

# サイクロコンバータ回路の入力電流の周波数分布

## Frequency Analysis of Cycloconverter Input Current

原島 文雄\*・稲葉 博\*・吉田 健\*

Fumio HARASHIMA, Hiroshi INABA and Tuyoshi YOSHIDA

### 1. ま え が き

直接式周波数変換方式であるサイクロコンバータは特別な転流回路を必要とせず、安定な運転が可能である。また電力回生が容易に行なえるなどの利点がある。しかしながらその反面、使用するサイリスタの数が多く、また出力周波数に制限があること、さらには入出力電流波形の歪が大きいなどの問題がある。サイクロコンバータの出力側の波形解析および波形改善策についてはいくつかの報告が見られるが<sup>1)~3)</sup>、入力側の電流波形に関するものは少ない。

本報告は正弦波サイクロコンバータの負荷として交流電動機などを考え、出力周波数と電圧比を比例して変化させた場合、すなわち磁束一定の条件でサイクロコンバータの実用的な動作領域全般にわたって出力周波数を変えた場合の入力電流に含まれる各周波数成分の分布をスイッチング関数とFFTを用いて詳細に解析を行なったものである。

### 2. 計 算 手 法

サイクロコンバータの入力端子における電流波形は出力電流の条件とサイリスタおよび正負コンバータのスイ

チング関数によって(1)式のように表現できる。

$$i_A = I_0 \sin(\theta_0 + \phi_0) \cdot F_1 \left\{ \theta_1 - \frac{\pi}{2} + f(\theta_0) \right\} \cdot F_P(\theta_0) + I_0 \sin(\theta_0 + \phi_0) \cdot F_1 \left\{ \theta_1 + \frac{\pi}{2} - f(\theta_0) \right\} \cdot F_N(\theta_0) \dots (1)$$

ここで  $F_1$  はそれぞれのサイリスタが導通状態のとき1でそれ以外の期間は0となるスイッチング関数である。また  $F_P \cdot F_N$  は正および負コンバータが導通状態にあるとき1で、阻止状態にあるとき0となるスイッチング関数である。まず出力電流の最大値、入力側の角周波数、出力側の角周波数および入出力の電圧比を計算機に読み込ませサイリスタのスイッチング関数  $F_1$  が1または0となるための条件より  $F_1$  の1と0をきめる。また出力電流の正負を判定し、 $F_P$  および  $F_N$  の1と0をきめる。これらの関数を用いて(1)式に示した入力電流の瞬時値を入力電流の1周期(1秒間)について計算し、次にFFTにより入力電流の周波数解析を行なう。

### 3. 計 算 結 果

3相入力-単相出力-3パルスのサイクロコンバータを試作した。図1はこの装置に抵抗負荷を接続し、出力周波数5 Hzにおける入力電流の周波数分析の実測値で

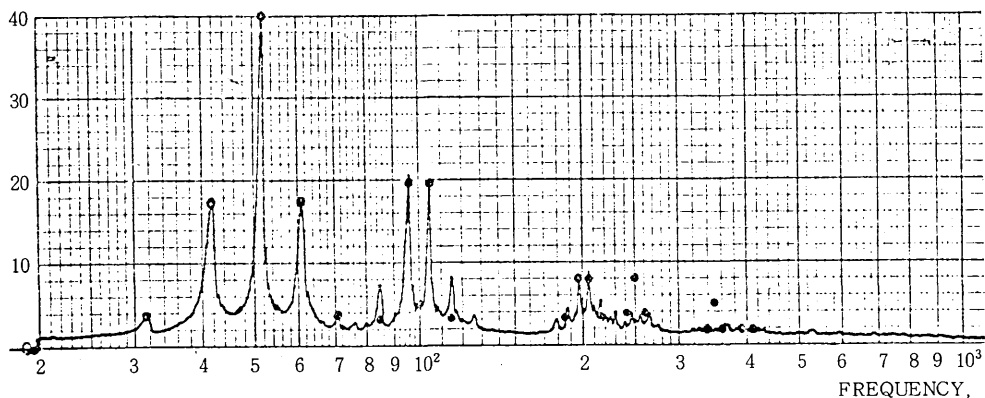


図1 実験結果および計算結果

ある。ただし電圧比は1.0である。(1)式に出力周波数5 Hz,  $\phi_0 = 0$  および電圧比1.0の条件を代入して得られる周波数解析の計算結果は図1に示したポイントであ

\*東京大学生産技術研究所 第3部

研究速報  
 図1より(1)式のスイッチング関数を用いて波形解析を行なうことの妥当性がわかる。以下(1)式によって求めた結果を述べる。

電圧比と出力周波数の比が一定となるようにして出力周波数  $f_o$  を 1 Hz から電源周波数(50 Hz)の約  $1/3$  (17 Hz) まで 1 Hz 間隔で変化させた場合の入力電流の高調波成分の分布を求めた。図2(a)は3相入力-単相出力-3パ

3 PHASE INPUT-1PHASE OUTPUT (3PULSES)  
 INPUT FREQUENCY  $f_1 : 50\text{Hz}$   
 OUTPUT FREQUENCY  $f_o : 1-17\text{Hz}$   
 REFERENCE VOLTAGE  $R : 0-1.0$   
 RESISTANCE LOAD  $\Phi_o : 0$

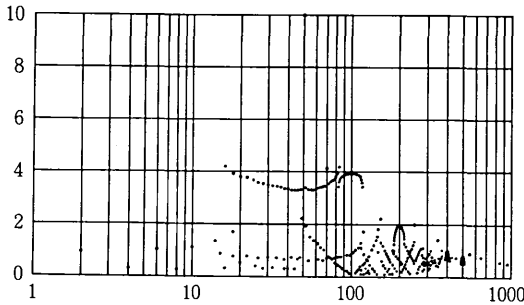


図2(a)

3 PHASE INPUT-1PHASE OUTPUT (3PULSES)  
 INPUT FREQUENCY  $f_1 = 50\text{Hz}$   
 OUTPUT FREQUENCY  $f_o = 1-17\text{Hz}$   
 REFERENCE VOLTAGE  $R = 0-1.0$   
 INDUCTANCE LOAD  $\Phi_o = -\pi/6$

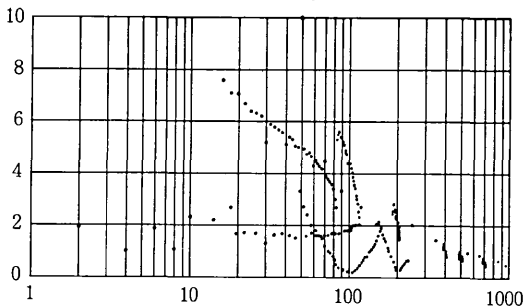


図2(b)

ルスで抵抗負荷の場合である。  $f_o$  を 1 Hz から 17 Hz まで変化すると、

$$f_n = f_i \pm 2 f_o \quad (2)$$

で表わされる周波数  $f_n$  に比較的大きな側帯波を生ずる。この側帯波は基本波成分の振幅に対して約  $2/5$  の大きさで現われる。さらに  $2 f_i = 100\text{Hz}$  を中心として、

$$f_{n'} = 2 f_i \pm f_o \quad (3)$$

で表わされる周波数  $f_{n'}$  にもほぼ同じ大きさの側帯波を生じている。なお出力周波数 10 Hz の場合には(2)式表わされる  $f_n$  と(4)式で表わされる  $f_{n''}$ 、

$$f_{n''} = 2 f_i \pm 3 f_o \quad (4)$$

の周波数が 70 Hz と等しくなり、振幅は両方加えた大きさになる。図2(b)は誘導性負荷 ( $\phi_o = -\pi/6$ ) を接続した場合であり、(2)式で表わされる側帯波の振幅は周波数の低い成分は大きく、周波数の高い成分は小さくなる傾向を示す。また容量性負荷の場合は 50 Hz を対称軸としてその傾斜は逆になる。図3(a)は3相入力-3相出

3 PHASE INPUT-3PHASE OUTPUT (3PULSES)  
 INPUT FREQUENCY  $f_1 : 50\text{Hz}$   
 OUTPUT FREQUENCY  $f_o : 1-17\text{Hz}$   
 REFERENCE VOLTAGE  $R : 0-1.0$   
 RESISTANCE LOAD  $\Phi_o : 0$

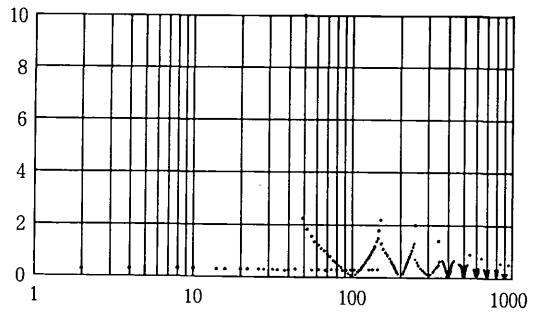


図3(a)

3 PHASE INPUT-3PHASE OUTPUT (3PULSES)  
 INPUT FREQUENCY  $f_1 = 50\text{Hz}$   
 OUTPUT FREQUENCY  $f_o = 1-17\text{Hz}$   
 REFERENCE VOLTAGE  $R = 0-1.0$   
 INDUCTANCE LOAD  $\Phi_o = -\pi/6$

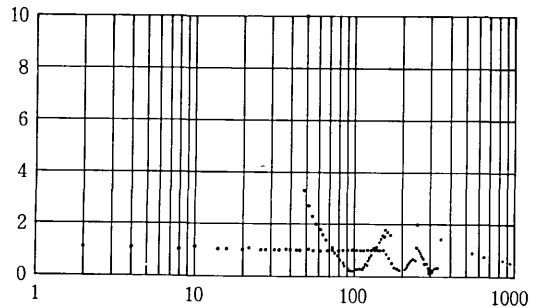


図3(b)

力-3パルスで抵抗負荷の場合であるが、

$$f_n = f_i \pm 6 f_o \quad (5)$$

(5)式で表わされる側帯波の振幅は基本波成分の振幅に対して約  $3/100$  の大きさで現われるが、むしろ  $2 f_i$ 、

$4 f_i$  を中心とした側帯波が大きく現われる。図4(a)は3相入力-3相出力-6パルスの抵抗負荷の場合であるが(5)式で表わされる側帯波の振幅は3相出力-3パルスの場合と等しい。しかし2次以上の高次高調波に対する側帯波の軽減がわかる。図3(b)および図4(b)はそれぞれの場合に誘導性負荷 ( $\phi_o = -\pi/6$ ) を接続した場合であるが、抵抗負荷の場合に比べて(5)式で表わされる側帯波の振幅は基本波成分の振幅に対して約  $1/10$  にな

3 PHASE INPUT-3 PHASE OUTPUT (6 PULSES)  
 INPUT FREQUENCY  $f_1 : 50 \text{ Hz}$   
 OUTPUT FREQUENCY  $f_0 : 1-17 \text{ Hz}$   
 REFERENCE VOLTAGE  $R : 0-1.0$   
 RESISTANCE LOAD  $\phi_0 : 0$

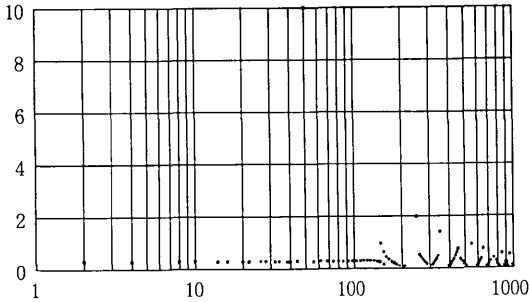


図4 (a)

3 PHASE INPUT-3 PHASE OUTPUT (6 PULSES)  
 INPUT FREQUENCY  $f_1 = 50 \text{ Hz}$   
 OUTPUT FREQUENCY  $f_0 = 1-17 \text{ Hz}$   
 REFERENCE VOLTAGE  $R = 0-1.0$   
 INDUCTANCE LOAD  $\phi_0 = -\pi/6$

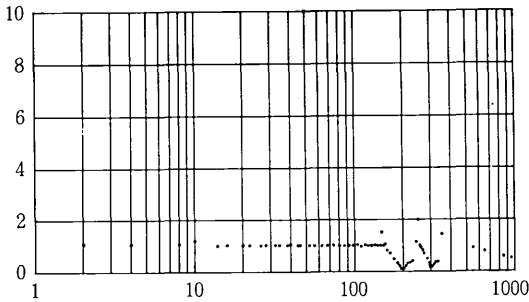


図4 (b)

る。また容量性負荷の場合には(5)式で表わされる側帯波の振幅は誘導性負荷の場合に等しいが、 $2f_1, 4f_1$ を中心とした側帯波の振幅は誘導性負荷の場合の逆の傾斜を示す。図5は負荷角  $\phi_0$  に対する(5)式で示される側帯波の振幅を表わした。図3、図4を見てわかるように(5)

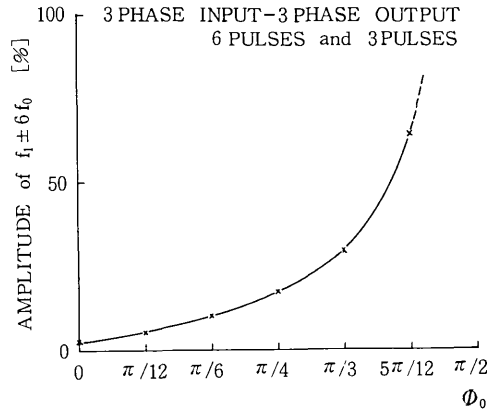


図5

式で表わされる側帯波の振幅はフラットに現われる。また、その振幅は負荷角によって図5のように変化する。

#### 4. あとがき

サイクロコンバータの負荷として鉄心を含むものを仮定して、出力周波数と電圧比を比例して変化させ、磁束一定の条件下でサイクロコンバータの実用的な動作領域全般にわたって出力周波数を変化したとき、入力電流に含まれる高調波成分のスペクトルを求めた。3相出力の場合は低次高調波成分の振幅は一様に分布しており、これは今後の無効電力補償装置などによって高調波成分を補償する場合の一つの有効な資料と考える。

(1976年5月13日受理)

#### 参考文献

- 1) 山口, 藤原: 電学誌 43-87
- 2) 宮入, 高橋: 電学誌 43-100
- 3) 西村, 村上: 電学誌 44-107
- 4) S. B. Dewan, P. P. Biringer: IGA-5 No 1 1 の69
- 5) 高橋, 宮入: 電学誌 45-28
- 6) S. B. Dewan, M. D. Kankan: IGA-6 No 5 1 の70

### 東京大学生産技術研究所報告 刊行

第26巻 第1号

今岡 稔・山崎 敏子著

#### 3成分系ガラス化範囲(5)b-族元素を含むテルライト系(和文)

b-族元素を含むテルライト系の3成分系ガラス化範囲のデータ集で、当研究室で長年にわたって調べてきた、1 g $\Gamma$ スケールの溶解実験の結果を整理したものである。ここに取扱われている元素は無色の金属イオンのほとんど全部で、Cs, Rb, K, Na, Li, Ba, Sr, Ca, Mg, Be, La, Y, Sc, Al, Th, Hf, Zr, Ti, Ta, Nb, Wのa-族元素21種類と、Tl, Cd, Zn, Pb, Bi, In, Sn, Gaのb-族元素8種類を含み、それらの組合せのうちでガラス化範囲をもつもの全部、176の3成分系が記載されている。なおこれらのガラス化範囲の統一的理解とガラス構造との関係については、すでに窯業協会誌に発表されておりこの中には含まれない。

(1976年7月21日発表)