



## 倍速同期電動機の電気ダンパについて

メタデータ	言語: jpn 出版者: 公開日: 2013-11-08 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 西川, 司郎, 森重, 勝 メールアドレス: 所属:
URL	<a href="https://doi.org/10.24729/00008091">https://doi.org/10.24729/00008091</a>

# 倍速同期電動機の電気ダンパについて

## On the Electrical Damping Method of Double-fed Synchronous Motor

西川 司郎\* 森重 勝\*

Shirō NISHIKAWA\*\* Masaru MORISHIGE\*\*

(昭和53年9月1日 受理)

### Abstract

When the primary and secondary windings of a slip-ring machine are connected to supplies which have the same frequency but reversed phase sequences, synchronous operation can be attained at a speed which is twice the synchronous speed of that frequency. Such a double-fed machine, in its basic form, exhibits negative damping torque and is dynamically unstable. This paper demonstrates how a double-fed machine can be stabilized by adding the secondary harmonic voltage to the fundamental voltage of one side or both sides of two windings of the machine.

### 1. ま え が き

倍速同期電動機のピーク負荷耐量は、普通の同期電動機の約2倍、誘導電動機の2倍以上にもなるので<sup>(1)</sup>、機械を小形化する上で非常に有用な電動機である。しかし、倍速同期速度の近傍で負の制動トルクが発生して動作が不安定になり易く<sup>(2)</sup>、また、自己始動ができない等という欠点を持つため、現在に至るまで殆んど実用化されていない。これらの欠点を補うために、Hannakam氏<sup>(3)</sup>は始動用電動機を別に設ける方法を、Bird氏<sup>(4)</sup>は補助巻線と周波数変換機を別に設ける方法を提案しているが、何れも補助機械が大形化するため、主電動機の小形化の利点が相殺される。Novotny氏<sup>(5)</sup>は、電動機定数を制御することによって動作の安定化を図ったが、自己始動ができないという欠点は残ったままになっている。

筆者等は倍速同期電動機の1次及び2次巻線の一方、または、両方に第2高調波を含んだ電圧を印加することによって、電気ダンパ効果が起り、正の制動トルクが発生して動作が安定になることを解析及び実験によって確かめることができた。

### 2. 特 性 解 析

#### 2-1 電動機の電圧—電流特性

倍速同期電動機として使用する巻線形誘導電動機の等価回路を第1図に示す。図中の記号は、

$R_1, R_2$ : 1次及び2次巻線抵抗

$l_1, l_2$ : 1次及び2次漏れインダクタンス

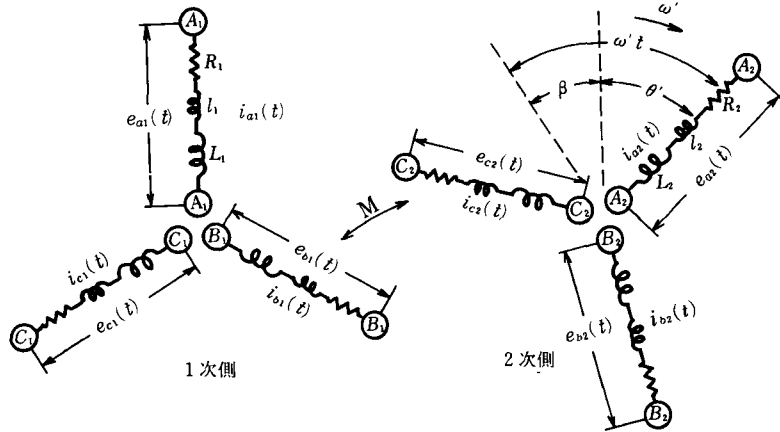
$L_1, L_2$ : 1次及び2次主自己インダクタンス

---

\*電気工学科    \*\*Department of Electrical Engineering

$M = \sqrt{L_1 L_2}$ : 1次と2次間の最大相互インダクタンス

である。ここでは、第2高調波を含む電圧を1次側だけに印加した場合について解析を行なう。この場合、1次側には基本波及び基本波と同じ相順の第2高調波を含む電圧が、2次側には1次側と逆相順の基本波電圧が印加される。1次及び2次の印加電圧はそれぞれ次式のように表わされる。



第1図 倍速同期電動機の基本回路

$$\begin{aligned}
 \begin{matrix} e_{a_1}(t) \\ e_{b_1}(t) \\ e_{c_1}(t) \end{matrix} &= \sqrt{2} \begin{matrix} E_{11} \cos \omega t + E_{12} \cos (2\omega t - \alpha) \\ E_{11} \cos (\omega t - 2\pi/3) + E_{12} \cos (2\omega t - 2\pi/3 - \alpha) \\ E_{11} \cos (\omega t - 4\pi/3) + E_{12} \cos (2\omega t - 4\pi/3 - \alpha) \end{matrix} \\
 &= \frac{E_{11}}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{1}{a^2} \varepsilon^{j\omega t} + \frac{1}{a} \varepsilon^{-j\omega t} \right\} + \frac{E_{12}}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{1}{a^2} \varepsilon^{j(2\omega t - \alpha)} + \frac{1}{a} \varepsilon^{-j(2\omega t - \alpha)} \right\} \dots \dots \dots (1)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{matrix} e_{a_2}(t) \\ e_{b_2}(t) \\ e_{c_2}(t) \end{matrix} &= \sqrt{2} \begin{matrix} E_{21} \cos \omega t \\ E_{21} \cos (\omega t - 4\pi/3) \\ E_{21} \cos (\omega t - 2\pi/3) \end{matrix} = \frac{E_{21}}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{1}{a} \varepsilon^{j\omega t} + \frac{1}{a^2} \varepsilon^{-j\omega t} \right\} \dots \dots \dots (2)
 \end{aligned}$$

対称座標行列及びその逆行列を

$$A = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}, \quad A^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \dots \dots \dots (3)$$

とし、(1)及び(2)式にA<sup>-1</sup>を乗じて1次側対称座標分e<sub>1</sub><sup>0</sup>(t), e<sub>1</sub><sup>1</sup>(t), e<sub>1</sub><sup>2</sup>(t)及び2次側対称座標分e<sub>2</sub><sup>0</sup>(t), e<sub>2</sub><sup>1</sup>(t), e<sub>2</sub><sup>2</sup>(t)を求めると次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 \begin{matrix} e_1^0(t) \\ e_1^1(t) \\ e_1^2(t) \\ e_2^0(t) \\ e_2^1(t) \\ e_2^2(t) \end{matrix} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{matrix} 0 \\ E_{11} \varepsilon^{j\omega t} + E_{12} \varepsilon^{j(2\omega t - \alpha)} \\ E_{11} \varepsilon^{-j\omega t} + E_{12} \varepsilon^{-j(2\omega t - \alpha)} \\ 0 \\ E_{21} \varepsilon^{-j\omega t} \\ E_{21} \varepsilon^{j\omega t} \end{matrix} \dots \dots \dots (4)
 \end{aligned}$$

$t = 0$  のとき、回転子は  $-\beta$  なる角度にあり、 $\omega'$  なる角速度で時計方向に回転するものとする。従って、回転角  $\theta'$  は

$$\theta' = \omega' t - \beta \dots\dots\dots(5)$$

で表わされる。第 1 図に示す基本回路の対称座標分電圧方程式<sup>6)</sup>は

$e_1^0(t)$	$R_1 + l_1 p$					$i_1^0(t)$
$e_1^1(t)$		$R_1 + L_{11} p$		$3/2 M p \epsilon^{j\theta'}$		$i_1^1(t)$
$e_2^2(t)$			$R_1 + L_{11} p$		$3/2 M p \epsilon^{-j\theta'}$	$i_1^2(t)$
$e_2^0(t)$				$R_2 + l_2 p$		$i_2^0(t)$
$e_2^1(t)$		$3/2 M p \epsilon^{-j\theta'}$		$R_2 + L_{22} p$		$i_2^1(t)$
$e_2^2(t)$			$3/2 M p \epsilon^{j\theta'}$		$R_2 + L_{22} p$	$i_2^2(t)$

.....(6)

ただし、 $p = \frac{d}{dt}$ 、 $L_{11} = l_1 + \frac{3}{2} L_1$ 、 $L_{22} = l_2 + \frac{3}{2} L_2$

(6)式を(4)及び(5)式の条件に基づいて解くと

$$i_1^0(t) = i_2^0(t) = 0 \dots\dots\dots(7)$$

$$i_1^1(t) = i_1^1(t)^* \quad , \quad i_2^2(t) = i_2^2(t)^* \quad (* \text{は共役複素数を表わす}) \dots\dots\dots(8)$$

$$\begin{bmatrix} i_1^1(t) \\ i_2^2(t) \epsilon^{j\theta'} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \dot{I}_{11} \epsilon^{j\omega t} + \dot{I}_{12} \epsilon^{j2\omega t} + \dot{I}_{11} \epsilon^{-j\omega - \omega' t} \\ \dot{I}_{21} \epsilon^{j\omega t} + \dot{I}_{22} \epsilon^{j2\omega t} + \dot{I}_{21} \epsilon^{-j\omega - \omega' t} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(9)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{11} &= \frac{(R_2 + j2S - 1X_2) \sqrt{3} E_{11}}{(R_1 R_2 - 2S - 1\sigma X_1 X_2) + j(X_1 R_2 + 2S - 1X_2 R_1)} \quad , \quad \dot{I}'_{21} = \frac{-j2S - 1X_m \sqrt{3} E_{11}}{(R_1 R_2 - 2S - 1\sigma X_1 X_2) + j(X_1 R_2 + 2S - 1X_2 R_1)} \\ \dot{I}_{12} &= \frac{(R_2 + j2SX_2) \sqrt{3} E_{12} \epsilon^{-j\alpha}}{(R_1 R_2 - 4S\sigma X_1 X_2) + j(2X_1 R_2 + 2SX_2 R_1)} \quad , \quad \dot{I}'_{22} = \frac{-j2SX_m \sqrt{3} E_{12} \epsilon^{-j\alpha}}{(R_1 R_2 - 4S\sigma X_1 X_2) + j(2X_1 R_2 + 2SX_2 R_1)} \\ \dot{I}'_{11} &= \frac{j2S - 1X_m \sqrt{3} E_{21} \epsilon^{-j\beta}}{(R_1 R_2 - 2S - 1\sigma X_1 X_2) - j(2S - 1X_1 R_2 + X_2 R_1)} \quad , \quad \dot{I}_{21} = \frac{(R_1 - j2S - 1X_1) \sqrt{3} E_{21} \epsilon^{-j\beta}}{(R_1 R_2 - 2S - 1\sigma X_1 X_2) - j(2S - 1X_1 R_2 + X_2 R_1)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(10)$$

ここに、 $X_1 = \omega L_{11}$ 、 $X_2 = \omega L_{22}$ 、 $X_m = \omega \frac{3}{2} M$ 、 $S = \frac{2\omega - \omega'}{2\omega}$ 、 $\sigma = \frac{X_1 X_2 - X_m^2}{X_1 X_2}$  : 漏れ係数

電動機が倍速同期速度で回転している場合の 1 次側  $A_1$  相電流  $i_{a1}(t)$  は次のように表わされる。

$$\begin{aligned} i_{a1}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ i_1^1(t) + i_1^2(t) \} \\ &= \sqrt{2} \left\{ \frac{\sqrt{R_2^2 + X_2^2} E_{11}}{\sqrt{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2}} \cos\left(\omega t - \tan^{-1} \frac{X_2}{R_2} - \tan^{-1} \frac{X_1 R_2 - X_2 R_1}{R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2}\right) \right. \\ &\quad + \frac{X_m E_{21}}{\sqrt{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2}} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \beta - \tan^{-1} \frac{X_1 R_2 - X_2 R_1}{R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2}\right) \\ &\quad \left. + \frac{E_{12}}{\sqrt{R_1^2 + (2X_1)^2}} \cos\left(2\omega t - \alpha - \tan^{-1} \frac{2X_1}{R_1}\right) \right\} \dots\dots\dots(11) \end{aligned}$$

2 次側  $A_2$  相電流  $i_{a2}(t)$  は

$$i_{a2}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \{ i_2^1(t) + i_2^2(t) \}$$

$$= \sqrt{2} \left\{ \frac{X_m E_{11}}{\sqrt{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2}} \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{2} - \beta + \tan^{-1} \frac{X_1 R_2 - X_2 R_1}{R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2} \right) \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{R_1^2 + X_1^2} E_{21}}{\sqrt{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2}} \cos \left( \omega t - \tan^{-1} \frac{X_1}{R_1} + \tan^{-1} \frac{X_1 R_2 - X_2 R_1}{R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2} \right) \right\} \dots\dots (12)$$

となる。1次側及び2次側の他の相電流もそれぞれ次式によって求められる。

$$\left. \begin{aligned} i_{b1}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ a^2 i_1^1(t) + a i_1^2(t) \}, & i_{b2}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ a^2 i_2^1(t) + a i_2^2(t) \} \\ i_{c1}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ a i_1^1(t) + a^2 i_1^2(t) \}, & i_{c2}(t) &= \frac{1}{\sqrt{3}} \{ a i_2^1(t) + a^2 i_2^2(t) \} \end{aligned} \right\} \dots\dots (13)$$

2-2 発生トルク

第1図に示す等価回路の瞬時トルク $\tau_i$ は対称座標分電流で表わすと<sup>(6)</sup>

$$\tau_i = j \frac{3}{2} M \{ i_1^2(t) i_2^1(t) \varepsilon^{j\theta'} - i_1^1(t) i_2^2(t) \varepsilon^{-j\theta'} \} \dots\dots (14)$$

となる。この式に基づいて、非同期運転時の平均トルク $\tau$ および同期運転時の平均トルク $\tau_o$ を計算すると

$$\tau = \frac{3X_m^2}{\omega} \left\{ \frac{\overline{2S-1} R_2 E_{11}^2}{(R_1 R_2 - 2S - 1 \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 + 2S - 1 X_2 R_1)^2} \right. \\ \left. + \frac{\overline{2S-1} R_1 E_{21}^2}{(R_1 R_2 - 2S - 1 \sigma X_1 X_2)^2 + (2S - 1 X_1 R_2 + X_2 R_1)^2} + \frac{2S R_2 E_{12}^2}{(R_1 R_2 - 4S \sigma X_1 X_2)^2 + (2X_1 R_2 + 2S X_2 R_1)^2} \right\} \dots\dots (15)$$

$$\tau_o = - \frac{3X_m^2}{\omega} \frac{R_2 E_{11}^2 + R_1 E_{21}^2}{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2} \\ + \frac{3X_m \sqrt{(\sigma X_1 X_2 - R_1 R_2)^2 + (X_1 R_2 + X_2 R_1)^2}}{\omega \sqrt{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2}} E_{11} E_{21} \sin \delta \dots\dots (16)$$

ただし、 $\delta = \beta - \pi + \tan^{-1} \frac{X_1 R_2 + X_2 R_1}{\sigma X_1 X_2 - R_1 R_2}$  : 負荷角

倍速同期電動機の発生トルクは(15)、または、(16)式によって表わされ、次の各トルクの合成であることが分る。

(i) 同期電動機本来のトルク  $\tau_{o0}$

$$\tau_{o0} = \frac{3X_m \sqrt{(\sigma X_1 X_2 - R_1 R_2)^2 + (X_1 R_2 + X_2 R_1)^2}}{\omega \sqrt{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2}} E_{11} E_{21} \sin \delta \dots\dots (17)$$

(ii) 1次側基本波電圧による誘導電動機トルク  $\tau_{11}$

$$\tau_{11} = \frac{3X_m^2}{\omega} \frac{\overline{2S-1} R_2 E_{11}^2}{(R_1 R_2 - 2S - 1 \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 + 2S - 1 X_2 R_1)^2} \dots\dots (18)$$

(iii) 2次側基本波電圧による誘導電動機トルク  $\tau_{21}$

$$\tau_{21} = \frac{3X_m^2}{\omega} \frac{\overline{2S-1} R_1 E_{21}^2}{(R_1 R_2 - 2S - 1 \sigma X_1 X_2)^2 + (2S - 1 X_1 R_2 + X_2 R_1)^2} \dots\dots (19)$$

(iv) 1次側第2高調波電圧による誘導電動機トルク  $\tau_{12}$

$$\tau_{12} = \frac{3X_m^2}{\omega} \frac{2S R_2 E_{12}^2}{(R_1 R_2 - 4S \sigma X_1 X_2)^2 + (2X_1 R_2 + 2S X_2 R_1)^2} \dots\dots (20)$$

非同期運転時には $\sin \delta$ が時間の経過につれて周期的に変化するため、 $\tau_{o0}$ は平均すれば0になり、(15)

式から消える。また、同期運転時には $S=0$ であるために、 $\tau_{12}$ が(10)式から消える。

$\delta$ が僅かに振動を起しながら同期運転しているときには、 $\tau_{00}$ は平均しても0にはならない。また、 $\delta$ の振動と共に速度も同期速度近傍で振動を起すから、瞬時的には $S=0$ にはならず、同期振動時の発生トルク $\tau_o(s)$ は、(17)~(20)式で表わされる各トルクの全てを含み、次式で表わされる。

$$\tau_o(s) = \tau_{00} + \tau_{11} + \tau_{21} + \tau_{12} \dots\dots\dots(21)$$

2-3 制動トルク

機械部分の慣性モーメントを $J$ 、制動係数を $r$ 、電動機の発生トルクを $\tau_o(s)$ として、外乱 $\Delta T$ が加えられたとき、負荷角 $\delta$ に $\Delta\delta$ なる振動が生じたとすると、微小振動に対して次の運動方程式が得られる。

$$J \frac{d^2 \Delta\delta}{dt^2} + \left\{ r - \left[ \frac{\partial \tau_o(s)}{\partial \omega'} \right]_{s=0} \right\} \frac{d\Delta\delta}{dt} + \left[ \frac{\partial \tau_o(s)}{\partial \delta} \right]_{s=0} \Delta\delta = \Delta T \dots\dots\dots(22)$$

(22)式の第2項を制動トルクと呼び、これが正であれば振動は時間と共に減衰し安定、負であれば振動は時間と共に増大し不安定となる。電動機の制動係数は

$$-\left[ \frac{\partial \tau_o(s)}{\partial \omega'} \right]_{s=0} = \frac{1}{2\omega} \left[ \frac{\partial (\tau_{11} + \tau_{21})}{\partial S} \right]_{s=0} + \frac{1}{2\omega} \left[ \frac{\partial \tau_{12}}{\partial S} \right]_{s=0} \dots\dots\dots(23)$$

となる。右辺の第1項は、1次及び2次の基本波電圧によって発生する誘導電動機トルクに対する制動係数であり、これを計算すれば

$$\frac{1}{2\omega} \left[ \frac{\partial (\tau_{11} + \tau_{21})}{\partial S} \right]_{s=0} = \frac{3X_m^2}{\omega^2} \frac{(R_1^2 R_2^2 - \sigma^2 X_1^2 X_2^2) (R_2 E_{11}^2 + R_1 E_{21}^2) + (X_1^2 R_2^2 - X_2^2 R_1^2) (R_2 E_{11}^2 - R_1 E_{21}^2)}{\{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2\}^2} \dots\dots(24)$$

近似的に $R_2 E_{11}^2 \approx R_1 E_{21}^2$ と仮定すれば

$$\frac{1}{2\omega} \left[ \frac{\partial (\tau_{11} + \tau_{21})}{\partial S} \right]_{s=0} \approx \frac{3X_m^2}{\omega^2} \frac{(R_1^2 R_2^2 - \sigma^2 X_1^2 X_2^2) (R_2 E_{11}^2 + R_1 E_{21}^2)}{\{(R_1 R_2 + \sigma X_1 X_2)^2 + (X_1 R_2 - X_2 R_1)^2\}^2} \dots\dots\dots(25)$$

となる。 $R_1 R_2 \geq \sigma X_1 X_2$ の条件に従って正または負の制動トルクを発生するが、一般には $R_1 R_2 < \sigma X_1 X_2$ であるから、基本波電圧だけの場合は不安定となることが多い。(23)式右辺の第2項は第2高調波による制動係数であり

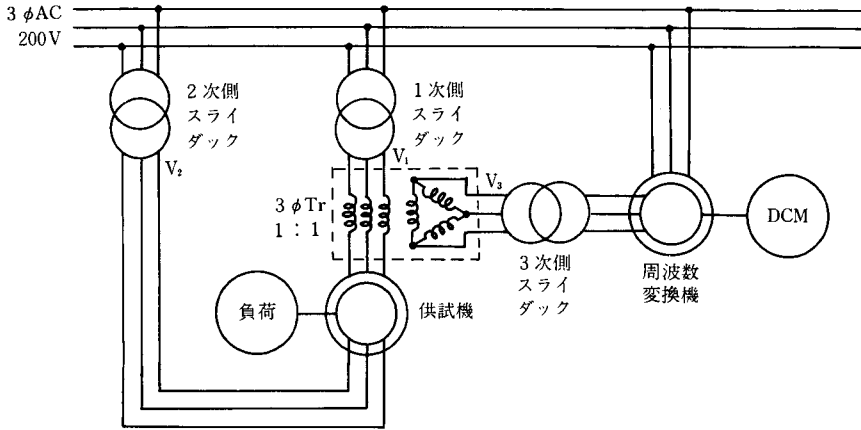
$$\frac{1}{2\omega} \left[ \frac{\partial \tau_{12}}{\partial S} \right]_{s=0} = \frac{3X_m^2 E_{12}^2}{\omega^2 R_2 (R_1^2 + 4X_1^2)} \dots\dots\dots(26)$$

となるから、第2高調波電圧は必ず正の制動トルクを発生する。従って、 $E_{12}$ をある程度大きくすれば、電動機は常に正の制動トルクを発生し安定に運転することができる。

3. 実験結果と解析結果との比較

3-1 実験回路

1次側だけに第2高調波を含む電圧を印加した場合の実験回路を第2図に示す。供試機は3相、6極、200V、0.5kW、60Hzの巻線形誘導電動機で、同期速度1200rpmであるが、倍速同期電動機として駆動した場合の同期速度は2400rpmになる。また、速度が2倍になるのにもなって出力もほぼ2倍になるものと考え、倍速同期電動機としての定格出力は1kWとして実験を行なった。第2高調波電源である周波数変換機には3相、4極、200V、1kW、60Hzの巻線形誘導電動機を用い、3φTrには1kVA、100/100Vの単相変圧器3台を図示のように接続して用いた。

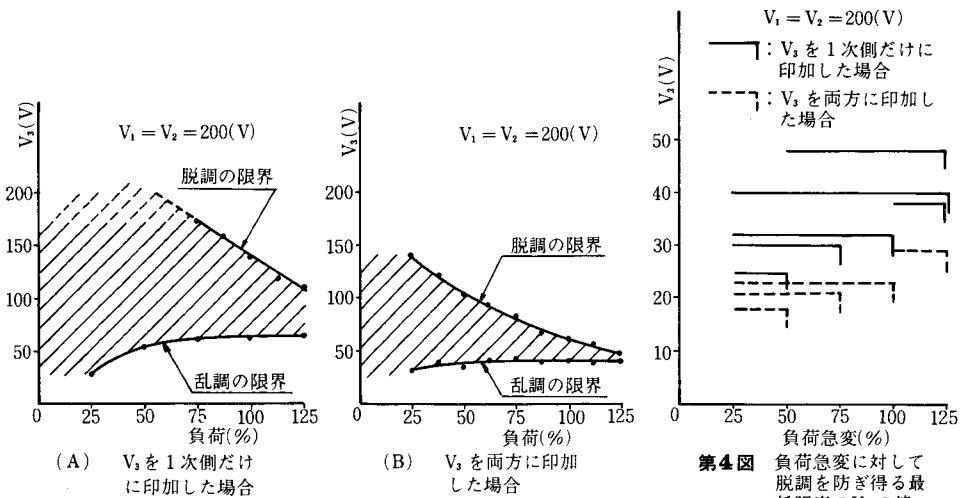


第2図 1次側だけに第2高調波を印加した場合の実験回路

3-2 安定限界

1次電圧 $V_1$ 及び2次電圧 $V_2$ を共に定格電圧200Vとして、各負荷において、第2高調波の3次電圧 $V_3$ を変えて定常時の安定範囲を調べた結果を第3図に示す。第3図(A)及び(B)を比較すると、(B)の方が安定範囲が極めて狭くなっている。ここで、(B)の方が乱調の生じる限界電圧が低くなっているのは、両巻線に $V_3$ を印加すると、両巻線が共に第2高調波による誘導電動機トルクを発生し、正の制動トルクが増加するためであると考えられる。同時に、脱調の限界電圧が低下するのは、周波数変換機がインピーダンスを持っているので、 $V_3$ を増加するに従って各巻線に追加されるインピーダンスも大きくなるためである。 $V_3$ を1次側だけに印加した場合は、(17)式の $X_1$ だけが大きくなるのに対して、両方に印加した場合は、 $X_1, X_2$ が共に大きくなって、同一負荷トルクに対して負荷角 $\delta$ が大きくなり、これが $\pi/2$ に近づいて脱調し易くなるものと考えられる。

負荷の急変に対して脱調を防ぎ得る最低限度の $V_3$ の値を第4図に示す。実線は $V_3$ を1次側だけに印加した場合、破線は $V_3$ を両方に印加した場合の特性を示している。例えば、25→50%、25→75%、



第3図 定常時の安定範囲

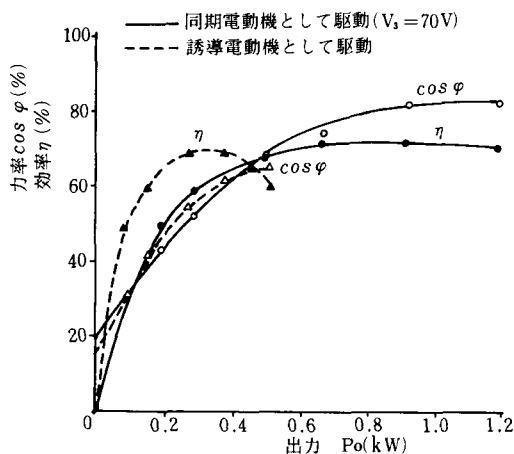
第4図 負荷急変に対して脱調を防ぎ得る最低限度の $V_3$ の値

25→100%, 100→125%の負荷急変に対して有効な $V_3$ の値は、何れの場合にも存在し、その値は両方に印加した場合の方が低くなっている。しかし、25→125%, 50→125%の負荷急変に対して有効な $V_3$ の値は、1次側だけに印加した場合にだけ存在し、両方に印加した場合には存在しなかった。これは第3図(B)に示すように重負荷に対する脱調の限界電圧が極めて低くなっていることに起因している。

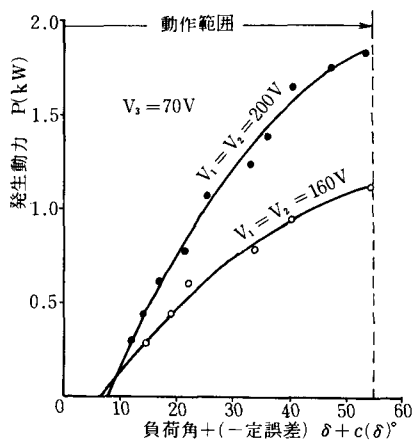
### 3-3 負荷特性

供試機を誘導電動機として駆動した場合と、1次側だけに3次電圧( $V_3=70V$ )を印加して倍速同期電動機として駆動した場合の特性の比較を第5図に示す。倍速同期電動機の場合は、第2図の接続において、供試機の他に3φTrも含んだ系全体の特性を示している。効率の最大値は倍速同期電動機の方が僅かに大きく、効率の最大値を生じる出力は倍速同期電動機は誘導電動機として駆動した場合に比べて2倍以上になっている。また、力率も出力の小さい範囲を除いて倍速同期電動機の方が優れている。これらのことから、巻線形誘導電動機を倍速同期電動機として駆動すると、使用可能な出力の限界は2倍以上になることが実験によって確かめられた。

負荷角と発生動力との関係を第6図に示す。負荷角は電動機の軸に取り付けた円板を60Hz電源周波数に同期したストロボスコープで照射し、像の位置を指針と目盛板で読み取った。発生動力は電動機の全入力から1次及び2次の抵抗損を差し引くことによって求めた。(16式から、 $\delta$ は $\beta$ に電動機定数で決まるある一定値 $[-\pi + \tan^{-1}\{(X_1R_2 + X_2R_1)/(\sigma X_1X_2 - R_1R_2)\}]$ を加えたものであり、その上、 $\beta$ の位置を供試機において厳密に求めることが困難であったから、負荷角の0°の位置は便宜上適当にとり、横軸には $\delta$ に一定の誤差 $C(\delta)$ を含むものとして表わすことにした。動作範囲は $\delta + C(\delta)$ が約55°までであり、それ以上出力を増加させると電動機は脱調する。



第5図 誘導電動機と倍速同期電動機の特性的比較



第6図 負荷角と発生動力との関係

### 3-4 自己始動法

第2図の回路で、周波数変換機によって $V_3$ の周波数を予め低くしておいて、1次側及び2次側スライダックによって $V_1$ 及び $V_2$ を0にし、3次側スライダックによって $V_3$ だけを適当な電圧にすると、供試機は誘導電動機として始動する。3次側の周波数及び電圧を徐々に増加し、回転速度を倍速同期電動機としての同期速度2400rpmまで上昇させる。次に、速度が同期速度よりあまり減少しない範囲で $V_3$ を減少させた後、 $V_1$ 及び $V_2$ を徐々に定格電圧となるまで増加すると、供試機は倍速同期電

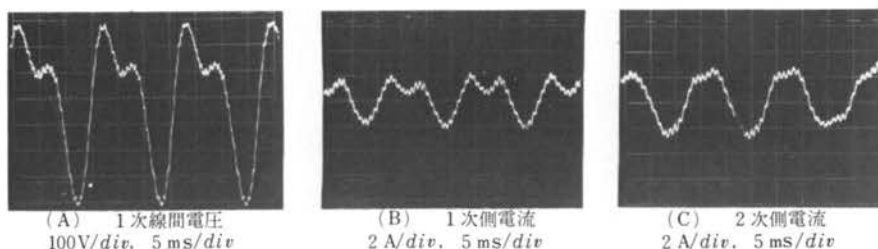


動機として回転する。

この方法は、補助機器として周波数変換機、変圧器の他に3台ものスライダックを必要とし、このまゝではあまり実用的ではない。しかし、今後この補助機器の部分をインバータで置き換えることによって、実用的な始動法となることが期待できる。

### 3-5 各部波形

1次及び2次電圧を200V、出力を0.5kWとして1次側だけに3次電圧60Vを印加して駆動した場合の各部波形を第7図に示す。各波形に高次の高調波を含むのは、周波数変換機のスロットリップルのためである。フーリエ級数によって波形分析した結果、基本波分に対する第2高調波分は、1次線間電圧に約56%、1次側電流に約58%含まれていた。また、(12)式によれば2次側電流には第2高調波分は含まれないはずであるが、これは電源インピーダンスを0とし、鉄心の磁気飽和を無視し、巻線法は極めて理想的であると考えた理論式であって、実際には約7%の第2高調波分が含まれていた。



第7図 各部波形 ( $V_1 = V_2 = 200V$ ,  $V_3 = 60V$ ,  $P = 0.5kW$ )

## 4. 結 び

以上によって、1次、2次の一方、または、両方に第2高調波を含む電圧を印加することにより、電気ダンパ効果を生じさせて、倍速同期電動機を安定化できることが明らかになった。しかし、電源側の交流インピーダンスが大きければ脱調を起し易く、特に1次、2次の両方に第2高調波を印加した場合は、その傾向が著しく強くなることが分った。補助機器を小形化するためには、第2高調波を含んだ出力電圧を生ずる3相インバータによる倍速同期電動機の駆動特性ならびに自己始動法について、今後引き続いて研究する必要がある。更に、インバータで駆動すれば、基本波周波数を加減することによって、普通の同期電動機のインバータ駆動と同様に、高精度の速度制御ができるものと期待できる。本研究はその基礎資料を得ることを目的として、主に電動機側の第2高調波による電気ダンパ特性について、解析及び実験を行なったものである。

## 謝 辞

本研究の遂行に当たって、終始御懇切な御指導をいただいた関西大学工学部平根喜久助教授に感謝の意を表します。

## 参 考 文 献

- (1) B. M. Bird and R. F. Burbidge : PROC. IEE, Vol. 113, No. 6, 1966
- (2) J. C. Prescott and B. P. Raju : PROC. IEE, Vol. 105, No. 1, 1958
- (3) L. Hannakam : ETZ-A, H. 19, 1, 1954
- (4) B. M. Bird and B. J. Chalmers : PROC. IEE, Vol. 114, No. 6, 1967
- (5) D. W. Novotny and N. L. Schmitz : IEEE. Trans. Power Apparatus Syst. Vol. 82,

Oct. 1963

- (6) 竹内寿太郎：一般的周期電圧による電動機の特性理論，オーム社
- (7) 西川・平根：昭53電気関係学会関西支大G3-2

付 録

〔I〕 (7)~(10)式の誘導

(6)式において， $e_1^0(t) = 0, e_2^0(t) = 0$ の関係があるから，(7)式は明らかである。また，(6)式から得られる次の2式

$$\begin{bmatrix} e_1^1(t) \\ e_2^1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_{11}p & 3/2Mp\epsilon^{j\theta'} \\ 3/2Mp\epsilon^{-j\theta'} & R_2 + L_{22}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^1(t) \\ i_2^1(t) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (付1)$$

$$\begin{bmatrix} e_1^2(t) \\ e_2^2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_{11}p & 3/2Mp\epsilon^{-j\theta'} \\ 3/2Mp\epsilon^{j\theta'} & R_2 + L_{22}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^2(t) \\ i_2^2(t) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (付2)$$

に(4)式から得られる $e_1^2(t) = e_1^1(t)^*$ ， $e_2^2(t) = e_2^1(t)^*$ の関係を代入して比べてみると，(8)式も明らかである。次に，整行列を  $K = \begin{bmatrix} 1 & \\ & \epsilon^{-j\theta'} \end{bmatrix}$  と選んで，(付1)式を変換すると

$$\begin{bmatrix} e_1^1(t) \\ e_2^1(t)\epsilon^{j\theta'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_{11}p & 3/2Mp \\ 3/2M(p - j\omega') & R_2 + L_{22}(p - j\omega') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^1(t) \\ i_2^1(t)\epsilon^{j\theta'} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (付3)$$

従って

$$\begin{bmatrix} i_1^1(t) \\ i_2^1(t)\epsilon^{j\theta'} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta(p)} \begin{bmatrix} R_2 + L_{22}(p - j\omega') & -3/2Mp \\ -3/2M(p - j\omega') & R_1 + L_{11}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1^1(t) \\ e_2^1(t)\epsilon^{j\theta'} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (付4)$$

ただし， $\Delta(p) = (R_1 + L_{11}p)\{R_2 + L_{22}(p - j\omega')\} - 9/4M^2p(p - j\omega')$

(4)及び(5)式を(付4)式に代入して

$$\begin{bmatrix} i_1^1(t) \\ i_2^1(t)\epsilon^{j\theta'} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3/2}}{\Delta(p)} \begin{bmatrix} \{R_2 + L_{22}(p - j\omega')\} \{E_{11}\epsilon^{j\omega t} + E_{12}\epsilon^{j2\omega t - \alpha}\} - 3/2MpE_{21}\epsilon^{-j(\omega - \omega')t + \beta} \\ -3/2M(p - j\omega') \{E_{11}\epsilon^{j\omega t} + E_{12}\epsilon^{j2\omega t - \alpha}\} + (R_1 + L_{11}p)E_{21}\epsilon^{-j(\omega - \omega')t + \beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (付5)$$

となる。ここで， $i_1^1(t)$ 及び $i_2^1(t)\epsilon^{j\theta'}$ を(9)式の形で予定し，(付5)式と(9)式とで同じ位相の項を相等しいと置き，推移定理を適用して(10)式を得る。

〔II〕 (11)，(12)式の誘導

電動機が倍速同期速度で回転しているときは $S = 0$ であるから，(10)式は

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_{11} &= \frac{(R_2 - jX_2)\sqrt{3}E_{11}}{(R_1R_2 + \sigma X_1X_2) + j(X_1R_2 - X_2R_1)}, & \dot{i}'_{21} &= \frac{jX_m\sqrt{3}E_{11}}{(R_1R_2 + \sigma X_1X_2) + j(X_1R_2 - X_2R_1)} \\ \dot{i}_{12} &= \frac{\sqrt{3}E_{12}\epsilon^{-j\alpha}}{R_1 + j2X_1}, & \dot{i}'_{22} &= 0 \\ \dot{i}'_{11} &= \frac{-jX_m\sqrt{3}E_{21}\epsilon^{-j\beta}}{(R_1R_2 + \sigma X_1X_2) + j(X_1R_2 - X_2R_1)}, & \dot{i}'_{21} &= \frac{(R_1 + jX_1)\sqrt{3}E_{21}\epsilon^{-j\beta}}{(R_1R_2 + \sigma X_1X_2) + j(X_1R_2 - X_2R_1)} \end{aligned} \right\} \dots (付6)$$

となる。また、 $\omega' = 2\omega$ 、 $\theta' = \omega' t - \beta$ であるから、(9)式を書きなおすと

$$\begin{bmatrix} i_1^+(t) \\ i_2^+(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} \dot{I}_{11} e^{j\omega t} + \dot{I}_{12} e^{j2\omega t} + \dot{I}_{11}' e^{j\omega t} \\ \dot{I}_{21} e^{-j(\omega t - \beta)} + \dot{I}_{21}' e^{-j(\omega t - \beta)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (付7)$$

となる。対称座標法及び(7)式、(付7)式の関係を用いて、1次側A<sub>1</sub>相電流*i*<sub>a1</sub>(*t*)は

$$\begin{aligned} i_{a1}(t) &= 1/\sqrt{3} \{i_1^+(t) + i_2^+(t)\} = 1/\sqrt{3} \{i_1^+(t) + i_1^+(t)^*\} \\ &= 1/\sqrt{6} \{(\dot{I}_{11} e^{j\omega t} + \dot{I}_{11}' e^{-j\omega t}) + (\dot{I}_{12} e^{j2\omega t} + \dot{I}_{12}' e^{-j2\omega t}) + (\dot{I}_{21} e^{j\omega t} + \dot{I}_{21}' e^{-j\omega t})\} \dots\dots\dots (付8) \end{aligned}$$

となる。(付8)式に(付6)式を代入して整理すると、(11)式が得られる。また、2次側A<sub>2</sub>相電流*i*<sub>a2</sub>(*t*)も同様に求めると(12)式のようになる。

〔Ⅲ〕 (15)、(16)式の誘導

(14)式に(8)、(9)式の関係を代入して

$$\begin{aligned} \tau_i &= j3/4M \{(\dot{I}_{11}' e^{-j\omega t} + \dot{I}_{12}' e^{-j2\omega t} + \dot{I}_{11}'' e^{j2S-1} \omega t) (\dot{I}_{21}' e^{j\omega t} + \dot{I}_{22}' e^{j2\omega t} + \dot{I}_{21}'' e^{-j2S-1} \omega t) \\ &\quad - (\dot{I}_{11} e^{j\omega t} + \dot{I}_{12} e^{j2\omega t} + \dot{I}_{11}' e^{-j2S-1} \omega t) (\dot{I}_{21}'' e^{-j\omega t} + \dot{I}_{22}'' e^{-j2\omega t} + \dot{I}_{21}' e^{j2S-1} \omega t)\} \dots\dots\dots (付9) \end{aligned}$$

非同期平均トルクτは、上式のうち時間に無関係な項を集めて

$$\tau = j3/4M \{(\dot{I}_{11}'' \dot{I}_{21} - \dot{I}_{11}' \dot{I}_{21}'') + (\dot{I}_{11}' \dot{I}_{21} - \dot{I}_{11} \dot{I}_{21}') + (\dot{I}_{12}'' \dot{I}_{22} - \dot{I}_{12}' \dot{I}_{22}')\} \dots\dots\dots (付10)$$

上式に(10)式を代入して整理すると(15)式が得られる。同期瞬時トルクτ<sub>i(s=0)</sub>は(付9)式において

S = 0 と置き、 $\dot{I}_{22} = \dot{I}_{22}'' = 0$ であることを注意して

$$\begin{aligned} \tau_{i(s=0)} &= j3/4M \{(\dot{I}_{11}'' e^{-j\omega t} + \dot{I}_{12}'' e^{-j2\omega t} + \dot{I}_{11}' e^{-j\omega t}) (\dot{I}_{21}' e^{j\omega t} + \dot{I}_{21}'' e^{j\omega t}) \\ &\quad - (\dot{I}_{11} e^{j\omega t} + \dot{I}_{12} e^{j2\omega t} + \dot{I}_{11}' e^{j\omega t}) (\dot{I}_{21}'' e^{-j\omega t} + \dot{I}_{21}' e^{-j\omega t})\} \dots\dots\dots (付11) \end{aligned}$$

同期平均トルクτ<sub>0</sub>は上式において時間に無関係な項を集めて

$$\begin{aligned} \tau_0 &= j3/4M \{(\dot{I}_{11}'' \dot{I}_{21} - \dot{I}_{11}' \dot{I}_{21}'') + (\dot{I}_{11}' \dot{I}_{21} - \dot{I}_{11} \dot{I}_{21}') + (\dot{I}_{12}'' \dot{I}_{22} - \dot{I}_{12}' \dot{I}_{22}') \\ &\quad + (\dot{I}_{11}' \dot{I}_{21} - \dot{I}_{11} \dot{I}_{21}')\} \dots\dots\dots (付12) \end{aligned}$$

上式に(付6)式を代入して整理すると(16)式が得られる。

〔Ⅳ〕 (22)式の誘導

倍速同期電動機の発生トルクをτ<sub>0</sub>(s)、負荷トルクをTとすれば、電動機及び負荷の運動方程式は

$$J \frac{d^2 \theta'}{dt^2} + r \frac{d\theta'}{dt} + T = \tau_0(s) \dots\dots\dots (付13)$$

で表わされる。ここで、τ<sub>0</sub>(s)を近似的に次式で表わすことにする。

$$\tau_0(s) \doteq A\delta + B \frac{d\delta}{dt} \dots\dots\dots (付14)$$

ただし

$$A = \left[ \frac{\partial \tau_0(s)}{\partial \delta} \right]_{s=0}, \quad B = - \left[ \frac{\partial \tau_0(s)}{\partial \omega'} \right]_{s=0} \dots\dots\dots (付15)$$

(付14)式を(付13)式に代入すれば、次式が得られる。

$$J \frac{d^2 \theta'}{dt^2} + r \frac{d\theta'}{dt} + T = A\delta + B \frac{d\delta}{dt} \dots\dots\dots (付16)$$

外乱ΔTを加えたとき、回転角θ'、負荷角δに、それぞれΔθ'、Δδなる変動が生じたとすれば、上式は

$$J \frac{d^2(\theta' + \Delta\theta')}{dt^2} + r \frac{d(\theta' + \Delta\theta')}{dt} + (T + \Delta T) = A(\delta + \Delta\delta) + B \frac{d(\delta + \Delta\delta)}{dt} \quad \text{..... (付17)}$$

となる。(付17)式から(付16)式を差し引いて微小振動に対する次の運動方程式が求まる。

$$J \frac{d^2\Delta\theta'}{dt^2} + r \frac{d\Delta\theta'}{dt} + \Delta T = A\Delta\delta + B \frac{d\Delta\delta}{dt} \quad \text{..... (付18)}$$

また、(5)及び(16)式から得られる次の関係

$$\theta' = \omega' t - \delta - \pi + \tan^{-1} \frac{X_1 R_2 + X_2 R_1}{\sigma X_1 X_2 - R_1 R_2} \quad \text{..... (付19)}$$

において、 $\theta' \rightarrow \theta' + \Delta\theta'$ 、 $\delta \rightarrow \delta + \Delta\delta$ と置き換えた式から、(付19)式を差し引いて

$$\Delta\theta' = -\Delta\delta \quad \text{..... (付20)}$$

なる関係式が得られる。(付15)及び(付20)式を(付18)式に代入して(22)式が得られる。