

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析**

猪上憲治*, 榊茂忠*

(昭和52年9月30日受理)

Characteristic Analysis of Three Phase Salient Pole Synchronous Motor Driven with 180° Type Thyristor Inverter

Kenji INOUE, Shigetada SAKAKI

(Received Sept. 30, 1977)

The results of harmonic analysis of the phase voltage, the phase current and the armature active power (≡out put) made on two synchronous motors driven with 180° type thyristor inverter are discussed in this paper. These motors are the squirrel cage type and the solid pole type.

A new method for analyzing the distorted waveform and computing the harmonic contents is suggested in Fig.-1. The experimental values of harmonic contents in the phase voltage, the phase current and armature active power analyzed by this method agree well with the theoretical values. Therefore, this can be particularly suitable for a method of harmonic analysis.

From the experimental results of the two motors driven with the inverter, it is concluded that iron loss and copper loss of motor caused by harmonic in the supply voltage increase, but there is not very much change on the armature active power.

1. ま え が き

180°形サイリスタインバータ電源で突極形三相同期電動機を駆動した場合の特性格析の研究は、これまでに幾つかなされており、インバータ出力電圧波形の高調波成分が電動機の電機子有効電力におよぼす影響は、軽微であるとされている。また、二、三の論文では、特性格析法として、インバータ出力電圧をフーリエ級数に展開して電圧方程式を解く解法、あるいはインバータ出力電圧波形を電圧方程式に直接代入して解

く近似解法¹⁾などがもちいられている。

しかし、筆者等が知る限りでは、相電圧、相電流のひずみ波形の実測値より電機子有効電力の各調波成分を定量的に実験分析した論文はないようである。

本論文は、相電圧、相電流のひずみ波形をデータレコーダに記録し、(a-d)変換器によってディジタル値に変換したものを図式的波形分析法によりフーリエ級数展開して、相電圧、相電流、電機子有効電力の各調波成分を分析する筆者ら独自の実験的解法によって、180°形サイリスタインバータ駆動時におけるかご

* 電気工学教室

** 昭和52年9月17日広島工業大学研究発表会にて発表

形及びソリッドポール形三相同期電動機の定常時の特性解析を行ない、かつ、理論的解析結果とも比較検討して、インバータ出力電圧が含む高調波成分の電動機特性への影響を解明したものである。

2. 実験的特性解析

本章では、 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相電圧、相電流（電機子電流）、電機子有効電力の各調波成分の定量的な実験解析法について述べる。

2.1 実験方法

第1図に実験装置及び数値計算法の概略図を示す。相電流を分流器で分流し、D.C アンプで電流波形がひずまない程度に増巾してデータレコーダに記録する。a相電機子巻線と同様な巻線法を用いて製作したサーチコイル（巻数：4）をスロット内のa相巻線に押し設置し、それに誘起する電圧を相電圧として記録する。また、単安定回路とシューミット回路を結合して製作した単一パルス電源によって、立ち上り時間（過

渡現象状態の時間） 7×10^{-9} [sec] のパルス電圧も同時に記録する。そして、電圧、電流の基準値を記録する。

次に、データレコーダの出力をサンプリングタイムが 1.13×10^{-4} [sec] と設定された(a-d)変換器にかけて、電圧波形、電流波形及び基準値のデジタル値を導出する。

2.2 数値計算

通常の図式的波形分析法による電圧、電流波形のフーリエ級数展開式及び電力算出式をプログラムし、電子計算機で相電圧、相電流、電機子有効電力（ここでは出力+機械損+鉄損とする）の各調波成分を19調波まで算出する。

次に、電力算出式について述べる。

例えば、波形分析法で求めた電圧、電流のフーリエ級数展開式が

$$v = \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin(n\theta + \alpha_n), \quad i = \sum_{n=1}^{\infty} I_{mn} \sin(n\theta + \beta_n)$$

で得られたとき、電力の瞬時値は次式のようにになる。

$$p = vi = \sum \{ V_{mp} I_{mp} \sin(p\theta + \alpha_p) \cdot \sin(p\theta + \beta_p) \} \\ + \sum \{ V_{mq} I_{mq} \sin(q\theta + \alpha_q) \cdot \sin(p\theta + \beta_p) \}$$

ただし、上式右辺の第1群は同一調波の成分、第2群は異なる調波の成分である。

また、上式の平均電力を求める場合、第2群の各項の積分は零となり、第1群の各項の平均値は

$$P_p = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{mp} I_{mp} \sin(p\theta + \alpha_p) \cdot \sin(p\theta + \beta_p) d\theta \\ = V_p I_p \cos \gamma_p$$

したがって、電機子有効電力の算出式として次式が成り立つ。

$$P_n = V_n I_n \cos \gamma_n \\ P' = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \gamma_n \\ P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \gamma_n \quad \left. \vphantom{P} \right\} \dots \dots (1)$$

3. 理論的特性解析

本章では、 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的理論的解析¹⁾について述べる。

3.1 電圧方程式

突極形三相同期電動機の回路の電圧方程式は、

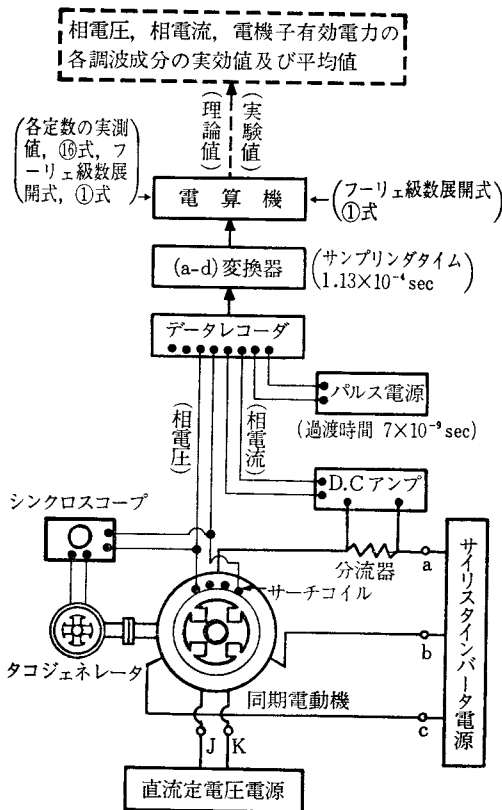
(a) 回路の抵抗は、そのリアクタンスに比べて充分小さく、電流の交流分に対して無視しうる。

(b) 磁路の飽和、空間高調波の影響を無視する。

(c) 制動巻線を無視する。

(d) 界磁回路は、定電圧電源に接続されている。

の仮定の下で、次式のように求まる。



第1図 実験装置及び数値計算法の概略図

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

$$e_{fd} = (r_{fd} + \frac{d}{dt} \frac{x_{afd}}{\omega}) i_{fd}(t) + \frac{d}{dt} \frac{x_{afd}}{\omega} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos \\ (\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \dots\dots(3)$$

$$\theta = \omega t + \delta_1 \dots\dots(4)$$

ここで

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

上式において、 x_d : 直軸リアクタンス, x_q : 横軸リアクタンス, x_{fd} : 界磁回路のリアクタンス, x_{afd} : 相互リアクタンス。また、 δ_1 は $t=0$ における a 相巻線軸と突極の中心軸(直軸)とのなす電気角度を表わす。

いま、界磁回路が直流定電圧電源に接続されている仮定の下で界磁電流 $i_{fd}(t)$ を交流分 $i_{fd}'(t)$ と直流分 I_{fd} に分けて表示すれば、次の関係式が成り立つ。

$$e_{fd} = r_{fd} I_{fd}, i_{fd}(t) = I_{fd} + i_{fd}'(t) \dots\dots(5)$$

(5)式の関係(3)式に代入し、仮定により、電流の交流分に対して回路の抵抗を無視すれば、(3)式は次のように書ける。界磁回路において、交流電流分による磁束鎖交数と回転磁界による磁束鎖交数との和を ψ_{fd}' とすると

$$0 = \frac{d}{dt} \psi_{fd}' \\ \psi_{fd}' = \frac{x_{fd}}{\omega} i_{fd}'(t) + \frac{x_{afd}}{\omega} \left\{ \cos\theta \cdot i_a(t) + \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot i_b(t) + \cos \left(\theta - \frac{4}{3}\pi \right) \cdot i_c(t) \right\} \dots\dots(6)$$

すなわち、(6)式より $\omega\psi_{fd}' =$ 一定である。

したがって、界磁電流交流分は次のように書ける。

$$i_{fd}'(t) = \frac{\omega\psi_{fd}'}{x_{fd}} - \frac{x_{afd}}{x_{fd}} \left\{ \cos\theta \cdot i_a(t) + \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot i_b(t) + \cos \left(\theta - \frac{4}{3}\pi \right) \cdot i_c(t) \right\} \dots\dots(7)$$

(7)式を(2)式に代入すれば

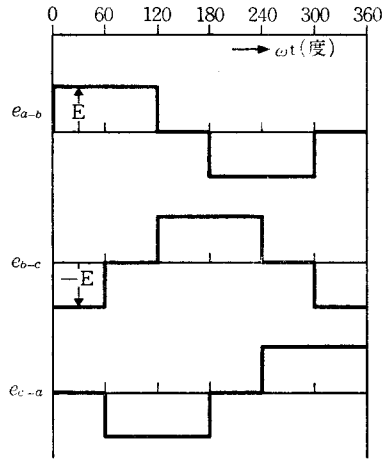
$$\begin{bmatrix} e_{a-b} \\ e_{b-c} \\ e_{c-a} \end{bmatrix} = \frac{3}{2\omega} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} a'(t) & -b'(t) & 0 \\ 0 & b'(t) & -c'(t) \\ -a'(t) & 0 & c'(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \\ + \sqrt{3} \left(x_{afd} I_{fd} + \frac{x_{afd}}{x_{fd}} \omega\psi_{fd}' \right) \begin{bmatrix} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots(8)$$

ただし、 $x_d' = x_d - (x_{afd})^2/x_{fd}$ で

$$\left. \begin{aligned} a'(t) &= (x_d' + x_q)/2 + (x_d' - x_q)\cos 2\theta \\ b'(t) &= (x_d' + x_q)/2 + (x_d' - x_q)\cos 2(\theta - 2\pi/3) \\ c'(t) &= (x_d' + x_q)/2 + (x_d' - x_q)\cos 2(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots(9)$$

3.2 電 流 解

まず、180°形サイリスタインバータの出力線間電圧波形を第2図のようにして、 e_{a-b} が0からEになる瞬間を時間軸の原点 ($t=0$) とする。



第2図 インバータ出力線間電圧波形

また、相差角 δ をインバータ出力電圧の基本波成分と逆起電力との成す位相角で定義すれば、 δ と δ_1 との関係は次のようになる。

$$\delta = \pi - \delta_1 \dots\dots(10)$$

第2図よりインバータ出力線間電圧 $e_{a-b}, e_{b-c}, e_{c-a}$ は、それぞれ次式で表わされる。

$$i) 0 \leq t \leq \pi/3 \text{ の期間} \\ e_{a-b} = E, e_{b-c} = -E, e_{c-a} = 0$$

$$ii) \pi/3 \leq t \leq 2\pi/3 \text{ の期間} \\ e_{a-b} = E, e_{b-c} = 0, e_{c-a} = -E$$

$$iii) 2\pi/3 \leq t \leq \pi \text{ の期間} \\ e_{a-b} = 0, e_{b-c} = E, e_{c-a} = -E$$

上式を(8)式に代入し、両辺を積分すれば、 $0 \leq t \leq \pi/3 \omega$ の期間に対し、次式が成り立つ。

$$\frac{3}{2} \begin{bmatrix} a'(t) & -b'(t) & 0 \\ 0 & b'(t) & -c'(t) \\ -a'(t) & 0 & c'(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E\omega t \\ -E\omega t \\ 0 \end{bmatrix} \\ -\sqrt{3} A \begin{bmatrix} \sin(\theta - 4\pi/3) - \sin(\delta_1 - 4\pi/3) \\ \sin\theta - \sin\delta_1 \\ \sin(\theta - 2\pi/3) - \sin(\delta_1 - 2\pi/3) \end{bmatrix} \\ + \frac{3}{2} \begin{bmatrix} a'(0) & -b'(0) & 0 \\ 0 & b'(0) & -c'(0) \\ -a'(0) & 0 & c'(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(0) \\ i_b(0) \\ i_c(0) \end{bmatrix} \dots\dots(11)$$

ただし

$$A = x_{afd} I_{fd} + (x_{afd}/x_{fd}) \omega\psi_{fd}'$$

なお、 $i_a(0)$ 、 $i_b(0)$ 、 $i_c(0)$ は、それぞれ各相電機子電流の初期値を表わす。そして、電機子電流の境界条件より電流の初期値が

$$\frac{3}{2} \begin{bmatrix} a'(0), & -b'(0), & 0 \\ 0 & b'(0), & -c'(0) \\ -a'(0), & 0 & c'(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(0) \\ i_b(0) \\ i_c(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\pi E/3 \\ 0 \\ \pi E/3 \end{bmatrix}$$

$$-\sqrt{3} \left(x_{afd} I_{fd} + \frac{x_{afd}}{x_{fd}} \omega \psi_{fd}' \right) \begin{bmatrix} \sin(\delta_1 - 4\pi/3) \\ \sin \delta_1 \\ \sin(\delta_1 - 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots (12)$$

で与えられる。

なお、 ψ_{fd}' は未知の定数であるから、次に ψ_{fd}' の値を決定する。

まず、(6)式の両辺に ω をかければ

$$\omega \psi_{fd}' = x_{afd} \left[\cos \theta \cdot i_a(t) + \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot i_b(t) + \cos \left(\theta - \frac{4}{3}\pi \right) \cdot i_c(t) \right] + x_{afd} i_{fd}'(t) \dots\dots (13)$$

ここで、 $i_{fd}'(t)$ は 6n 倍の高調波成分よりなる交流分である。したがって、(13)式より

$$\omega \psi_{fd}' = \frac{3}{\pi} x_{afd} \int_{\theta_1}^{\pi/3+\delta} \left[\cos \theta \cdot i_a(t) + \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \cdot i_b(t) + \cos \left(\theta - \frac{4}{3}\pi \right) \cdot i_c(t) \right] d\theta \dots\dots (14)$$

なる関係が成り立ち、これより $\omega \psi_{fd}'$ の値が次のように決定される。

$$\omega \psi_{fd}' = -\frac{x_{afd}}{x_d} \left[x_{afd} I_{fd} + \frac{2}{\pi} E \cos \delta_1 \right] \dots\dots (15)$$

故に、(11)、(12)、(15)式より、 $0 \leq t \leq \pi/3\omega$ 期間における電流解が次のように求まる。

$$i_a(t) = \frac{2}{9x_d'x_q} \left[\left\{ x_d' + x_q - (x_d' - x_q) \cos 2\theta \right\} E \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) - \left\{ \frac{x_d' + x_q}{2} + (x_d' - x_q) \cos 2 \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \right\} E \omega t \right.$$

$$\left. - 3x_q \left\{ \frac{x_d'}{x_d} x_{afd} I_{fd} - \frac{x_d - x_d'}{x_d} \frac{2}{\pi} E \cos \delta_1 \right\} \cos \theta \right]$$

$$i_b(t) = \frac{2}{9x_d'x_q} \left[-\left\{ x_d' + x_q - (x_d' - x_q) \cos 2 \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \right\} E \right.$$

$$\left. \times E \omega t + \left\{ \frac{x_d' + x_q}{2} + (x_d' - x_q) \cos 2 \left(\theta - \frac{4}{3}\pi \right) \right\} \frac{\pi}{3} E - 3x_q \left\{ \frac{x_d'}{x_d} x_{afd} I_{fd} - \frac{x_d - x_d'}{x_d} \frac{2}{\pi} E \cos \delta_1 \right\} \cos \left(\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \right]$$

$$i_c(t) = \frac{2}{9x_d'x_q} \left[\left\{ x_d' + x_q - (x_d' - x_q) \cos 2 \left(\theta - \frac{4}{3}\pi \right) \right\} \right.$$

$$\left. \times \frac{\pi}{3} E + \left\{ \frac{x_d' + x_q}{2} + (x_d' - x_q) \cos 2\theta \right\} E \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) - 3x_q \left\{ \frac{x_d'}{x_d} x_{afd} I_{fd} - \frac{x_d - x_d'}{x_d} \frac{2}{\pi} E \cos \delta_1 \right\} \cos \left(\theta - \frac{4}{3}\pi \right) \right]$$

$\dots\dots (16)$

また、 $\pi/3\omega \leq t \leq 2\pi/3\omega$ および $2\pi/3\omega \leq t \leq \pi/\omega$ の期間における方程式が求まるが、これらの式は、

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

$$\left. \begin{array}{l} t - \pi/3\omega \rightarrow t_1 \\ i_a(t) \rightarrow -i_b(t_1) \\ i_b(t) \rightarrow -i_c(t_1) \\ i_c(t) \rightarrow -i_a(t_1) \end{array} \right\} \dots\dots (17)$$

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

$$\left. \begin{array}{l} t - 2\pi/3\omega \rightarrow t_2 \\ i_a(t) \rightarrow i_c(t_2) \\ i_b(t) \rightarrow i_a(t_2) \\ i_c(t) \rightarrow i_b(t_2) \end{array} \right\} \dots\dots (18)$$

なる変換を施せば、(11)式と同じ形となる。

すなわち、 $\pi/3\omega \leq t \leq 2\pi/3\omega$ および $2\pi/3\omega \leq t \leq \pi/\omega$ の期間の電流解は、(17)式および(18)式の関係ももちいることにより、 $0 \leq t \leq \pi/3\omega$ 期間における電流解から導くことができる。

以上述べた理論展開より、電機子電流(相電流) I_a 、電機子有効電力 P (出力+機械損)は、次式のようになる。

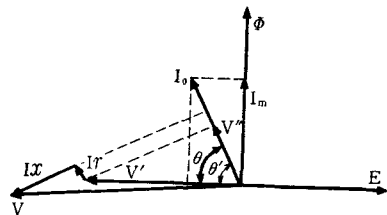
$$I_a = \frac{2E}{9x_d'x_q} \left[\frac{5\pi^2}{54} (x_d'^2 + x_q^2) - (x_d'^2 - x_q^2) \frac{3}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{\pi}{6} \right) \times \cos 2\delta + \frac{9}{2} x_q^2 \left\{ \frac{x_d'}{x_d} \frac{x_{afd} I_{fd}}{E} + \left(1 - \frac{x_d'}{x_d} \right) \frac{2}{\pi} \cos \delta \right\} \times \left\{ \frac{x_d'}{x_d} \frac{x_{afd} I_{fd}}{E} - \frac{2}{\pi} \left(1 + \frac{x_d'}{x_d} \right) \cos \delta \right\} \right]^{1/2} \dots\dots (19)$$

$$P = \frac{2}{3x_d'x_q} \frac{E^2}{\pi} \left[3x_q \left\{ \frac{x_d'}{x_d} \frac{x_{afd} I_{fd}}{E} + \left(1 - \frac{x_d'}{x_d} \right) \times \frac{2}{\pi} \cos \delta \right\} \sin \delta + (x_d' - x_q) \left(\frac{\sqrt{3}}{4} + \frac{\pi}{6} \right) \sin 2\delta \right] \dots\dots (20)$$

3.3 定数 x_d 、 x_q 、 x_{fd} 、 x_{afd} 、 δ の測定

i) 直軸リアクタンス x_d 、横軸リアクタンス x_q の測定

一般的にもちいられている「滑り法による測定法」によって測定した。測定器として電磁オシログラフを使用し、 x_d 、 x_q の値はすべり $S=0$ におけるものとした。測定の結果、かご形機においては $x_d=6.4[\Omega]$ 、 $x_q=4.0[\Omega]$ 、ソリッドポール形機においては $x_d=7.1[\Omega]$ 、 $x_q=4.1[\Omega]$ であった。



第3図 ベクトル図

ii) 界磁回路のリアクタンス x_{fd} の測定

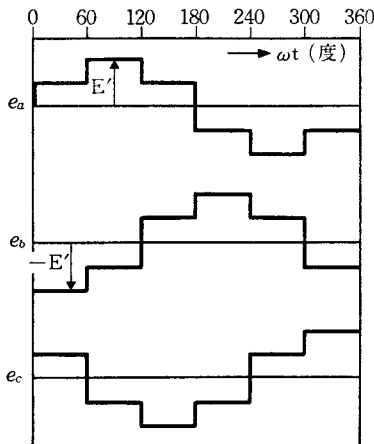
低力率電力計、電圧計、電流計を界磁回路に接続し、回転子を静止、三相回路を開放した状態で交流電圧を供給して P_0, V, I_0 を測定する。第3図のベクトル図において $\theta \approx \theta'$ と見做せば、 $V' = \frac{V''}{\cos\theta'} = \frac{V\cos\theta - I_0 r}{\cos\theta'}$
 $\approx \frac{V\cos\theta - I_0 r}{\cos\theta}$ 及び $I_m = I_0 \sin\theta' \approx I_0 \sin\theta$ の関係がなりたつ。したがって、 $x_{fd} = \frac{V'}{I_m}$ より x_{fd} の値を算出する。以上のような測定法によって測定した結果、かご形機においては $x_{fd} = 5300[\Omega]$ 、ソリッドポール形機においては $x_{fd} = 5480[\Omega]$ であった。

iii) 相互リアクタンス x_{afd} の測定

相互インダクタンス M は、一方のコイルに単位電流を流したときの他のコイルとの磁束鎖交数 ($N_s \Phi$) である。したがって、回転子を同期速度で回転させた状態で界磁回路に直流電流 1 [A] を流し、その時の電機子巻線に発生する誘起電圧を測定することによって相互リアクタンス $x_{afd} (= \omega M)$ を求めることができる。すなわち、 $e = -\frac{d\psi}{dt} = \omega N_s \Phi \sin \omega t = E_m \sin \omega t$ (ただし、 $\psi = N_s \Phi \cos \omega t$) より $N_s \Phi = \frac{E_m}{\omega} = \frac{\sqrt{2}}{\omega \sqrt{3}} \times E_t$ (ただし、 E_t は端子間の誘起電圧) の関係がなりたち、 $x_{afd} = \omega M = \omega N_s \Phi = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E_t$ で算出される。測定の結果、かご形機においては $x_{afd} = 173.0[\Omega]$ 、ソリッドポール形機においては $x_{afd} = 185.0[\Omega]$ であった。

iv) 負荷角 δ の測定

第1図のように、同期電動機の回転子軸にタコジェネレータの回転子軸を直結し、タコジェネレータの誘起電圧波形とサーチコイルの誘起電圧波形とをシンクロスコープに画かせ、両波形の位相差をもって負荷角



第4図 電動機入力相電圧波形

δ として測定³⁾した。

v) 相電圧、相電流、電機子有効電力の各調波成分の分析

第4図のような電動機入力相電圧波形(実効値: $200/\sqrt{3}$ [V]) をサンプリングタイム 1.13×10^{-4} [sec] として分割する。また、電流解の(16)式に $x_d, x_q, x_{fd}, x_{afd}, \delta, I_{fd}$ の測定値を代入し、サンプリングタイム 1.13×10^{-4} [sec] として分割した電流波形を求める。そして、図式的波形分析法によってフーリエ級数に展開し、相電圧、相電流の各調波成分を求める。

次に、電機子有効電力の各調波の成分は、電圧、電流のフーリエ級数展開値より(1)式によって算出する。

以上述べた数値計算は、すべて電子計算機で行なう。

4. 実験値と理論値の比較検討

最初に、かご形同期電動機において比較検討する。

第1表、第2表は、かご形機のV特性 (55 [%] 負荷一定)、負荷特性 ($\cos\theta \approx 1$) における相電圧、相電流(電機子電流)、電機子有効電力の合成値及び各調波成分の実験値と理論値との比較表である。表中の記号 V, I_a, P は合成値、添字 1, 5, 7 は第1, 第5, 第7調波成分を表わす。また、理論値中の P' は(2)式で算出された値を表わす。なお、各特性の高調波は19調波まで分析されているが、7調波以後の高調波成分は非常に小さく、表中では省略している。また、電力の計器指示値は銅損を含まない値としている。

相電圧において、実験値の高調波成分の合成値に対する割合は理論値のそれに比べて多少小さくなっている。このことは、第5図の電圧波形に示されているように、実験による相電圧波形は誘起電圧の波形であり、誘起電圧波形が空間磁束密度分布に基づくからである。第5図の電圧波形は、インバータ電源で駆動した場合の空間磁束密度分布を示していることにもなる。

第6図は、第1表の電機子電流の各調波成分を図示したものであり、正弦波電圧電源で、同一供給電圧、同一負荷状態において実験したV特性の電流値も同時に図示している。

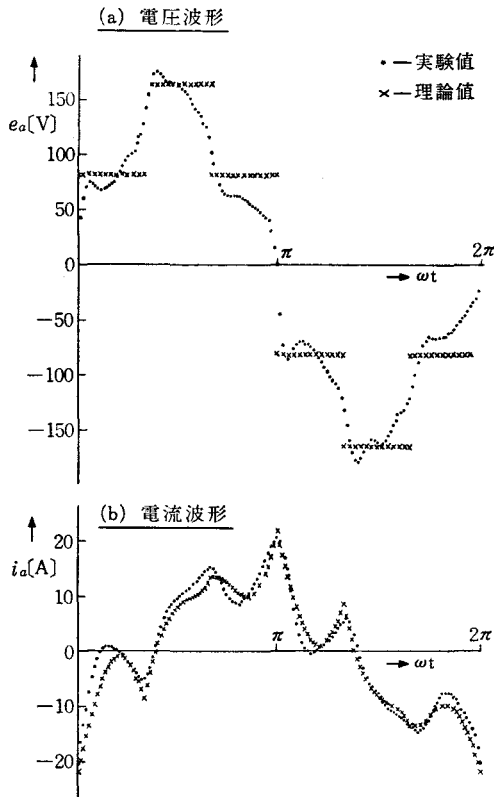
図中の実験値において、電機子電流の高調波成分 ($\sqrt{I_{a5}^2 + I_{a7}^2}$) の基本波値に対する割合は非常に大きく、力率1付近では、かご形巻線を通る高調波分の増加によって、その傾向は著しくなっている。また、正弦波電圧電源で駆動した時の電機子電流値をもって比較、考察すると、インバータ電源で駆動した場合、出力に寄与する電流の成分は第1調波のみであること

第1表 かが形機の線間電圧200[V], 55[%] 負荷一定のV特性における相電圧, 相電流, 電機子有効電力の実験値及び理論値

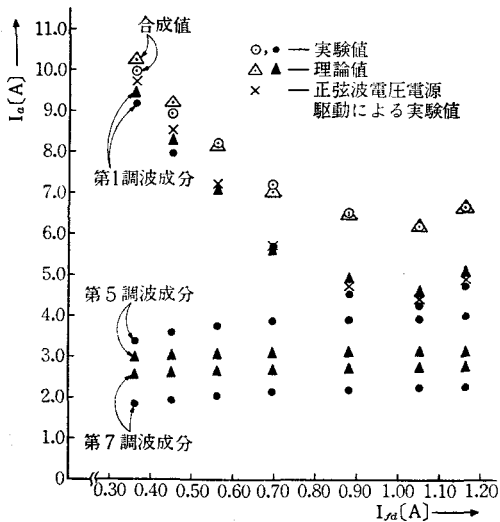
	計器指示値		相電圧				相電流				電機子有効電力				
	I_a [A]	P [W]	V [V]	V_1 [V]	V_5 [V]	V_7 [V]	I_a [A]	I_{a1} [A]	I_{a5} [A]	I_{a7} [A]	P [W]	P_1 [W]	P_5 [W]	P_7 [W]	
実 験 値	10.00	1485	109.2	107.5	14.8	9.8	9.95	9.17	3.37	1.83	1387	1383	14.2	-12.6	
	9.00	1472	109.8	107.4	15.5	10.1	8.95	7.97	3.57	1.93	1383	1388	8.0	-17.1	
	8.00	1485	110.1	108.4	15.6	9.6	8.21	7.02	3.73	2.03	1402	1425	11.8	-14.7	
	7.00	1488	110.7	108.5	15.9	10.0	7.21	5.70	3.85	2.15	1392	1418	-1.4	-20.3	
	6.50	1478	111.0	108.8	16.3	10.4	6.50	4.51	3.88	2.19	1378	1396	-13.5	-25.4	
	6.24	1476	111.2	109.2	16.7	10.9	6.20	4.23	3.94	2.24	1371	1383	-12.7	-30.5	
	6.63	1489	111.0	109.0	17.0	10.3	6.65	4.71	4.00	2.26	1360	1363	7.5	-24.5	
理 論 値	δ [度]	I_{fd} [A]	V [V]	V_1 [V]	V_5 [V]	V_7 [V]	I_a [A]	I_{a1} [A]	I_{a5} [A]	I_{a7} [A]	P [W]	P_1 [W]	P_5 [W]	P_7 [W]	P' [W]
	23.3	0.362	115.5	110.3	22.1	15.8	10.21	9.39	2.95	2.56	1303	1370	18.2	-70.7	1415
	20.9	0.450	115.5	110.3	22.1	15.8	9.20	8.25	2.99	2.60	1317	1384	14.6	-60.9	1421
	18.8	0.560	115.5	110.3	22.1	15.8	8.13	7.02	3.02	2.64	1351	1417	11.3	-63.3	1444
	16.5	0.695	115.5	110.3	22.1	15.8	7.01	5.64	3.05	2.67	1356	1422	7.4	-58.8	1437
	15.2	0.880	115.5	110.3	22.1	15.8	6.45	4.90	3.06	2.69	1378	1444	5.3	-56.3	1449
	12.6	1.050	115.5	110.3	22.1	15.8	6.22	4.55	3.09	2.72	1394	1459	0.7	-50.8	1441
11.7	1.155	115.5	110.3	22.1	15.8	6.64	5.08	3.09	2.73	1393	1418	-0.9	-48.8	1431	

第2表 かが形機の力率 $\cos \theta=1$ 一定の負荷特性における相電圧, 相電流, 電機子有効電力の実験値及び理論値

	計器指示値		相電圧				相電流				電機子有効電力				
	I_a [A]	P [W]	V [V]	V_1 [V]	V_5 [V]	V_7 [V]	I_a [A]	I_{a1} [A]	I_{a5} [A]	I_{a7} [A]	P [W]	P_1 [W]	P_5 [W]	P_7 [W]	
実 験 値	5.58	1159	111.0	109.7	13.7	9.3	5.31	3.09	3.76	2.09	1008	1016	-6.6	-2.3	
	6.48	1570	111.0	109.6	13.4	10.3	6.33	4.57	3.82	2.14	1511	1502	3.3	5.5	
	7.00	1834	110.5	109.1	13.2	10.5	6.89	5.35	3.78	2.12	1750	1749	4.5	-2.9	
	7.45	2002	110.1	108.6	13.3	10.2	7.34	5.89	3.82	2.07	1916	1919	0.5	-4.4	
	8.55	2357	109.6	108.0	13.0	10.3	8.34	7.09	3.89	2.01	2310	2296	4.7	7.1	
	9.55	2762	109.0	107.4	13.2	9.6	9.44	8.32	3.96	2.02	2683	2679	-3.2	2.2	
	10.85	3210	108.5	106.9	13.4	9.5	10.76	9.78	3.99	2.02	3121	3129	-7.9	-4.1	
理 論 値	δ [度]	I_{fd} [A]	V [V]	V_1 [V]	V_5 [V]	V_7 [V]	I_a [A]	I_{a1} [A]	I_{a5} [A]	I_{a7} [A]	P [W]	P_1 [W]	P_5 [W]	P_7 [W]	P' [W]
	10.2	0.895	115.5	110.3	22.1	15.8	5.36	3.25	3.10	2.74	996	1060	-3.6	-45.4	1056
	14.2	0.900	115.5	110.3	22.1	15.8	6.18	4.52	3.07	2.70	1400	1466	3.6	-54.2	1462
	17.0	0.902	115.5	110.3	22.1	15.8	6.81	5.40	3.04	2.67	1674	1740	8.3	-59.9	1736
	19.6	0.930	115.5	110.3	22.1	15.8	7.48	6.25	3.00	2.63	1959	2026	12.5	-64.6	2021
	23.3	0.960	115.5	110.3	22.1	15.8	8.49	7.50	2.95	2.54	2351	2417	18.2	-70.7	2412
	26.3	1.000	115.5	110.3	22.1	15.8	9.37	8.50	2.90	2.50	2695	2761	22.3	-74.9	2755
27.5	1.150	115.5	110.3	22.1	15.8	10.54	9.70	2.89	2.48	3085	3151	23.3	-75.8	3114	



第5図 かご形機の遅れ率率 $\cos \theta = 42.9$ [%] における電圧、電流波形



第6図 かご形機のV特性における電機子電流（相電流）の各調波成分の比較

が解り、高調波分は抵抗損及び鉄損の増加をたす成分であることが解かる。なお、理論値の高調波成分の合成の基本波成分に対する割合は、実験値のそれに比べて小さいが、これは、かご形巻線を無視した状態で理論式を展開しているからである。

上記のように電流の高調波分が大きな値を示しているにもかかわらず、電機子有効電力の高調波成分は非常に小さく、第1調波分比べて無視できる程である。このことは、分析中に算出される高調波の位相差 (γ_n) が、角度的に非常に大きな値を持っていることによって理解できる。以上のような結果をもって、電機子有効電力は、電圧、電流の第1調波成分によって成り立つことが定量的に明確化されたと言える。なお、(8)式によって算出した電機子有効電力値 P' は、実測値（計器指示値）に比べて100[W]前後少ない値となっているが、これは鉄損を含んでいないからである。また、 P' 値に比べて、実験値、理論値の合成値とも50[W]~100[W]程度少ない値となっている。これは、波形分析に図式的分析法を用いたことによって生じた誤差であると考えられる。

第2表の負荷特性においても上述したような結果を示している。なお、電流の高調波成分の実験値は、負荷の軽重に関係なくほぼ一定値を示している。このことは、電流の高調波成分が力率によって変化することを意味している。

なお、V特性、負荷特性における高調波電流の理論値が、鉄損及び制動巻線を無視した仮定の下で求められたわりには大きな値となっているが、これは定数の測定を一層精密に行なうことによって小さくなるものと考えられる。

次に、ソリッドポール形同期電動機において比較検討する。

本機は、成層鉄心の磁極頭部に鉄塊片を取付けた試作電動機であり、磁極全体が鉄塊である一般のソリッドポール形機の回転子構造と多少異なる。実験の結果、本機は、高抵抗2次であるので単位電流当りの始動トルクが大きく、回転子構造が簡単であるので機械的振動が少ないなどの特長を示した。

第3表は、ソリッドポール形機の負荷特性における各調波成分の実験値と理論値との比較表である。相電圧、相電流、電機子有効電力の各調波成分において、実験値と理論値との関係は、かご形機におけるそれらの関係とはほぼ同様である。なお、相電流の高調波成分は、始動、制動巻線が高抵抗であることによって、かご形機に比べてかなり少ない値になっている。

第3表 ソリッドボール形機の力率 $\cos\theta=1$ 一定の負荷特性における相電圧, 相電流, 電機子有効電力の実験値及び理論値

	計器指示値		相電圧				相電流				電機子有効電力				
	I_a [A]	P [W]	V [V]	V_1 [V]	V_5 [V]	V_7 [V]	I_a [A]	I_{a1} [A]	I_{a5} [A]	I_{a7} [A]	P [W]	P_1 [W]	P_5 [W]	P_7 [W]	
実 験 値	5.16	1467	111.0	109.0	16.7	11.3	5.12	4.27	2.33	1.58	1383	1392	-15.0	3.5	
	5.85	1726	110.9	108.8	16.5	11.8	5.76	5.01	2.34	1.58	1630	1631	-11.2	8.5	
	6.72	2062	110.6	108.5	16.4	11.5	6.61	6.01	2.32	1.46	1956	1953	15.0	-13.2	
	7.81	2453	110.4	108.2	16.8	11.3	7.78	7.29	2.34	1.33	2323	2352	-23.1	-11.3	
	8.96	2842	110.0	108.5	16.8	11.7	9.00	8.59	2.34	1.26	1715	2755	-23.9	-16.5	
	9.85	3103	109.7	107.0	17.4	12.1	9.64	9.27	2.35	1.21	3006	2959	26.0	20.7	
	10.80	3409	109.3	106.5	17.9	11.8	10.65	10.31	2.39	1.15	3329	3280	22.9	24.1	
理 論 値	δ [度]	I_{fa} [A]	V [V]	V_1 [V]	V_5 [V]	V_7 [V]	I_a [A]	I_{a1} [A]	I_{a5} [A]	I_{a7} [A]	P [W]	P_1 [W]	P_5 [W]	P_7 [W]	P [W]
	12.7	0.860	115.5	110.3	22.1	15.8	5.49	4.03	2.74	2.37	1267	1323	0.1	-44.0	1307
	14.7	0.881	115.5	110.3	22.1	15.8	5.98	4.69	2.72	2.36	1486	1543	3.1	-47.6	1523
	18.6	0.889	115.5	110.3	22.1	15.8	6.95	5.92	2.68	2.31	1874	1932	8.7	-54.1	1911
	22.5	0.905	115.5	110.3	22.1	15.8	7.99	7.14	2.63	2.25	2259	2317	13.8	-59.8	2314
	26.0	0.963	115.5	110.3	22.1	15.8	9.07	8.38	2.58	2.19	2672	2730	18.0	-64.1	2726
	28.3	1.010	115.5	110.3	22.1	15.8	9.86	9.24	2.54	2.15	2964	3022	20.5	-66.5	3016
	31.3	1.048	115.5	110.3	22.1	15.8	10.82	10.29	2.49	2.08	3298	3355	23.4	-68.9	3351

5. あとがき

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長解析を, かご形機およびソリッドボール形機の相電圧, 相電流(電機子電流), 電機子有効電力の各調波成分の定量分析を理論的, 実験的に行うことによって試みた。そして, 各調波の実験的定量分析法として第1図のような実験装置, 数値計算による新しい方法を導入した。

その結果, 次のような結論を得た。

- 1) 筆者等が提案した実験的分析法によって, 相電圧, 相電流, 電機子有効電力の各調波成分を定量的に, 明確に導出することができる。
- 2) 一般的に, インバータ出力電圧波形が含む高調波成分が, 電機子有効電力に及ぼす影響は軽微であるとされている。このことが, 電力の各調波成分を定量的に求めたことによって明確となった。
- 3) 電機子有効電力は, そのほとんどが電圧, 電流の第1調波成分によってなりたち, 電機子電流の高調波成分は, 鉄損, 抵抗損の増加を意味していることが判明した。
- 4) ソリッドボール形機の高調波成分の合成値に対

する割合は, 始動, 制動巻線の抵抗が高抵抗であることによって, かご形機のそれに比べて小さくなる。

筆者等は, 突極形同期電動機をインバータ電源で駆動した場合の始動特性の改善をはかるため, 磁極頭部に数ミリ厚さの円筒状鉄塊を取付けた円筒状鉄塊形同期電動機なるものを設計, 製作し, その諸特性を解析している。そして, 現在, かなり良好な始動特性を得ている。この解析結果については, 後に報告する。

最後に, 御協力頂いた本学電子工学科黒杭宏助教授, 電気工学科卒業生の石原敬五進, 石橋俊夫, 西本光徳, 浜田展正の四君に謝意を表します。

参 考 文 献

- 1) 野中, 小山: 九大工学集報 Vol. 41, No. 3, p. 432-437.
- 2) 野中, 小山: 電気学会論文誌 Vol. 92-B, No. 6, p. 350-359.
- 3) 上之園他: 回転機研究会資料 (昭52-2)
- 4) 猪上, 榎: 電気学会全国大会講演論文集 p. 937-938 (昭52-7)
- 5) 猪上, 榎: 広工大研究紀要 Vol. 11, No. 15, p. 109-113.