltage.

第6図 出力線間電圧ひずみ率

Fig. 6. Distortion factor of output line to line voltage.

第6図に示す。負荷力率が 0.8 の場合、 $\alpha = 0.2\pi$ で出力線間電圧ひずみ率は 7.2% である。

〈2・3〉入力電流高調波含有量 第7図は入出力電圧波形と入力相電流波形との時間的關係を示す。但し、負荷は誘導負荷で負荷電流は正弦波状になるものと仮定する。同図(a)は(1, 4, 7, …, 34)相を用いるサイクロコンバータにより流れる入力相電流波形を示す。同様に、(2, 5, 8, …, 35)相、(3, 6, 9, …, 36)相を使用するサイクロコンバータにより流れる入力相電流は同図(b), (c)となる。負荷電流の振幅を 1 とすれば各入力相電流の振幅は主変圧器の巻数比に対応し図に示すように、 $K_1, K_2, K_3, \dots, K_6$ となる。これらの各相電流を加え合わせることで、三相負荷で使ったときの入力相電流を求めることができる。更に、二つの相電流より、例えば $i_v = i_{uv} - i_{wu}$ として入力線電流を求めることができる。

(a)~(c)図の電流波形は入力 5 サイクル (出力では 6 サイクル) を周期として繰返されている。これらは第8図に示す基本的波形の振幅および位相の異なっ

第7図 出力相電圧および入力相電流波形

Fig. 7. Waveforms of output phase voltages and input phase currents.

第8図 入力相電流の基本波形

Fig. 8. Basic waveform of input phase currents.

たものを加え合わせることににより得られる。図に示す波形の第 n 調波成分実効値 F_n は次式となる。

$$F_n = \frac{1}{\sqrt{2}} = \sqrt{D_n^2 + E_n^2} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} D_n &= \frac{6}{\pi(6+n)(6-n)} \left(2 \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \right. \\ &\quad \left. - \cos n\pi + 1 \right) \\ E_n &= \frac{6}{\pi(6+n)(6-n)} \left(2 \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi}{3} \right. \\ &\quad \left. + \sin n\pi \right) \\ n=6 \text{ の場合, } D_n &= E_n = 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

三相負荷電流が、相差はおおの $2\pi/3$ 、振幅がそれぞれ I_u, I_v, I_w であるような不平衡負荷の場合、入力相電流の第 n 調波成分実効値 G_n は次式となる。

$$G_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(D_n^2 + E_n^2)(P_n^2 + Q_n^2)} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 D_n, E_n は(5)式による。また、

$$\left. \begin{aligned} P_n &= I_u \left\{ k_1 - k_5 \cos \frac{n\pi}{6} + k_2 \cos \frac{n\pi}{3} \right. \\ &\quad \left. - k_6 \cos \frac{11n\pi}{6} \right\} + I_v \left\{ k_4 \cos \frac{4n\pi}{9} \right. \\ &\quad \left. - k_3 \cos \frac{11n\pi}{18} + k_3 \cos \frac{14n\pi}{18} \right. \\ &\quad \left. - k_4 \cos \frac{17n\pi}{18} \right\} + I_w \left\{ k_2 \cos \frac{n\pi}{18} \right. \\ &\quad \left. - k_5 \cos \frac{2n\pi}{9} + k_1 \cos \frac{7n\pi}{18} \right. \\ &\quad \left. - k_6 \cos \frac{5n\pi}{9} \right\} \\ Q_n &= I_u \left\{ -k_5 \sin \frac{n\pi}{6} + k_2 \sin \frac{n\pi}{3} \right. \\ &\quad \left. - k_6 \sin \frac{11n\pi}{6} \right\} + I_v \left\{ k_4 \sin \frac{4n\pi}{9} \right. \\ &\quad \left. - k_3 \sin \frac{11n\pi}{18} + k_3 \sin \frac{14n\pi}{18} \right. \\ &\quad \left. - k_4 \sin \frac{17n\pi}{18} \right\} + I_w \left\{ k_2 \sin \frac{n\pi}{18} \right. \\ &\quad \left. - k_5 \sin \frac{2n\pi}{9} + k_1 \sin \frac{7n\pi}{18} \right. \\ &\quad \left. - k_6 \sin \frac{5n\pi}{9} \right\} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (7)$$

入力線電流には入力相電流に含まれる $3m$ 調波成分(m は整数)が含まれない。 $I_u=0, I_v=1, I_w=0$ の場合には3相50Hz→1単相60Hzサイクロコンバータと全く同じ動作となり、入力線電流高調波含有量の理論値は第3表(I)となる。入力の基本波成分(50Hz)に近い70Hz成分が84.6%も含まれる。他の高調波成分も多く、入力系統に与える影響や誘導障害などの問題が残る。

三相平衡負荷のときは $I_u=I_v=I_w=1$ となり、入力線電流高調波含有量は第3表(II)のごとく極めて小さくなる。高調波成分は、例えば文献(8)(9)にも示されているように $(360 \times n \pm 50)$ Hz成分のみとなる。入力線電流のひずみ率は1.4%程度と小さく、近似的には50Hzの基本波成分のみであると考えてよい。

三相負荷が不平衡の場合、負荷電流不平衡率 λ は、 I_u, I_v, I_w を用いて次式で表わされる。

$$\lambda = \frac{|I_2|}{|I_1|} = \frac{\sqrt{I_u - \frac{1}{2}I_v - \frac{1}{2}I_w}^2}{I_u + I_v} *$$

第3表 入力線電流高調波含有量

Table 3. The ratio of harmonic components of input line currents.

周波数 (Hz)	(I) 単相負荷 (%)	(II) 三相平衡負荷 (%)
50	100	100
70	84.62	0
170	4.35	0
190	3.38	0
290	1.37	0
310	1.19	1.19
410	0.67	0.67
430	0.61	0
530	0.40	0
550	0.37	0
650	0.26	0
670	0.25	0.25

第9図 入力線電流ひずみ率

Fig. 9. Distortion factor of input line currents.

$$\frac{\left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_u - \frac{\sqrt{3}}{2} I_w\right)^2}{+ I_w} \dots\dots\dots (8)$$

ここで、

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ a^2 I_v \\ a I_w \end{pmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

I_0, I_1, I_2 はそれぞれ零相分, 正相分, 逆相分であり, かつ $a = -(1/2) + i(\sqrt{3}/2)$ である。例えば負荷電流が三相平衡電流 ($I_u = I_v = I_w = 1$), 二相電流 ($I_u = 0, I_v = 1, I_w = 1$), 単相電流 ($I_u = I_w = 0, I_v = 1$) のときの λ を計算すると, それぞれ $\lambda = 0, \lambda_0 = 0.5, \lambda_1 = 1$ となる。

出力 v 相の電流 I_v を一定とし, 他の二相の電流 I_u, I_w が変化したときの負荷電流不平衡率と入力線電流ひずみ率との関係を求めると第9図となる。図に示すように負荷電流不平衡率と入力線電流ひずみ率はほとんど比例することがわかる。入力線電流ひずみ率は基本波成分 (50 Hz) に近い 70 Hz 成分の含有率に関係が

深く, 実際, 入力線電流ひずみ率は, $\lambda = 0$ の付近を除けばほぼ (70 Hz 成分/50 Hz 成分) に等しい値になることが計算により得られた。

3. 実験

〈3・1〉 ゲート回路の構成 本サイクロコンバータの運転においては, ゲート回路が重要な役割を演じる。第10図はゲート回路の構成を示す。

図において「ゼロクロス回路」とは, 主変圧器二次側 36 相の電圧の極性を判別し, その出力をおのの組み合わせることにより, 二次側電圧が零点を過ぎる点でパルスを発生する回路である。このパルスの繰返し周期は入力電圧の半周期 (1/100s) の 6 分の 1 (1/600s) である。「5進カウンタ」は入力 5 パルスごとに 1 パルスを発生する回路であり, このパルスの繰返し周期は 1/120s である。「シフトレジスタ」は電子的なロータリスイッチを構成し, 12 パルス/0.1s で 1 動作を完了する。「シフトレジスタ」の出力は時間幅 1/120s の方形波であり, 「ゲートパルス分配回路」に導かれる。

一方, 「負荷電流検出回路」は, 三相負荷電流 i_u, i_v, i_w の各零点を検出してパルスを発生し, 「ゲートパルス分配回路」に導かれる。「シフトレジスタ」の出力と「負荷電流検出回路」の出力との AND 動作によってサイリスタ点弧信号が発生し, 必要なサイリスタにその点弧信号が導かれる。

従来のゲート回路は同期電動機を用いたものや, 外部発振器からの信号を分周する方式⁽²⁾で構成されたのであるが, 本方式では入力電源と完全に同期したゲート信号が得られるので, 点弧失敗がなく動作は極めて安定したものとなる。

〈3・2〉 実験結果 本実験は入力電源周波数 60 Hz, 出力周波数 72 Hz で行なわれたが, 以下入力周波数, 出力周波数をそれぞれ 50 Hz, 60 Hz と読みかえて結果を示す。

第11図は出力相電圧波形を示す。同図(a)は抵抗

第10図 ゲート回路の構成

Fig. 10. Gate circuit.

(a) 出力相電圧(抵抗負荷)

(b) 出力相電圧(誘導負荷・力率 0.8)

第 11 図 出力相電圧波形

Fig. 11. Waveforms of output phase voltages.

第 12 図 出力相電圧の周波数スペクトル (負荷力率 0.8)

Fig. 12. Frequency spectrum of output phase voltage (power factor=0.8).

負荷, (b)は誘導負荷のときの出力相電圧波形を示す。第 12 図は第 11 図(b)の波形の周波数スペクトルを示す。基本波(60Hz)に対して第3調波(180Hz)が9%含まれるが, 他の成分も理論値とよく一致する。

第 13 図は単相誘導負荷の場合の入力線電流波形を示す。単相負荷の場合は(2, 5, 8, …, 35 相)を用いたサイクロコンバータで実験を行なったが, 第 13 図の波形は第7図(b)の二つの相電流(例えば i_{uv} と i_{wu})より線電流 $i_v = i_{uv} - i_{wu}$ として作図したものとよく一致する。

第 14 図は第 13 図に示す入力線電流の周波数スペクトルを示す。70Hz 成分は約 80% 含まれており, これは理論値より僅かに小さいが, 他の高調波成分は理論値より大きくなっている。単相負荷の場合には入

第 13 図 単相負荷の場合の入力線電流波形 (負荷力率 0.8)

Fig. 13. Waveform of input line current with single phase load (power factor=0.8).

第 14 図 単相負荷の場合の入力線電流周波数スペクトル(負荷力率 0.8)

Fig. 14. Frequency spectrum of input line current with single phase load (power factor =0.8).

第 15 図 三相平衡負荷の場合の入力線電流波形 (負荷力率 0.8)

Fig. 15. Waveform of input line current with three balanced loads (power factor =0.8).

力線電流中の高調波成分が多く, 誘導障害あるいは入力力率の低下を招くため適当な改善策が必要である。

第 15 図は三相誘導負荷の場合の入力線電流波形を示す。図のように, 負荷が三相平衡負荷である場合には, 入力線電流にはほとんど高調波成分が含まれず, 非常に良好な正弦波となる。

第 16 図は第 15 図に示す入力線電流の周波数スペクトルを示す。基本波(50Hz)に対して高調波成分は極めて小さくなっている。

第 16 図 三相平衡負荷の場合の入力線電流
周波数スペクトル (負荷力率 0.8)

Fig. 16. Frequency spectrum of input line current with three balanced loads (power factor=0.8).

4. む す び

本論文は、三相 50 Hz より三相 60 Hz を得るサイクロコンバータの回路構成と基本特性とを示した。本サイクロコンバータにおいては、単相出力のサイクロコンバータと異なり、入力電流の波形ひずみはきわめて小さい。

異周波数電力系統間をコンバータ・インバータ方式で連結する従来方式では、入出力側に強力なフィルタ設備を要し、かつ、インバータの転流失敗時に電流しゃ断を行なうことによる系統の動揺が避けられない。

本サイクロコンバータでは、特に入力側フィルタの設備容量は小さくしてもよく、かつ自然転流を基本としているので原理的には転流失敗がない。

しかし、コンバータ・インバータ方式では両系統は、直流回路によって分離された形であるのに対し、本サイクロコンバータ方式では両系統が直結状態になること、更に、60 Hz から 50 Hz を得る装置の併設を要することなどの問題点がある。

(昭和 54 年 5 月 1 日受付, 同 54 年 9 月 12 日再受付)

文 献

- (1) 塩谷・三宅:「三相 50 c/s~単相 60 c/s 静止形直接式周波数変換装置」明電舎時報, 38, p. 39 (昭 36-10)
- (2) 三宅・工藤:「三相 50 c/s~単相 60 c/s 100 kVA 静止形直接式周波数変換装置」明電舎時報, 70, p. 31 (昭 41-10)
- (3) 山田・渡辺:「サイクロコンバータの入力側高調波電流について」昭49電気学会全大 No. 460
- (4) 西条・井野:「周波数でい増形サイクロコンバータの周波数変換比と出力電圧特性」昭52電気学会全大 No. 690
- (5) 西条・井野:「周波数でい増形サイクロコンバータの出力電圧高調波」昭52電気学会全大 No. 691
- (6) 西条・宮城・井野:「周波数増型サイクロコンバータの入力電流解析」昭53電気学会全大 No. 553
- (7) 渡辺・伊達・政木:「50 Hz/60 Hz サイクロコンバータの高調波電流低減について」昭53電気学会全大 No. 554
- (8) B. R. Pelly 著, 西条訳: サイクロコンバータ, p. 234 (昭 51) 電気書院
- (9) サイリスタ・エレクトロニクス編集委員会編: サイリスタ回路, p. 169 (昭 49) 丸善