サイクロコンバータと電源系統間の 高調波共振現象の解析

正員 池田 春 男 (鉄道総研)

正員 川口 育 夫 (鉄道総研)

正員 加賀 重 夫 (鉄道総研)

Harmonic Resonance Phenomenon between Cycloconverter and Utility Power System

Haruo Ikeda, Member, Ikuo Kawaguchi, Member, Shigeo Kaga, Member (Railway Technical Research Institute)

In the circulating current type cycloconverter system, a harmonic resonance is induced by the inductance of the utility power system, shunt capacitors, and the cycloconverter. This harmonic resonance has an influence on the operation of the cycloconverter. This paper describes the analysis of this harmonic resonance phenomenon. Namely, the conversion process for the harmonics in the cycloconverter is analyzed, and the relation between the harmonic resonance phenomenon and the respective capacities of the utility power system and the shunt capacitors is examined based on results of the analyses. Moreover the analyses are confirmed by the field test.

キーワード：高調波共振現象，サイクロコンバータ，電力変換

1. はじめに

サイクロコンバータは回路構成が単純であり，かつ価格も低廉であることから，大容量器では広く使用されている。特に，その入力側に進相コンデンサを挿入した循環電流式サイクロコンバータは，従来のサイクロコンバータのもつ入力無効電力などの問題を克服することが可能であり，浮上式鉄道用のVVVF電源として，16 MVA もの大容量器が使用されている⁽¹⁾⁽²⁾。

しかしながら，このような電力変換方式では，入力側に挿入された進相コンデンサと電源系統のインダクタンスとの間で，高調波共振現象が発生することがある。そして，このために入力電圧波形がひずむと，サイクロコンバータの入力電流波形も，この次数の高調波成分を多く含むようになり，更に共振現象を拡大して，場合によってはサイクロコンバータトランスの直流偏磁などにまで至るようになってくる。

従来，検討されてきた，サイリスタ回路と電源系統

との高調波共振（不安定）現象は，電圧波形のひずみによってサイリスタ点弧角が動揺することに起因するものであり⁽³⁾，これを防止するためにPLL制御回路を用いることがある。しかしながら，大容量器では，このようなPLL制御回路でも十分対処できず，出力側電流に高調波成分が発生し，この高調波成分が入力側に変換されることによって共振現象が発生する場合がある。

本論文は，このような電源系統～進相コンデンサ～サイクロコンバータ間の高調波共振現象を解析したものである。はじめに，サイクロコンバータの高調波に対する変換動作について解析を行う。すなわち，入力電圧高調波がどのようにサイクロコンバータの出力側（二次側）に変換されるかを明らかにし，この変換された高調波電圧による二次側電流への影響について検討を加え，更に，この二次側電流がどのように入力側に変換されるかを明らかにする。

次に，このサイクロコンバータの解析結果をもと

に、電源インダクタンス値ならびに進相コンデンサ容量と、高調波共振現象との関係について検討を加える。最後に、浮上式鉄道宮崎実験線の大容量サイクロコンバータによって、以上の検討結果を確認している。

2. 循環電流式サイクロコンバータの構成と原理

図1に示すように、循環電流式サイクロコンバータでは、正群コンバータ PC と負群コンバータ NC を、リアクトルを介して逆並列に接続している。出力電流 i_L の正方向成分は正群コンバータを、逆方向成分は負群コンバータをそれぞれ流れる。また、循環電流 i_c は、正群～負群コンバータ間を流れる。 i_c は正群コンバータ電流 i_P 、負群コンバータ電流 i_N ならびに出力電流 i_L より演算され、 i_L と i_c がそれぞれその目標値 i_L^* 、 i_c^* に一致するように、位相制御電圧 e_P 、 e_N を制御している。

サイクロコンバータの入力側には、進相コンデンサ CAP が接続される。そして、進相コンデンサの発生する進相無効電力とサイクロコンバータの発生する遅相無効電力とが、常に打消し合うように、循環電流の大きさを調整制御している。

3. サイクロコンバータの動作解析

〈3・1〉 二次側電圧波形 解析にあたっては、単相出力3パルスサイクロコンバータを考えることにする。ここで、入力変圧器の巻数比を1とし、そのインピーダンスを0（電流重なりを無視する）とすれば、正群コンバータが位相制御角 α で運転されたとき、その二次側電圧 v_p は次のように表される⁽⁴⁾。

$$v_p = v_R F_R(\theta_i - \alpha) + v_S F_S(\theta_i - \alpha) + v_T F_T(\theta_i - \alpha) \quad (1)$$

図1 循環電流式サイクロコンバータの構成
Fig.1. The configuration of the circulating current type cycloconverter.

v_R, v_S, v_T : R 相, S 相および T 相電圧,
 $F_R(\theta_i - \alpha), F_S(\theta_i - \alpha), F_T(\theta_i - \alpha)$: 正群コンバータ内の R 相, S 相および T 相サイリスタのスイッチング関数

ここで、入力電圧には k 次高調波成分が含まれているものとし、 v_R, v_S, v_T を次のように表す。

$$\left. \begin{aligned} v_R &= V_1 \sin \theta_i + V_k \sin(k\theta_i + \delta) \\ v_S &= V_1 \sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) + V_k \sin\left(k\theta_i + \delta \mp \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_T &= V_1 \sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) + V_k \sin\left(k\theta_i + \delta \pm \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

V_1 : 基本波成分の波高値, θ_i : 入力位相角,
 k : 高調波次数, V_k : k 次高調波成分の波高値, δ : 高調波の初期位相

ただし、上式中の記号 $\mp, \pm$ は k 次高調波電圧が正相のときは上側、逆相の時は下側の符号をとるものとする。

上式を(1)式に代入して整理すれば、次のようになる。

$$\begin{aligned} v_p &= V_1 \left\{ \sin \theta_i F_R(\theta_i - \alpha) \right. \\ &\quad + \sin\left(\theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) F_S(\theta_i - \alpha) \\ &\quad + \sin\left(\theta_i + \frac{2\pi}{3}\right) F_T(\theta_i - \alpha) \Big\} \\ &\quad + V_k \left\{ \sin(k\theta_i + \delta) F_R(\theta_i - \alpha) \right. \\ &\quad + \sin\left(k\theta_i + \delta \mp \frac{2\pi}{3}\right) F_S(\theta_i - \alpha) \\ &\quad + \sin\left(k\theta_i + \delta \pm \frac{2\pi}{3}\right) F_T(\theta_i - \alpha) \Big\} \end{aligned} \quad (3)$$

上式中の第1項は、入力電圧中の基本波成分 V_1 の二次側変換波形である。また、第2項は高調波成分 V_k の変換波形である。ここでは、高調波成分の変換波形について解析することを目的としているので、以後、第2項のみを論ずることにする。

一般に、サイリスタのスイッチング関数は次のように表すことができる⁽⁴⁾。

$$F(\theta_i) = \frac{1}{3} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta_i + b_n \sin n\theta_i) \quad (4)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \frac{2}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \\ b_n &= \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

各サイリスタのスイッチング関数について、それぞれ(4)式から求め、これを(3)式の第2項に代入して整理すれば、正群コンバータの二次側電圧中の V_k による成分 v_{PK} が、次のように求められる。

$$\begin{aligned} v_{PK} = & \pm \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_k \cos\{(k\pm 1)\theta_i + \delta \pm \alpha\} \\ & + \frac{3V_k}{2} \sum_{m=1}^{\infty} [a_{3m-1} \sin\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m-1)\alpha\} \\ & \mp b_{3m-1} \cos\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m-1)\alpha\} \\ & + a_{3m+1} \sin\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m+1)\alpha\} \\ & \pm b_{3m+1} \cos\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m+1)\alpha\}] \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

また、負群コンバータの二次側電圧中の V_k による成分 v_{NK} は、(6)式において $(\alpha = -\alpha)$ と置き、電圧極性が逆であることに注意すれば、次式のように表される。

$$\begin{aligned} v_{NK} = & \pm \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_k \cos\{(k\pm 1)\theta_i + \delta \mp \alpha\} \\ & + \frac{3V_k}{2} \sum_{m=1}^{\infty} [a_{3m-1} \sin\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m-1)\alpha\} \\ & \mp b_{3m-1} \cos\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m-1)\alpha\} \\ & + a_{3m+1} \sin\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m+1)\alpha\} \\ & \pm b_{3m+1} \cos\{(k\pm 3m\pm 1)\theta_i \\ & + \delta \pm (3m+1)\alpha\}] \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

(6)式および(7)式の第1項はパルス数に依存しない成分であり、第2項はパルス数に依存する成分である。本論文では、高調波共振次数に対して、サイクロコンバータのパルス数は十分大きいものとして、以後、第1項についてのみ論ずることとする。

サイクロコンバータの出力電圧 v_L は v_P と v_N の平均、循環電流系の電圧 v_C は v_P と v_N の差でそれぞれ表される。それゆえ、 k 次高調波成分についても同様に、そのパルス数に依存しない成分 v_{LK}' 、 v_{CK}' は、(6)式および(7)式から、それぞれ次のように求められる。

$$v_{LK}' = \pm \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_k \cos\{(k\pm 1)\theta_i + \delta\} \cos \alpha \dots\dots\dots (8)$$

$$v_{CK}' = -\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_k \sin\{(k\pm 1)\theta_i + \delta\} \sin \alpha \dots\dots\dots (9)$$

一方、出力電圧が交流波形となるためには、位相制御角 α は次式のように与えられなければならない⁽⁴⁾。

$$\alpha = \pi/2 - \sin^{-1}(r \sin \theta_0) \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 r : 出力電圧比、 θ_0 : 出力位相角

上式を(8)、(9)式に代入して整理し、 P パルスサイクロコンバータについて拡張すれば、一般に、 k 次入力電圧高調波は次のように二次側に変換される。

$$\begin{aligned} v_{LKP}' = & \pm \frac{P\sqrt{3}}{2\pi} V_k r \\ & \times [\sin\{(k\pm 1)\theta_i + \delta + \theta_0\} \\ & - \sin\{(k\pm 1)\theta_i + \delta - \theta_0\}] \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{CKP}' = & -\frac{P\sqrt{3}}{\pi} V_k \\ & \times \left[\sum_{i=0}^{\infty} A_{(0)2i} [\sin\{(k\pm 1)\theta_i + \delta + 2i\theta_0\} \right. \\ & \left. + \sin\{(k\pm 1)\theta_i + \delta - 2i\theta_0\}] \right] \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

v_{LKP}' : P パルスサイクロコンバータの、 k 次入力電圧高調波が変換された出力電圧スペクトラムのなかで、パルス数に依存しない成分、 v_{CKP}' : 循環電流系に対する同様の成分
ただし、

$$\left. \begin{aligned} A_{(0)0} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos\{\sin^{-1}(r \sin \theta_0)\} d\theta_0 \\ A_{(0)2i} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos\{\sin^{-1}(r \sin \theta_0) \\ & \quad \times \cos 2i\theta_0\} d\theta_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

(11)式で表される、出力電圧高調波 v_{LKP}' の振幅と次数について示したものが、図2である。ここでは、簡単のために $P=1$ 、 $V_k=1$ としている。出力電圧高調波の振幅はサイクロコンバータの出力電圧比 r と比例関係にあるため、 r が大きいほど振幅も大きく、 $r=1.0$ では約0.28となる。一方、その高調波次数は、入力電圧高調波が正相の場合は $(k-1)$ 次、逆相の場合は $(k+1)$ 次となる。また、入出力周波数比が大きくなるに従い、次数が変化していく。

同様に、(12)式で表される、循環電流ループに対する高調波電圧 v_{CKP}' の振幅と次数について示したもの

図 2 出力電圧高調波 v_{LKP}' の振幅と次数 ($P=1, V_k=1$)

Fig.2. The amplitude and order of the harmonic component v_{LKP}' in the output voltage ($P=1, V_k=1$).

図 3 循環系の高調波電圧 v_{CKP}' の振幅と次数 ($P=1, V_k=1$)

Fig.3. The amplitude and order of the harmonic voltage v_{CKP}' in the circulating current circuit ($P=1, V_k=1$).

図 4 電流制御系の構成図

Fig.4. A block diagram of the current control circuit.

が、図 3 である。高調波電圧の振幅は、各スペクトラムのなかで、 $l=0$ の成分 $[(k+1)f_i$ 成分] が他の成分に比べて相当大きい。このスペクトラム成分は出力周波数の影響を受けないので、常に、 $(k-1)$ 次あるいは $(k+1)$ 次の次数をもつことになる。

〈3・2〉 二次側電流 循環電流式サイクロコンバータの制御構成図は、図 4 のように表される⁽⁵⁾⁽⁶⁾。ここで、図中の記号は表 1 に示すとおりである。この構成図において、二次側の高調波電圧 $V_{LKP}'(s)$ 、 $V_{CKP}'(s)$ は、図中の箇所に外乱として加わることになる。この高調波電圧による出力電流成分 $I_{LKP}'(s)$ ならびに循環電流成分 $I_{CKP}'(s)$ は、二つの電流制御系を非干渉化した状態では、次式のように表される。

$$\begin{bmatrix} I_{LKP}'(s) \\ I_{CKP}'(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{LK}(s) & 0 \\ 0 & G_{CK}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{LKP}'(s) \\ V_{CKP}'(s) \end{bmatrix} \quad (14)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} G_{LK}(s) &= \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)G_{cl}(s)G_{TH}(s)} \\ G_{CK}(s) &= \frac{G_2(s)}{1 + 2G_2(s)G_{cc}(s)G_{TH}(s)} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} G_1(s) &= \frac{1}{(R_s/2 + R_L) + \{(L_s - M_s)/2 + L_L\}s} \\ G_2(s) &= \frac{1}{2\{R_s + (L_s + M_s)s\}} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

表 1 電流制御系の記号
Table 1. The symbols of the current control circuit.

記号	内 容
$G_{cl}(s)$	出力電流制御要素の伝達関数
$G_{cc}(s)$	循環電流制御要素の伝達関数
$G_{TH}(s)$	コンバータの伝達関数
$H_c(s)$	非干渉化のためのフィードバック伝達関数
R_s	循環電流制御リアクトルの抵抗
L_s	" の自己インダクタンス
M_s	" の相互インダクタンス
R_L	負荷抵抗
L_L	負荷インダクタンス
$E_a(s)$	負荷の速度起電力

表 2 サイクロコンバータの制御定数
Table 2. The control constants of the cycloconverter.

記号	定 数
$G_{cl}(s)$	2.0
$G_{cc}(s)$	$3.5 \times (1 + 0.0262s) / (1 + 0.1991s)$
$G_{TH}(s)$	$1323.5 / 200 \cdot e^{-s\tau}$
τ	0.000347 (s)
R_s	0.80064 (Ω)
L_s	0.001 + 0.000556 (H)
M_s	0.001 (H)
R_L	0.4522 (Ω)
L_L	0.01512 (H)

(a) 振幅

(b) 位相

図 5 高調波電圧に対する伝達関数
Fig. 5. The transfer function for the harmonics voltage.

ここで、 s : ラプラス演算子

図 5 は二つの伝達関数 $G_{LK}(s)$, $G_{CK}(s)$ の周波数特性を表したものである。ここで、各定数は、表 2 に示す宮崎実験線のサイクロコンバータの値を用いている。図において、二つの伝達関数のなかでは $G_{CK}(s)$ が大きく、例えば 60 Hz では、その振幅は 0.13、位相は 10° 遅れとなっている。

これまでの検討結果より、二次側に変換された高調波電圧は、循環電流系のものが出力電流系のものより

も相当大きい。また、上述のように、これら二つの電流系に単位高調波電圧を加えた場合、循環電流系の高調波成分のほうが大きい。それゆえ、高調波共振現象を検討するにあたっては、循環電流ループのみを考慮すればよいことがわかる。以後、本論文では、この循環電流系の $(k+1)f_i$ 成分のみを検討することにする。

〈3・3〉 入力電流 循環電流中の優勢高調波である $(k+1)f_i$ 成分 i_{CKPF}' は、(12)式ならびに(14)式より、次のように表される。

$$i_{CKPF}' = -\frac{P2\sqrt{3} V_K A_{(0)0} G_{CK}}{\pi} \times \sin\{(k+1)\theta_i + \delta + \phi_{CK}\} \quad (17)$$

ただし、 G_{CK} : $(k+1)f_i$ における $G_{CK}(s)$ の振幅、 ϕ_{CK} : $(k+1)f_i$ における $G_{CK}(s)$ の位相
単相 P パルスサイクロコンバータにおいては、上式の循環電流による、 R 相入力電流中のパルス数に依存しない成分は、次式のように表される⁽⁷⁾。

$$i_{RKP}' = -\frac{2\sqrt{3} i_{CKPF}'}{\pi} \sum_{l=0}^{\infty} A_{(0)2l} \cos \theta_i \cos 2l\theta_i \\ = \frac{P^2 2 V_K (A_{(0)0})^2 G_{CK}}{\pi^2} \times [\sin\{(k+1)+1\}\theta_i + \delta + \phi_{CK}] \\ + \sin\{(k+1)-1\}\theta_i + \delta + \phi_{CK}] \quad (18)$$

同様に、 S 相ならびに T 相入力電流は、次式のように表される。

$$i_{SKP}' = \frac{P^2 2 V_K (A_{(0)0})^2 G_{CK}}{\pi^2} \times \left[\sin\left\{\left((k+1)+1\right)\theta_i - \frac{2\pi}{3} + \delta + \phi_{CK}\right\} \right. \\ \left. + \sin\left\{\left((k+1)-1\right)\theta_i + \frac{2\pi}{3} + \delta + \phi_{CK}\right\} \right] \quad (19)$$

$$i_{TRP}' = \frac{P^2 2 V_K (A_{(00)})^2 G_{CK}}{\pi^2} \times \left[\sin \left\{ ((k \mp 1) + 1) \theta_i + \frac{2\pi}{3} + \delta + \phi_{CK} \right\} + \sin \left\{ ((k \mp 1) - 1) \theta_i - \frac{2\pi}{3} + \delta + \phi_{CK} \right\} \right] \dots (20)$$

ここで、解析にあたっては、高調波次数 k は任意の数としてきた。それゆえ、 k が整数以外の場合でも、この結果を適用することができる。また、同様に、どのような高調波の初期位相 δ であっても、この結果を適用することができる。

4. 高調波共振現象

〈4・1〉 高調波に対する変換動作 以上の検討結果から、入力電圧に k 次の高調波成分が含まれるとき、これに対する循環電流式サイクロコンバータの変換動作を、図6のように表すことができる。

入力側の k 次高調波電圧は、正相の場合は $(k-1)$ 次に、逆相の場合は $(k+1)$ 次に、それぞれ変換される。そして、この変換された高調波電圧によって、 $G_{CK}(s)$ なる伝達関数で、循環電流系に高調波電流が流れる。この $(k-1)$ 次の循環電流高調波は、入力側には、 $\{(k \mp 1) + 1\}$ 次の正相電流と $\{(k \mp 1) - 1\}$ 次の逆相電流とに変換される。

この変換動作を、入力側について整理したものが、表3である。 k 次の正相電圧に対しては k 次の正相電流が、また、 k 次の逆相電圧に対しては k 次の逆相電流が、入力側に現れる。それゆえ、サイクロコンバータは、この k 次高調波に対しては、 LR 等価回路で置き換えることができる。この等価回路の各定数は、表中の振幅と位相から一義的に決定される。また、この変換動作に伴って、 $(k-2)$ 次あるいは $(k+2)$ 次の高調波電流が発生する。

図6 高調波に対する変換動作
Fig. 6. The conversion process for the harmonics.

表から明らかなように、この高調波電流の振幅は、パルス数 P の2乗に比例している。解析にあたっては、変圧器の巻数比を1としたので、実際には、高調波電流の振幅は、サイクロコンバータ容量の2乗に比例することになる（変圧器の巻数比を変え、これに応じてパルス数を変えても、容量が一定であれば、入力側から見た等価 LR 値は変わらない）。

〈4・2〉 電源との高調波共振 表3において、 k 次の逆相入力電圧を改めて $(k-2)$ 次と置き換えれば、このとき入力側には、 k 次の正相電流と $(k-2)$ 次の逆相電流が流れることになる。すなわち、入力電圧に k 次の正相成分と $(k-2)$ 次の逆相成分とが含まれる場合には、入力電流にも k 次の正相成分と、 $(k-2)$ 次の逆相成分が含まれるようになる。

このような二つの高調波次数に対して、電源系統を含むサイクロコンバータの等価回路を示したものが、図7である。上述のように高調波電圧に等しい次数と相回転をもつ高調波電流は、インダクタンス値 L_{CC} と抵抗値 R_{CC} をもつ LR 回路で置き換えることができる。また、もう一方の高調波電流は、振幅と初期位相がこの LR 回路電流に等しい、高調波電流源で表

表3 k 次高調波電圧印加時の入力電流高調波
Table 3. The harmonic component in the input current under input of the k order harmonic voltage.

振 幅	$\frac{P^2 2 V_K (A_{(00)})^2 G_{CK}}{\pi^2}$	
	k 次	$(k-2)$ 次
正相入力時	相回転 正 相	逆 相
	位 相 ϕ_{K+}	ϕ_{K+}
逆相入力時	相回転 $(k+2)$ 次	k 次
	位 相 ϕ_{K+}	ϕ_{K+}

図7 高調波共振に対する等価回路
Fig. 7. The equivalent circuit for the harmonic resonance.

すことができる。

図7で示した、二つの次数にまたがる高調波共振ループを整理したものが図8である。ここで、サイクロコンバータ自身が発生する特性高調波電流⁽⁷⁾や非理論高調波電流中の、 k 次の正相成分を $I_{HN(k)}$ 、 $(k-2)$ 次の逆相成分を $I_{HN(k-2)}$ としている。そして、この外乱成分に起因する高調波電流を、それぞれ $I_{H(k)}$ 、 $I_{H(k-2)}$ としている。 $G_{H(k)}$ 、 $G_{H(k-2)}$ は、図7の電源・受電変圧器、進相コンデンサならびに等価 LR から与えられる、各次数についての電流拡大率である。

図から明らかなように、この高調波ループは正帰還を構成しているため、一巡伝達関数が1に近づく次数では、その次数の外乱電流を大きく拡大するようになる。

図8 高調波共振ループ

Fig. 8. The loop of the harmonic resonance.

図9 外乱電流拡大率

Fig. 9. The magnified ratio of the disturbing current.

る。また、コンデンサ容量によって、この共振周波数は変化する。

表2に示す、浮上式鉄道宮崎実験線の16 MVAサイクロコンバータの各定数を用いて、この高調波共振ループの外乱電流拡大率 $I_{H(k)}/I_{HN(k)}$ 、 $I_{H(k-2)}/I_{HN(k-2)}$ を求めたものが図9である。ここで、電源の短絡容量は320 MVA、受電変圧器容量は30 MVA (% $Z=7.5\%$)、進相コンデンサ容量は48 MVAとし、サイクロコンバータの出力電圧比を0.5としている。正相、逆相いずれの場合においても、3次、5次ならびに6.5次付近に大きな拡大率が見られる。このことから、3次と5次付近、あるいは5次と6.5次付近で図8に示す共振ループを構成し、高調波共振現象が発生しやすいことがわかる。

5. 試験結果

上述のサイクロコンバータを使用して、以上の検討結果を確認した。試験条件は、前章の検討条件と同一である。また、サイクロコンバータの出力電流は0としている。

図10に示すように、高調波共振時には、受電変圧器(△/▽結線)の二次電圧がひずみ、二次電流に高調波成分が現れている。また、サイクロコンバータの循環電流にも、高調波成分が現れている。

この循環電流の高調波スペクトラムを示したものが、図11である。ここでは、2次、3次、4.5次ならびに7.5次成分が支配的である。このうち、2次成分と3次成分は、この単相サイクロコンバータ自身の製作・調整誤差によるものである(各相のサイクロコンバータで、この大きさにばらつきがある)。4.5次

図10 高調波共振時の各部波形

Fig. 10. The recorded waveforms in various parts under harmonic resonance.

図 11 循環電流の高調波スペクトラム (U 相)
Fig. 11. The spectrum of the circulating current (U -phase).

図 12 サイクロコンバータ入力電流の高調波スペクトラム (R 相)
Fig. 12. The spectrum of the cycloconverter input current (R -phase).

図 13 入力電流高調波成分の振幅と位相
Fig. 13. The amplitude and phase of the harmonic component in the input current.

と 7.5 次成分が、高調波共振現象によるものである。

サイクロコンバータ入力電流の高調波スペクトラムを示したものが、図 12 である。循環電流中の 4.5 次成分は 3.5 次と 5.5 次成分に変換され、7.5 次成分は 6.5 次 (と 8.5 次) 成分に変換されている。

また、入力電流中の、主要成分の振幅と位相を示したものが、図 13 である。三つの次数成分とも、良くバランスしており、3.5 次成分は逆相、5.5 次成分は正相、6.5 次成分は逆相となっている。

このように、以上の確認試験では、前章で検討した次数にほぼ等しい 3.5 次、5.5 次ならびに 6.5 次付近に高調波共振現象が現れ、かつ、その相回転は検討結果に一致するという試験結果が得られた。

6. ま と め

循環電流式サイクロコンバータでは、電源系統～進相コンデンサ群～サイクロコンバータ間で、高調波共振現象が発生する場合がある。本論文では、このような高調波共振現象について解析を行ってきた。ここで、以上述べた事柄を要約すれば、次のようになる。

(1) 循環電流式サイクロコンバータでは、 k 次の入力電圧高調波に対しては、 k 次の入力電流高調波が現れる。この高調波電流の相回転は、高調波電圧の相回転に等しい。また、更に正相電圧の場合には ($k-2$) 次の逆相電流が、逆相電流の場合には ($k+2$) 次の正相電流が現れる。

(2) これらの高調波電流の振幅は、サイクロコンバータ容量の 2 乗に比例する。サイクロコンバータ容量が一定であれば、そのパルス数にはよらない (すなわち、パルス依存の高調波電流とは異なり、パルス数を多くしても、これを低減することはできない)。

(3) 電源系統、進相コンデンサならびにサイクロコンバータ間の、高調波共振現象に対する等価回路を求めた。そして、この等価回路より、正相 k 次～逆相 ($k-2$) 次の間で、正帰還ループを構成することを示し、この高調波ループの一巡伝達関数が 1 に近づく次数では、高調波共振現象が発生するようになることを明らかにした。

(4) 以上の検討結果を、浮上式鉄道宮崎実験線の大容量サイクロコンバータを用いて確認した。

(平成 2 年 12 月 27 日受付, 同 3 年 6 月 11 日再受付)

文 献

- 池田:「浮上式鉄道宮崎実験線の電気設備増強計画(II)」, 電気鉄道, 38 (昭 59-11)
- H. Ikeda, et al.: "Power Conversion System for Maglev Vehicle MLU002", I. C. Maglev '88(1988)

- (3) 彭, 他:「直列形アクティブフィルタとLCフィルタの併用システム」, 電学論 D, 111, (平 3-2)
- (4) B. R. Pelly(西條訳):サイクロコンバータ(昭51)電気書院
- (5) 西條, 他:「循環電流制御によるサイクロコンバータの無効電力制御」, 電気学会研資, SPC-80-18(昭55)
- (6) 多田限, 他:「非干渉制御理論を適用した循環電流制御法の検討」, 電学論 B, 104, 77 (昭59-2)
- (7) 池田, 他:「非対称制御サイクロコンバータの入力無効電力と特性高調波電流」, 電学論 D, 110, 14(平 2-1)

川口 育夫 (正員)

昭和26年1月21日生。48年3月明治大学工学部電気工学科卒業。同年4月日本国有鉄道入社。以後、宮崎浮上式鉄道実験センター、鉄道技術研究所にて浮上式鉄道の研究開発に従事。現在、鉄道総合技術研究所にて浮上式鉄道の電力供給システムに関する研究開発に従事。

池田 春男 (正員)

昭和22年1月11日生。46年3月中央鉄道学園大学課程電気科卒業。以後、鉄道技術研究所、宮崎浮上式鉄道実験センターにて浮上式鉄道の研究開発に従事。現在、鉄道総合技術研究所にて、浮上式鉄道の電力供給システムに関する研究開発を担当。63年10月オーム技術賞受賞。

加賀 重夫 (正員)

昭和24年12月15日生。49年3月中央鉄道学園大学課程電気科卒業。以後、鉄道技術研究所にて浮上式鉄道の研究開発に従事。現在、鉄道総合技術研究所にて浮上式鉄道の電力供給システムに関する研究開発に従事。