

# 180°形サイリスタインバータ駆動による突極形 三相同期電動機の特異解析〔Ⅱ〕\*\*

猪 上 憲 治\*・榊 茂 忠\*

(昭和53年10月4日受理)

## Characteristic Analysis of Three Phase Salient Pole Synchronous Motor Driven by 180° Type Thyristor Inverter〔Ⅱ〕

Kenji INOUE and Shigetada SAKAKI

(Received Oct. 4, 1978)

When the synchronous motor is driven by the thyristor inverter, higher harmonic currents, caused by the harmonic contents of the inverter output voltage, are induced in the field winding and the damper winding of the motor. The characteristics of the motor are adversely affected by these harmonic currents, as has been qualitatively recognized in many papers.

In this paper comparisons are discussed of the experimental and theoretically calculated values of harmonic contents determined by analysis, using a simplified graphical approach to Fourier analysis of the armature current, the armature active power and the power factor of a synchronous motor driven by a 180°-type thyristor inverter, and the influence of harmonic contents on the characteristics of the motor is quantitatively analyzed.

### 1. 結 言

180°形サイリスタインバータで突極形三相同期電動機を駆動した場合、インバータ出力電圧が含む高調波成分は、電動機の界磁巻線および制動巻線に高調波電流を誘導して電動機特性に悪影響を及ぼす。そして、筆者らは、この影響が力率1付近の軽負荷時に著しくあらわれることをすでに確認<sup>1)</sup>している。

本研究は、界磁巻線および制動巻線を通る高調波

電流を定量的に分析することによって高調波成分の電動機特性への影響を明確化し、インバータで駆動される同期電動機的设计、製作において、その回路定数の選定に一つの指針を与えようとするものである。

また、筆者らは、諸特性を比較検討するために同期電動機に次の四つの条件をもうけた。

- (1) 界磁回路は、直流定電流電源に接続されている。
- (2) 界磁回路は、直流定電圧電源に接続されている。
- (3) 電動機は、制動巻線を持たない。

\* 電気工学教室

\*\* 昭和53年9月19日 広島工業大学研究発表会にて発表

(4) 電動機は、制動巻線を持つ。

本稿では、(1), (2), (3)の条件下で電機子電流、電機子有効電力および力率の理論計算値と実験値とを比較検討して、高調波成分の電動機特性への影響を解明し、その影響の軽減をはかるための回路定数の選定に定性的な指針を与えたものである。

## 2. 電圧方程式および電流解

制動巻線を持たない突極形三相同期電動機を180°形サイリスタインバータで駆動したときの理論的特性解析の近似解法<sup>3)</sup>については、すでに、その詳細を述べている<sup>1)</sup>ので、ここでは電圧方程式および電流解のみ示す。

### (1) 電圧方程式

電機子巻線および界磁巻線の抵抗、磁路の飽和現象、空間高調波の影響を無視した仮定の下で、制動巻線を持たない突極形三相同期電動機の回路の線間電圧方程式は、界磁回路が直流定電流電源に接続されている場合は(1)式で、また、直流定電圧電源に接続されている場合は(2), (2)'式で表わされる。

$$\begin{bmatrix} e_{ab}(t) \\ e_{bc}(t) \\ e_{ca}(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2\omega} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a(t), -b(t), 0 \\ 0, b(t), -c(t) \\ -a(t), 0, c(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \sqrt{3} x_{afd} I_{fd} \begin{bmatrix} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots(1)$$

$$\begin{bmatrix} e_{ab}(t) \\ e_{bc}(t) \\ e_{ca}(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2\omega} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a(t), -b(t), 0 \\ 0, b(t), -c(t) \\ -a(t), 0, c(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \frac{x_{afd}}{\omega} \begin{bmatrix} \cos \theta - \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) - \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) - \cos \theta \end{bmatrix} i_{fd}(t) \dots\dots(2)$$

$$e_{fd} = \frac{d}{dt} \frac{x_{fd}}{\omega} i_{fd}(t) + \frac{d}{dt} \frac{x_{afd}}{\omega} \times \begin{bmatrix} \cos \theta, \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}), \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \dots\dots(2')$$

ただし、

$$\theta = \omega t + \delta_1$$

$$a(t) = (x_d + x_q)/2 + (x_d - x_q) \cos 2\theta$$

$$b(t) = (x_d + x_q)/2 + (x_d - x_q) \cos 2(\theta - 2\pi/3)$$

$$c(t) = (x_d + x_q)/2 + (x_d - x_q) \cos 2(\theta - 4\pi/3)$$

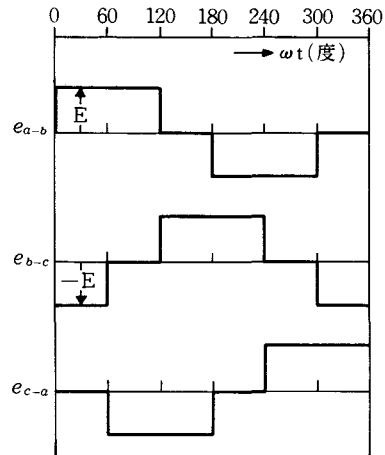
以上の式において、 $e_{ab}(t)$ ,  $e_{bc}(t)$ ,  $e_{ca}(t)$ : 電機子巻線の線間電圧,  $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$ ,  $i_c(t)$ : 電機子電流,  $i_{fd}(t) =$

$I_{fd} + i_{fd}'(t)$ : 界磁電流 ( $I_{fd}$  は直流分,  $i_{fd}'(t)$  は交流分である),  $x_d$ : 直軸リアクタンス (単相定数),  $x_q$ : 横軸リアクタンス (単相定数),  $x_{afd}$ : 電機子巻線および界磁巻線間の相互リアクタンスの最大値,  $x_{fd}$ : 界磁巻線の自己リアクタンスである。

なお、 $\delta_1$ は  $t=0$  において a 相電機子巻線軸と回転子巻線軸とのなす電気角度を表わし、ここでは負荷角  $\delta$  と、 $\delta = \pi - \delta_1$  の関係にある。

### (2) 電流解

180°形サイリスタインバータの出力線間電圧は、第1図のようである。なお、インバータは理想的なものと仮定する。



第1図 インバータ出力線間電圧波形

第1図よりインバータ出力線間電圧  $e_{ab}$ ,  $e_{bc}$ ,  $e_{ca}$  は、それぞれ次式で表わされる。

- i)  $0 \leq t \leq \pi/3\omega$  の期間  
 $e_{ab} = E, e_{bc} = -E, e_{ca} = 0$
- ii)  $\pi/3\omega \leq t \leq 2\pi/3\omega$  の期間  
 $e_{ab} = E, e_{bc} = 0, e_{ca} = -E$
- iii)  $2\pi/3\omega \leq t \leq \pi/\omega$  の期間  
 $e_{ab} = 0, e_{bc} = E, e_{ca} = -E$

上式を(1), (2)式に代入してそれぞれの電流解を求めると、例えば、 $0 \leq t \leq \pi/3\omega$  の期間においては(3)および(4)式となる。

$$i_a = \frac{2}{9x_d x_q} \left[ \{b(t) + c(t)\} E \left\{ \omega t - \frac{\pi}{3} \right\} - b(t) E \omega t - 3x_q x_{afd} I_{fd} \cos \theta \right]$$

$$i_b = \frac{2}{9x_d x_q} \left[ -\{c(t) + a(t)\} E \omega t + c(t) \frac{\pi}{3} E - 3x_q x_{afd} I_{fd} \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) \right]$$

$$i_c = \frac{2}{9x_d'x_q} \left[ \left\{ a(t) + b(t) \right\} \frac{\pi}{3} E + a(t) E \left\{ \omega t - \frac{\pi}{3} \right\} - 3x_q x_{afd} I_{fd} \cos \left( \theta - \frac{4}{3} \pi \right) \right] \quad \dots (3)$$

$$i_a = \frac{2}{9x_d'x_q} \left[ \left\{ b'(t) + c'(t) \right\} E \left\{ \omega t - \frac{\pi}{3} \right\} - b'(t) E \omega t - 3x_q \left\{ x_{afd} I_{fd} + \frac{x_{afd}}{x_{fd}} \omega \psi_{fd}' \right\} \cos \theta \right]$$

$$i_b = \frac{2}{9x_d'x_q} \left[ - \left\{ c'(t) + a'(t) \right\} E \omega t + c'(t) \frac{\pi}{3} E - 3x_q \left\{ x_{afd} I_{fd} + \frac{x_{afd}}{x_{fd}} \omega \psi_{fd}' \right\} \cos \left( \theta - \frac{2}{3} \pi \right) \right]$$

$$i_c = \frac{2}{9x_d'x_q} \left[ \left\{ a'(t) + b'(t) \right\} \frac{\pi}{3} E + a'(t) E \left\{ \omega t - \frac{\pi}{3} \right\} - 3x_q \left\{ x_{afd} I_{fd} + \frac{x_{afd}}{x_{fd}} \omega \psi_{fd}' \right\} \cos \left( \theta - \frac{4}{3} \pi \right) \right] \quad \dots (4)$$

ただし、(4)式において

$$x_d' = x_d - \frac{(x_{afd})^2}{x_{fd}}$$

$$a'(t) = (x_d' + x_q)/2 + (x_d' - x_q) \cos 2\theta$$

$$b'(t) = (x_d' + x_q)/2 + (x_d' - x_q) \cos 2(\theta - 2\pi/3)$$

$$c'(t) = (x_d' + x_q)/2 + (x_d' - x_q) \cos 2(\theta - 4\pi/3)$$

$$\omega \psi_{fd}' = - \frac{x_{afd}}{x_d} \left\{ x_{afd} I_{fd} + \frac{2}{\pi} E \cos \delta_1 \right\}$$

である。

なお、 $\pi/3\omega \leq t \leq 2\pi/3\omega$  および  $2\pi/3\omega \leq t \leq \pi/\omega$  の期間における電流解は、

i)  $\pi/3\omega \leq t \leq 2\pi/3\omega$  の期間

$$t - \pi/3\omega \rightarrow t_1$$

$$i_a(t) \rightarrow -i_b(t_1)$$

$$i_b(t) \rightarrow -i_c(t_1)$$

$$i_c(t) \rightarrow -i_a(t_1)$$

ii)  $2\pi/3\omega \leq t \leq \pi/\omega$  の期間

$$t - 2\pi/3\omega \rightarrow t_2$$

$$i_a(t) \rightarrow i_c(t_2)$$

$$i_b(t) \rightarrow i_a(t_2)$$

$$i_c(t) \rightarrow i_b(t_2)$$

なる変換を施せば、(3),(4)式より簡単に求めるので、その詳細を省略する。

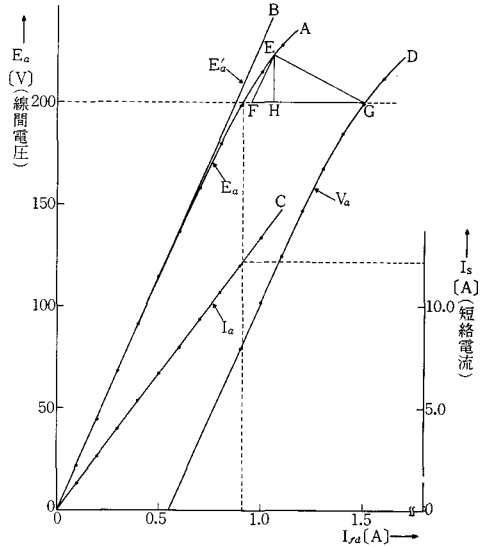
### 3. 同期電動機の回路定数の決定

電動機の回路定数の決定は、通常の決定法<sup>2)</sup>によって行った。

まず、無負荷試験、三相短絡試験、零力率全負荷飽和試験によって、第2図のA、B、C、Dのような無負荷飽和曲線、エアギャップ線、三相短絡曲線、遅れ零力率全負荷飽和曲線を求める。また、すべり試験を行

い、電機子巻線の直軸リアクタンスに対する横軸リアクタンスの比を決定する。なお、これらの試験は、電動機が制動巻線を持たない状態で行っている。

以上のような各種の試験より求めた測定値によって回路定数値を決定した。その結果を第1表に示す。なお、使用した突極形三相同期電動機の定格は、出力2.2[kW]、電圧200[V]、電機子電流7.5[A]、極数4、周波数60[Hz]である。



第2図 無負荷飽和曲線、三相短絡曲線、零力率全負荷飽和曲線

第1表 電動機回路定数の測定記録および定数値

電動機の測定値		
電機子巻線1相の抵抗(75°C)	: $r_a$ [Ω]	0.650
界磁巻線の抵抗(75°C)	: $r_f$ [Ω]	52.12
定格相電圧	: $E_a$ [V]	115.47
定格相電圧のときの短絡電流	: $I_s$ [A]	12.16
定格相電圧のときの界磁電流	: $I_{fd}$ [A]	0.91
すべり試験電圧(d軸)	: $V_d$ [V]	6.347
すべり試験電流(d軸)	: $I_d$ [A]	0.836
すべり試験電圧(q軸)	: $V_q$ [V]	5.618
すべり試験電流(q軸)	: $I_q$ [A]	1.020
電機子漏れリアクタンス降下(ポーシェーの三角形のEH)	: $V_l$ [V]	14.43
電動機の定数値		
電機子巻線の直軸リアクタンス	: $x_d$ [Ω]	6.23
電機子巻線の横軸リアクタンス	: $x_q$ [Ω]	4.52
電機子巻線と界磁巻線との相互リアクタンスの最大値	: $x_{afd}$ [Ω]	179.8
界磁巻線の自己リアクタンス	: $x_{fd}$ [Ω]	6783

#### 4. 電機子巻線供給電圧、電機子電流および電機子有効電力の各調波成分の分析法

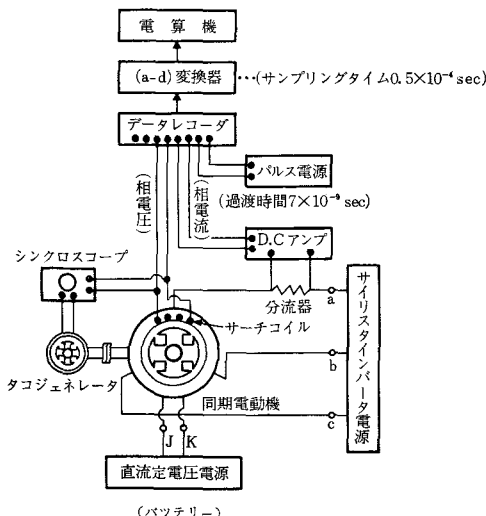
各調波の理論分析は、次のようにして行われる。

第1図のようなインバータ出力線間電圧波形および回路定数値を電流解に代入して算出した電流波形をそれぞれフーリエ解析(図式解法)によって分析する。また、電圧、電流の分析値より電機子有効電力の各調波成分を算出する。なお、波形分析におけるサンプリングタイムは  $0.46 \times 10^{-4}$  [sec] とする。

各調波の実験分析は、次のようにして行われる。

a 相電機子巻線に分流器を接続し、[D-C]アンプを介して相電流をデータレコーダに記録する。また、同時に、a 相電機子巻線と同様な巻線法によって製作したサーチコイルを a 相巻線の上に押し、それに誘導した起電力を相電圧として記録する。そして、サンプリングタイムが  $0.5 \times 10^{-4}$  [sec] の [a-d] 変換器によってデジタル値に変換し、フーリエ解析(図式解法)によって各調波成分を算出する。

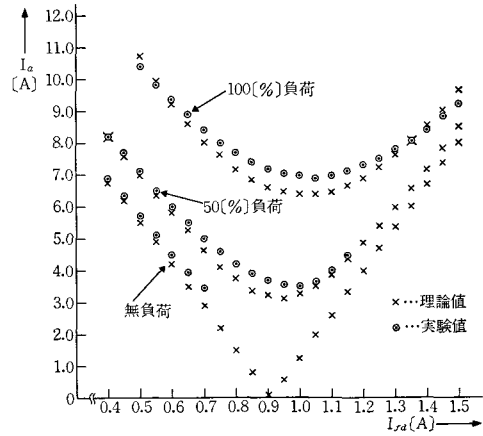
なお、実験装置の概略を第3図に示す。



第3図 実験装置の概略

#### 5. 計算結果および実験結果の比較検討

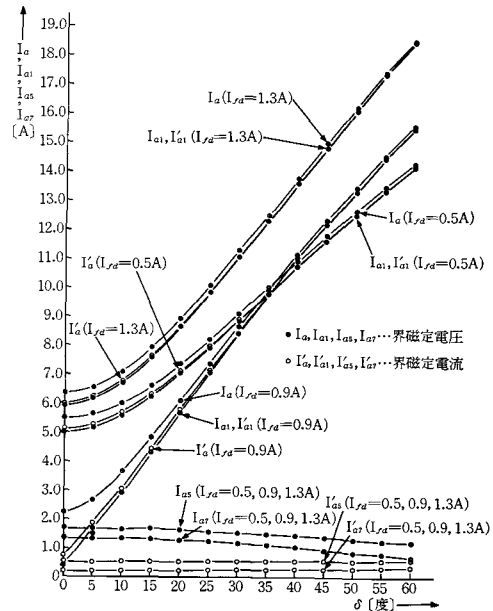
正弦波電圧電源によって電動機を駆動した場合の無負荷、50[%]負荷、100[%]負荷における電機子電流のV特性を第4図に示す。この計算値と実験値との比較は、第3章で求めた電動機の回路定数値の正確さを判定するために行ったものである。図において、実



第4図 正弦波電圧電源駆動による電動機のV特性

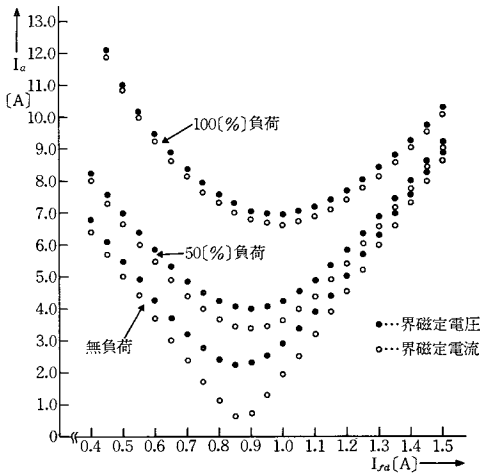
験値は、鉄損電流、磁路の飽和現象および空間高調波による高調波電流を含むので計算値に比べて多少大きな値となっているが、この程度の差異であれば、決定した回路定数の値は正確であると言える。なお、実験において無負荷の  $I_{fd}=0.7$  [A]、50[%]負荷の  $I_{fd}=1.15$  [A]、100[%]負荷の  $I_{fd}=1.5$  [A] でそれぞれ乱調に入っており、電動機が制動巻線を持たないために制動トルクが小さく乱調現象が激しくなったことを意味している。

第5図および第6図は、インバータ電源で駆動した



第5図 インバータ電源駆動による電動機の電機子電流の各調波成分(理論値)

とき、電動機の界磁回路が直流定電圧電源に接続、あるいは直流定電流電源に接続されていると仮定した場合の電機子電流  $I_a$  の各調波成分、および  $V$  特性の計算結果である。第5図のパラメータは界磁電流で、その値は  $I_{fd}=0.5$  [A] (遅れ力率),  $I_{fd}=0.9$  [A] (力率1付近),  $I_{fd}=1.3$  [A] (進み力率) であり、第6図のそれは負荷で、無負荷, 50[%]負荷, 100[%]負荷である。なお、第5図において、7調波以上の高調波成分は非常に小さいので無視している。



第6図 インバータ電源駆動による電動機の $V$ 特性 (理論値)

両図において、インバータ出力電圧が含む高調波成分は、界磁巻線の回路定数のいかによってはかなり大きな値の高調波電流を誘導し、電機子電流の実効値を増大させることがわかる。そして、力率の低下、あるいは界磁巻線および電機子巻線の銅損を増加させて効率低下の一因をなす。また、界磁巻線の高調波電流

は、少なくとも理論解析において仮定した条件下では界磁電流の変化に対して一定で、負荷角に対して反比例的である。したがって、高調波成分による電機子電流への影響は、その基本波成分が小さい力率1付近の軽負荷時に著しくあらわれる。なお、界磁回路が定電圧、定電流電源のどちらに接続されていても、電機子電流の基本波成分には変化なく、その値は等しい。

インバータで同期電動機を駆動した場合、界磁巻線および制動巻線の回路は、それらを通る高調波誘導電流に対してリアクタンス回路 ( $r \ll \omega L$ ) と見做せるるので、一般的に「インバータ出力電圧の高調波成分は同期電動機の電機子有効電力にほとんど影響を及ぼさない」とされている。筆者らは、第2表、第3表に示すように電機子有効電力の各調波成分を定量的に分析することによって、そのことを一層明確にした。

第3表は、 $I_{fd}=0.7$  [A] (遅れ力率),  $I_{fd}=0.9$  [A] (力率1付近),  $I_{fd}=1.1$  [A] (進み力率) のそれぞれにおける無負荷, 50[%]負荷, 100[%]負荷時の電機子電流および電機子有効電力の各調波成分の計算値と実験値とを比較したものである。また、第7図は、 $I_{fd}=0.9$  [A] 一定とした負荷特性における力率および電機子電流の計算値と実験値とを比較したものである。

第3表において、界磁巻線を通る高調波電流によっても電機子有効電力が生じ基本波成分と同様に負荷角によって変化するが、その値は非常に小さく無視できることが解る。従って、インバータ駆動時の電動機の電機子有効電力は、正弦波電圧電源駆動時のそれに比べて、同じ実効値の正弦波電圧に対するインバータ出力電圧の基本波成分の割合94.5[%]にはほぼ一致することが明らかである。

第3表において、インバータ駆動時に界磁回路が直

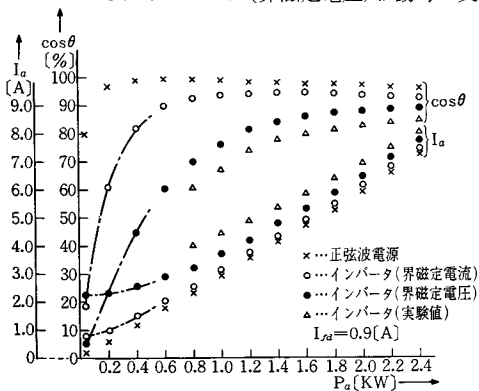
第2表 負荷角に対する電機子有効電力 (出力+機械損) の計算値  $I_{fd}=0.9$  [A]

電機子有効電力		負荷角 $\delta$ [度]											
		0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	
電源の条件													
正弦波電圧	$P_a$ [W]	0	513	1018	1509	1980	2424	2835	3208	2540	3826	4065	
インバータ (界磁定電流)	$P_a$ [W]	0	484	961	1425	1869	2289	2678	3032	3347	3620	3849	
インバータ (界磁定電圧)	$P_a$ [W]	0	480	956	1418	1856	2279	2668	3022	3335	3609	3837	
	$P_{a1}$ [W]	0	483	960	1424	1863	2287	2677	3031	3345	3619	3847	
	$P_{a5}$ [W]	0	4	8	11	15	18	20	22	23	23	23	
	$P_{a7}$ [W]	0	-6	-11	-16	-21	-25	-28	-30	-32	-32	-32	

第3表 電機子電流，電機子有効電力の計算値および実験値

$P_a$ [W], $I_a$ [A]		界磁電流 $I_f$ [A]									
		0.7			0.9			1.1			
		A	B	C	A	B	C	A	B	C	
無負荷	電機子電流	$I_a$	2.36	3.18	—	0.72	2.26	—	3.23	3.38	—
		$I_{a1}$	2.29	2.29	—	0.45	0.45	—	3.18	3.18	—
		$I_{a5}$	0.52	1.68	—	0.52	1.68	—	0.52	1.68	—
		$I_{a7}$	0.20	1.36	—	0.20	1.36	—	0.20	1.36	—
50[%]負荷	電機子電流	$I_a$	4.40	4.88	5.67	3.37	3.99	5.04	4.40	4.89	—
		$I_{a1}$	4.36	4.37	4.76	3.32	3.34	3.87	4.36	4.37	—
		$I_{a5}$	0.53	1.65	2.37	0.52	1.66	2.53	0.52	1.66	—
		$I_{a7}$	0.23	1.32	1.89	0.21	1.33	2.02	0.21	1.34	—
	電機子有効電力	$P_a$	1099	1100	1250	1099	1100	1253	1100	1100	—
		$P_{a1}$	1099	1104	1270	1099	1103	1271	1100	1103	—
		$P_{a5}$	0	10.6	0.5	0	8.9	0.4	0	7.8	—
		$P_{a7}$	0	-14.9	-20.3	0	-12.6	-18.2	0	-10.8	—
100[%]負荷	電機子電流	$I_a$	8.12	8.38	8.96	6.81	7.12	8.06	6.89	7.20	8.08
		$I_{a1}$	8.10	8.14	8.48	6.78	6.81	7.49	6.87	6.89	7.40
		$I_{a5}$	0.54	1.54	2.25	0.53	1.58	2.37	0.53	1.61	2.48
		$I_{a7}$	0.25	1.18	1.73	0.24	1.24	1.79	0.23	1.27	1.91
	電機子有効電力	$P_a$	2200	2200	2419	2200	2200	2431	2200	2200	2429
		$P_{a1}$	2200	2209	2445	2200	2208	2459	2200	2207	2462
		$P_{a5}$	0	19.7	21.7	0	17.0	22.4	0	14.8	19.3
		$P_{a7}$	0	-27.6	-47.4	0	-23.8	-50.6	0	-20.8	-52.6

ただし，Aはインバータ(界磁定電流)駆動時の計算値。  
 Bはインバータ(界磁定電圧)駆動時の計算値。  
 Cはインバータ(界磁定電圧)駆動時の実験値で，電機子有効電力は機械損および鉄損を含む。



第7図 負荷特性

流定電圧電源に接続されている場合の計算値と実験値との間には，各調波成分とも差異がみられ力率1付近の軽負荷時に特に大きい。これは，実験値が鉄損電流，空間高調波に起因して生じた高調波電流，鉄損などを含むためである。また，第7図においても見られるが，界磁回路が定電流電源に接続されているとした場合の計算値と，界磁回路が定電圧電源に接続されている場合の実験値とでは，実験値が界磁巻線の高調波電流を含むためにその差異は非常に大きくなっている。

インバータ駆動による同期電動機の特性格解析は，解析を容易にするために「電動機において磁路の飽和お

よび空間高調波の影響を無視し、制動巻線を持たなく、界磁回路は直流定電流電源に接続されている」との仮定の下で、一般的に行われている。しかしながら、少なくとも筆者らが使用した市販の電動機における電機子電流および力率の計算値と実験値とを比較する限り、インバータ出力電圧の高調波成分に起因した制動巻線および界磁巻線の高調波誘導電流の力率、効率への悪影響は、実用上無視できない。従って、設計においてこのことを十分考慮する必要がある。

そして、今後この影響については詳細な検討を要するが、定性的観点から考えられうる一つの軽減法として、電動機の制動巻線の材料、構造および界磁巻線の巻回数などの改良、例えば、制動巻線をしんちゅう棒またはアルミ棒で製作、また、構造を深みぞ形にする、あるいは界磁巻線の巻回数をすくなくすることなどが考えられる。

## 6. 結 言

180°形サイリスタインバータ駆動による突極形三相同期電動機の特性格解析において、一般に、解析を容易にするために設けられた仮定の条件下での理論計算値と、実際に使用される条件に近い（ここでは制動巻線を持っていない）条件下でなされた実験値とを電機子電流、電機子有効電力および力率において比較検討した結果、次の事が明らかとなった。

1. 電機子電流の各調波成分を定量的に分析した結果、界磁巻線を通れる高調波電流の値はかなり大きく、制動巻線の高調波電流と併せて考えると、力率1付近の軽負荷時における力率、効率への悪影響は実用上無視できない。従って、インバータで駆動される同期電動機の設計における界磁巻線および制動巻線の回路定数の選定は、定常特性をも考慮してなされるべきである。

2. 定性的には、高調波成分の影響の軽減法として、例えば制動巻線をしんちゅう材料で製作して深みぞかご形にする方法、あるいは界磁巻線の巻回数を少なくする方法などが考えられる。

3. 特性格解析において、正弦波電源駆動による場合と同一な仮定条件を電動機に下して解析すると、少なくとも電機子電流、力率の理論値は実験値との間に大きな差異を生じ実際的でなくなる。従って、インバータ駆動による場合、界磁巻線および制動巻線の回路を考慮した電圧方程式を導き、理論展開をすべきである。

今後の研究課題は、制動巻線を通れる高調波電流を定量的に分析することによって、インバータ出力電圧の高調波成分が電動機に及ぼす影響を一層明確にし、電動機の界磁巻線および制動巻線の改良を試みることにある。

最後に、御協力頂いた電子工学科黒杭 宏助教授、電気工学科卒研生の石田賢児、魚森 浩、船本文雄、村上真一、山本義則の五君に謝意を表します。

## 参 考 文 献

- 1) 猪上：榊：広工大研究紀要、Vol. 12, No. 16, p. 133-140.
- 2) 矢野：電気学会論文誌、Vol. 83-4, No. 895, p. 525-529.
- 3) 野中・小山：九大工学集報、Vol. 41, No. 3, p. 432-437.
- 4) 佐藤・関：電気学会論文誌、Vol. 85-4, No. 919, p. 135-143.
- 5) 常広：電気学会論文誌、Vol. 91, No. 2, p. 181-190.
- 6) 野中・小山：電気学会論文誌、Vol. 92-B, No. 6, p. 350-359.