EV用六相極数切換誘導電動機の過渡特性解析法

正員 水野 孝行 (明電舎)

正員 廣塚 功 (中部大学)

正員 足利 正 (明電舎)

正員 坪井 和男 (中部大学)

准員 鈴木信太郎 (中部大学)

正員 松田 功 (明電舎)

Transient Performance Analysis of A Six-Phase Pole Change Induction Motor for Electric Vehicles

Takayuki Mizuno, Member (Meidensha),

Isao Hirotsuka, Member (Chubu University),

Tadashi Ashikaga, Member (Meidensha),

Kazuo Tsuboi, Member (Chubu University)

Shintaro Suzuki, Associate Member (Chubu University)

Isao Matsuda, Member (Meidensha)

We have already proposed a six-phase pole change induction motor (six-phase PCIM) for electric vehicles (EV), and have been making clear about its operation principle and steady state characteristics. The six-phase PCIM further expands the constant power operation range using the pole change technique without mechanical contactors, therefore it possesses the superb characteristics to miniaturize the EV's driving systems.

This paper proposes a new analyzing method for the six-phase PCIM in order to derive the basic equations which can be utilized to analyze the transient phenomena caused by pole change and to create the control methods. First, a "six-phase tensor-transformed rotational $d-q$ axis" (provisional name) will be defined, and its physical meanings will be made clear. By using this axis, the voltage and torque equations which can uniformly deal with the steady state and the transient state will be derived.

Next, comparative examinations between the measured results and the simulated results regarding the voltage, current and torque characteristics on the steady state and the transient state at the pole change operation and the both poles dual operation will be achieved. Through these examinations, the propriety of this theory and its effectiveness in the further detail performance analysis and the application to the control method for the six-phase PCIM will be discussed.

キーワード：電気自動車，EV用電動機，誘導電動機，過渡特性解析法，六相絶対変換 $d-q$ 軸，極数切換電動機

1. まえがき

電気自動車(以下、EVと略記)駆動用電動機は、小形軽量、保守容易、構造堅牢といった基本的な特徴に加え、制御性に優れるとともに低速域で高トルクを発生し、高速域で広範囲の定出力運転が可能である必要がある⁽¹⁾。かご形誘導電動機(以下、IMと略記)は、上記の基本的な特徴を満足することはもとより、ベクトル制御により低速高トルク運転および広範囲な定出力運転も比較的容易に行うことができ、EV用電動機として一つの主流になるものと期待されている⁽²⁾。

著者らは、EV用誘導電動機の運転特性をさらに改善するため、極数比2:1の単一巻線極数切換方式を応用した六相極数切換誘導電動機(以下、六相PCIMと略記)を提案し、その基本原理および定常特性を明確にした^{(3)~(9)}。

六相PCIMは、極数切換を利用して、電動機の体格およ

び電流を増大させることなく定出力運転範囲の一層の拡大が可能となること、極数切換のための開閉器が不要となり、システムとして小形化できること、などの優れた特長を有している⁽⁹⁾。

六相PCIMのEVへの適用を考えた場合、極数切換時の過渡特性の明確化、極数切換およびその前後における連続的な制御方式の確立なども重要な課題となる。周知のように、一般的な三相IMに対しては、これらの検討を行うための基礎的解析法およびそれに基づく電圧方程式など、既に十分なものとなっている。しかし、六相PCIMでは、位相角 $\pi/3$ [rad]の対称六相交流と位相角 $2\pi/3$ [rad]の対称六相交流(以下、二倍角対称六相交流と仮称)とを切り換えることにより極数切換が行われること⁽⁹⁾、これらの六相交流を同時に加えることによって、極数切換時のトルク変動を少なくする制御方式も可能となること⁽¹⁰⁾などの点から、従来の三相IMを対象とした解析理論をそのまま適用するに

は無理がある。

任意の多相交流を扱い得る解析法としては、著者の一人が既に提案している多相絶対変換対称軸⁽¹¹⁾がある。この座標軸を用いると、一般多相機の解析、時間的および空間的高調波を考慮した解析などが極めて容易となる利点がある⁽¹²⁾。しかし、取り扱う諸量が複素数となることから、過渡現象の数値計算および可変速制御方式の構築などに応用する場合には難しい面もある。したがって、六相PCIMに対して、以上の点を考慮できる適切な解析法の確立が必要である。

本論文では、六相PCIMの過渡現象の解析や制御方式の構築に応用できる基礎方程式の導出を目的として、対称六相交流および二倍角対称六相交流を同時に、かつ実数で扱い得る新しい解析法を検討する。この種の解析においては、三相IMに適用されているような回転 d - q 軸⁽¹³⁾を用いると、従来技術との整合性もとれて便利であるので、まず対称六相交流および二倍角対称六相交流のそれぞれに対応する2種類の回転座標軸を用意し、“六相絶対変換回転 d - q 軸”(仮称)⁽³⁾を定義する。また、各々の座標軸に対する物理的意味も明確にする。

次に、この座標軸を用いて、定常状態から過渡状態まで、対称六相交流および二倍角対称六相交流をそれぞれ単独に、あるいは同時に加えた場合などにおいて、統一的に取り扱い得る電圧方程式およびトルクの式を導出する。注目すべきは、対称六相交流に対する電圧方程式と二倍角対称六相交流に対するそれとを、まったく独立に扱うことができる点であり、最終的に得られた電流およびトルクなどを加え合わせればよいことになる。さらに、定常状態および過渡状態における電流、トルク特性などの実測結果とシミュレーション結果との比較検討を通して、本理論の妥当性を検証するとともに、六相PCIMの特性解析および制御方式への応用などに対して、その有用性を明らかにする。

2. 六相PCIMの解析

<2.1>解析上の仮定と解析モデル 六相PCIMは、基本的に単一巻線極数切換方式を応用して、各相巻線に流す電流の位相と周波数とを制御して極数比2:1の極数切換を行うものである⁽⁹⁾。したがって、任意の極数での構成が可能となるが、ここでは高速側、すなわち極数の小さい側を基準とし、その極対数を p' とする。巻線の位置などを電気角で表す場合にはこの基準に従うものとする。以下、極数の小さい側を基準とする座標系を基準座標系と称する。

また、解析に当たっては、 $2p'$ 極あるいは $4p'$ 極としての時間的および空間的基本波成分のみを考慮することとし、鉄損、磁気飽和および漂遊負荷損などは無視できるものとする。実際の駆動システムでは、電源にインバータ(以下、INVと略記)を用いることになり、高調波成分の影響を受けることも考えられる。しかし、一般にEV用INVの主回路素子にはIGBTが採用され、搬送周波数を高くすることで、騒音、トルク脈動などの高調波の影響が低減されている。した

がって、ここでの仮定のように基本波成分のみに着目した場合でも、後述するように実用的には十分な解析が可能となる。ただし、固定子鉄損は文献⁽¹³⁾を参照して容易に導入することができるので、最終的に得られた電圧方程式に追加するものとする。

六相PCIMの解析モデルは、以上の仮定および前論文⁽⁹⁾にしたがって六相PCIMの巻線配置の1極対分のみを考慮すれば、図1のように表すことができる。ただし、 $a, b, \dots, f$ は、固定子の各相巻線、 $g, h, \dots, l$ は、回転子の各相巻線を表す。回転子位置角 θ は固定子 a 相巻線と回転子 g 相巻線とのなす角度(基準座標系電気角)で、 $2p'$ 極としての電源角周波数および滑りを用いて表すと(1)式、同じく $4p'$ 極としての諸量を用いて表すと(2)式となる。

$$2p' \text{ 極: } \theta = (1-s_1) \omega_1 t + \phi \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$4p' \text{ 極: } \theta = (1/2) (1-s_2) \omega_2 t + \phi \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 s_1 および s_2 : $2p'$ 極および $4p'$ 極としての滑り、 ϕ : $t=0$ における回転子位置角、 ω_1 および ω_2 : $2p'$ 極および $4p'$ 極としての電源角周波数

<2.2>六相絶対変換回転 d - q 軸の定義 動作原理の詳細は前論文⁽⁹⁾に譲ることとするが、図1において $2p'$ 極とするためには、向かい合う巻線がギャップ面に対して異なる磁極を作るように電圧を加えればよく、各相の電圧は(3)式に示すような対称六相交流となる。

$$\left. \begin{aligned} v_{a1} &= V_{1m} \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\ v_{b1} &= V_{1m} \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1 - \pi/3) \\ v_{c1} &= V_{1m} \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1 - 2\pi/3) \\ v_{d1} &= V_{1m} \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1 - 3\pi/3) \\ v_{e1} &= V_{1m} \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1 - 4\pi/3) \\ v_{f1} &= V_{1m} \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1 - 5\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここに、 V_{1m} および ϕ_1 : 対称六相交流の相電圧の最大値および位置角

また、 $4p'$ 極とするためには、逆に向かい合う巻線が同極となるように電圧を加えればよく、各相巻線の電圧は(4)式に示すような二倍角対称六相交流となる。

図1 六相PCIMの解析モデル

Fig. 1. Analytical model for the six-phase PCIM.

$$\left. \begin{aligned} v_{a2} &= V_{2m} \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2) \\ v_{b2} &= V_{2m} \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2 - 2\pi/3) \\ v_{c2} &= V_{2m} \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2 - 4\pi/3) \\ v_{d2} &= V_{2m} \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2) \\ v_{e2} &= V_{2m} \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2 - 2\pi/3) \\ v_{f2} &= V_{2m} \cdot \cos(\omega_2 t + \phi_2 - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 V_{2m} および ϕ_2 ：二倍角対称六相交流の相電圧の最大値および位置角

六相PCIMの実際の制御方式については今後の課題とするが、対称六相交流と二倍角対称六相交流とを、それぞれ独立に加える場合と、極数切換時などにおいてはトルクの変動を防止するために同時に加える場合⁽¹⁰⁾とが考えられる。したがって、制御方式によっては $2p'$ 極としての回転磁界と $4p'$ 極としての回転磁界とが各々独立して、あるいは同時に存在する可能性がある。

そこで、いかなる運転状態においても統一的な解析が可能となるように、基準となる $2p'$ 極に対する回転座標軸(d_1 - q_1 軸)と、 $2p'$ 極に対して2倍の角度で表し得る $4p'$ 極に対する回転座標軸(d_2 - q_2 軸)とを用意し、六相絶対変換回転 d - q 軸(仮称)を定義する。以下、多相絶対変換対称座標軸⁽¹¹⁾の呼称にならい、 $2p'$ 極に対する回転座標軸を基準 d - q 軸、 $4p'$ 極に対する回転座標軸を二倍角 d - q 軸と称することにする。

各座標軸の物理的意味については以下のようなものである。

(1) 基準 d - q 軸(d_1 - q_1 軸) $2p'$ 極の2極分を基本波の1周期(2π [rad])とした基準座標系において、任意の角速度で回転する直交二軸である(図2(a)参照)。基準 d - q 軸の回転角速度を $2p'$ 極の回転磁界に同期させると、位相角が $\pi/3$ [rad]からなる対称六相交流は、周波数に無関係な直流量となる。また、位相角が $2\pi/3$ [rad]からなる二倍角対称六相交流の場合、基準 d - q 軸上での値は0となる。固定子についての相軸と基準 d - q 軸との諸量の間には、図2(a)より以下の関係がある。

$$\left. \begin{aligned} v_{d1} &= k \{ v_{a1} \cdot \cos \theta_{s1} + v_{b1} \cdot \cos(\theta_{s1} - \pi/3) + \dots + v_{f1} \cdot \cos(\theta_{s1} - 5\pi/3) \} \\ v_{q1} &= k \{ -v_{a1} \cdot \sin \theta_{s1} - v_{b1} \cdot \sin(\theta_{s1} - \pi/3) - \dots - v_{f1} \cdot \sin(\theta_{s1} - 5\pi/3) \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ここに、 v_{d1} および v_{q1} ：固定子基準 d - q 軸上の d 軸電圧および q 軸電圧、 θ_{s1} ：固定子基準 d - q 軸の回転角、 k ：ユニタリ行列とするための係数

(2) 二倍角 d - q 軸(d_2 - q_2 軸) $2p'$ 極の2極分を 4π [rad]とした二倍角座標系において、任意の角速度で回転する直交二軸である(図2(b)参照)。二倍角 d - q 軸の回転角速度を $4p'$ 極の回転磁界に同期させると、位相角が $2\pi/3$ [rad]からなる二倍角対称六相交流は周波数に無関係な直流量となる。また、位相角が $\pi/3$ [rad]からなる対称六相交流の場合、二倍角 d - q 軸上での値は0となる。固定子についての相軸と二倍角 d - q 軸との諸量の間には、図2(b)より以下の関係がある。

(a) 基準 d - q 軸

(b) 二倍角 d - q 軸

図2 六相絶対変換回転 d - q 軸の定義

Fig. 2. Definition of six-phase tensor-transformed rotational d - q axis.

$$\left. \begin{aligned} v_{ds2} &= k \{ v_{a2} \cdot \cos \theta_{s2} + v_{b2} \cdot \cos(\theta_{s2} - 2\pi/3) + \dots + v_{f2} \cdot \cos(\theta_{s2} - 10\pi/3) \} \\ v_{qs2} &= k \{ -v_{a2} \cdot \sin \theta_{s2} - v_{b2} \cdot \sin(\theta_{s2} - 2\pi/3) - \dots - v_{f2} \cdot \sin(\theta_{s2} - 10\pi/3) \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ここに、 v_{ds2} および v_{qs2} ：固定子二倍角 d - q 軸上の d 軸電圧および q 軸電圧、 θ_{s2} ：固定子二倍角 d - q 軸の回転角

以上の座標軸を組み合せ、ユニタリ変換が可能となるように、各座標軸の零相軸成分および係数 k の値を決定すると、固定子巻線についての最終的な六相絶対変換回転 d - q 軸の変換行列として(7)式を定義することができる。ただし、この場合、 $k=1/\sqrt{3}$ となる。

詳細は後述するが、この六相絶対変換回転 d - q 軸を用いると、 $2p'$ 極を形成する対称六相交流の電圧および電流成分は基準 d - q 軸に、 $4p'$ 極を形成する二倍角対称六相交流の電圧および電流成分は二倍角 d - q 軸にのみ関係することになり、各々の極数での単独運転時の特性のみならず、両極同時運転時の特性、極数切換時の過渡状態までも統一的に、かつ簡便に取り扱うことができる利点がある。

なお、この考え方を延長して、三倍角 d - q 軸、四倍角 d - q 軸、 $\dots$ 、を考慮すれば、多相絶対変換対称軸⁽¹¹⁾に対応する回転 d - q 軸として、任意の多相交流を取り扱い得る"多相絶対変換回転 d - q 軸"(仮称)が定義できる。また、 $\theta_{s1} = \theta_{s2} = 0$ とすれば、"多相絶対変換静止 d - q 軸"(仮称)も定義できることになる。

<2.3> 相軸上の電圧と六相絶対変換回転 d - q 軸上の電圧 端子に加わる相電圧は(3)式および(4)式として表されるが、相電圧の一般式としては両者の和をとり(8)式のように表すことにする。

$$[C_{s6}] = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \begin{matrix} & \begin{matrix} 0_{s1} & d_{s1} & q_{s1} & 0_{s2} & d_{s2} & q_{s2} \end{matrix} \\ \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ d \\ e \\ f \end{matrix} & \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_{s1} & -\sin \theta_{s1} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_{s2} & -\sin \theta_{s2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s1} - \frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{\pi}{3}) & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s2} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s1} - \frac{3\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{3\pi}{3}) & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_{s2} & -\sin \theta_{s2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s1} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s1} - \frac{5\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s1} - \frac{5\pi}{3}) & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_{s2} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{s2} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \end{matrix} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$[v_p] = \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ d \\ e \\ f \end{matrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ d \\ e \\ f \end{matrix} \begin{bmatrix} v_{a1} + v_{a2} \\ v_{b1} + v_{b2} \\ v_{c1} + v_{c2} \\ v_{d1} + v_{d2} \\ v_{e1} + v_{e2} \\ v_{f1} + v_{f2} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここで、(7)式を適用して、相電圧(8)式を六相絶対変換回転 d - q 軸上に変換すると、以下ようになる。ただし、 t は転置行列を示す。

$$[v_{dq}] = [C_{s6}]_t [v_p] \\ \begin{matrix} 0_{s1} \\ d_{s1} \\ q_{s1} \\ 0_{s2} \\ d_{s2} \\ q_{s2} \end{matrix} \begin{bmatrix} v_{0s1} \\ v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{0s2} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \end{bmatrix} = \begin{matrix} 0_{s1} \\ d_{s1} \\ q_{s1} \\ 0_{s2} \\ d_{s2} \\ q_{s2} \end{matrix} \begin{bmatrix} \\ \sqrt{3}V_{1m} \cdot \cos \phi_1 \\ \sqrt{3}V_{1m} \cdot \sin \phi_1 \\ \\ \sqrt{3}V_{2m} \cdot \cos \phi_2 \\ \sqrt{3}V_{2m} \cdot \sin \phi_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

また、(9)式では各 d - q 軸の回転角速度を各々に対応する回転磁界と同期させているので、各座標軸の回転角度は(10)式および(11)式となる。

$$\theta_{s1} = \omega_1 t \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\theta_{s2} = \omega_2 t \quad \dots\dots\dots (11)$$

(9)式より明らかなように、相軸上の電圧に対称六相交流および二倍角対称六相交流が混在したとしても、六相絶対変換回転 d - q 軸上では、前者の電圧成分は基準 d - q 軸に、後者の電圧成分は二倍角 d - q 軸に割り当てられることになる。しかも、どの座標軸の電圧も周波数に無関係な直流量となっており、定性的および定量的検討に便利であることがわかる。

<2.4> 電圧方程式とトルクの式 (7)式を参考にし、六相PCIMに対する六相絶対変換回転 d - q 軸を(12)式のように定義する。

$$[C_6] = \begin{bmatrix} [C_{s6}] & [0] \\ [0] & [C_{r6}] \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (12)$$

ここで、 $[C_{s6}]$ は固定子についての変換行列で(7)式、 $[C_{r6}]$ は回転子についての変換行列で(13)式となるが、固定子巻線に関する d - q 軸には添え字" s "を、回転子巻線に関する d - q 軸には添え字" r "を付している。 $[0]$ は零行列である。

$$[C_{r6}] = [(7) \text{式において、座標軸 } a, b, c, \dots, f \text{ を}$$

$g, h, i, \dots, l$ に、 d - q 軸および θ の添え字" s "を" r "に変更した式] $\dots\dots\dots (13)$

また、回転子各軸の回転角は、(14)式および(15)式となる。

$$\theta_{r1} = \theta_{s1} - \theta = s_1 \omega_1 t - \phi \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$\theta_{r2} = \theta_{s2} - 2\theta = s_2 \omega_2 t - 2\phi \quad \dots\dots\dots (15)$$

図1の解析モデルに従い、 $2p$ '極および $4p$ '極としての定数を考慮して、相軸上のインピーダンスを求めると(16)式となる。

$$[Z_p] = \begin{bmatrix} [Z_{ssp}] & [Z_{srp}] \\ [Z_{srp}]_t & [Z_{rrp}] \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (16)$$

ここに、 $[Z_{ssp}]$: 固定子巻線自身についての自己インピーダンス、 $[Z_{srp}]$: 固定子巻線と回転子巻線との間の相互インピーダンス、 $[Z_{rrp}]$: 回転子巻線自身の自己インピーダンス

個々の式については、図1の考察より容易に求めることができるので、ここでは紙面の都合もあり詳細は省略する。

したがって、六相絶対変換回転 d - q 軸上のインピーダンスは(17)式となる。

$$[Z_{dq}] = [C_6]_t [Z_p] [C_6] \\ \equiv \begin{bmatrix} [Z_{ssdq}] & [Z_{srdq}] \\ [Z_{rsdq}] & [Z_{rrdq}] \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (17)$$

ここに、 $[Z_{ssdq}]$: 固定子巻線についての自己インピーダンス、 $[Z_{srdq}]$ および $[Z_{rsdq}]$: 固定子巻線と回転子巻線との相互インピーダンス、 $[Z_{rrdq}]$: 回転子巻線の自己インピーダンス

なお、一般に零相軸には電流が流れないので、以下の解析においては零相軸を省略するものとする。

詳細は省略するが、(17)式より六相絶対変換回転 d - q 軸上のインピーダンス行列は、基準 d - q 軸($2p$ '極に対応)の各要素と二倍角 d - q 軸($4p$ '極に対応)の各要素とが完全に独立してお互いに影響を及ぼさない形で導出される。また、(9)式のように電圧の式も、対称六相交流の成分と二倍角対称六相交流の成分とが、基準 d - q 軸と二倍角 d - q 軸とに分かれるので、電圧方程式としてはそれぞれ別々な式として取り扱うことができる^③。さらに、文献(13)に示されるように、固定子鉄損は等価鉄損抵抗として容易に導入することができるので、最終的な電圧方程式は、 $2p$ '極に対しては(18)式、 $4p$ '極に対しては(19)式として表すこと

$$\begin{array}{c}
\begin{array}{c} d_{s1} \\ q_{s1} \\ d_{r1} \\ q_{r1} \end{array} \begin{array}{c} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ \\ \end{array} = \begin{array}{c} d_{s1} \\ q_{s1} \\ d_{r1} \\ q_{r1} \end{array} \begin{array}{cccc}
d_{s1} & q_{s1} & d_{r1} & q_{r1} \\
R_s + R_{m1} + L_{s1}p & -\omega_1 L_{s1} + \frac{R_{m1}}{\omega_1}p & R_{m1} + M_{sr1}p & -\omega_1 M_{sr1} + \frac{R_{m1}}{\omega_1}p \\
\omega_1 L_{s1} - \frac{R_{m1}}{\omega_1}p & R_s + R_{m1} + L_{s1}p & \omega_1 M_{sr1} - \frac{R_{m1}}{\omega_1}p & R_{m1} + M_{sr1}p \\
s_1 R_{m1} + M_{sr1}p & -s_1 \omega_1 M_{sr1} + \frac{R_{m1}}{\omega_1}p & R_{r1} + s_1 R_{m1} + L_{r1}p & -s_1 \omega_1 L_{r1} + \frac{R_{m1}}{\omega_1}p \\
s_1 \omega_1 M_{sr1} - \frac{R_{m1}}{\omega_1}p & s_1 R_{m1} + M_{sr1}p & s_1 \omega_1 L_{r1} - \frac{R_{m1}}{\omega_1}p & R_{r1} + s_1 R_{m1} + L_{r1}p
\end{array} \begin{array}{c} d_{s1} \\ q_{s1} \\ d_{r1} \\ q_{r1} \end{array} \begin{array}{c} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{dr1} \\ i_{qr1} \end{array}
\end{array} \quad (18)$$

..... (18)

[(18)式において、座標軸および定数の添え字 "1" を "2" に変更した式] (19)

ここに、 R_s ：一次巻線抵抗、 L_s ：一次巻線自己インダクタンス、 M_{sr} ：一次巻線と二次巻線との相互インダクタンス、 R_r ：二次巻線抵抗、 L_r ：二次巻線自己インダクタンス、 R_m ：等価鉄損抵抗、 p ：微分オペレータであり、 $2p'$ 極機としての定数には添え字 "1" を、 $4p'$ 極機としての定数には添え字 "2" を付している。

ができる。両式は鉄損を考慮した d - q 軸上方程式⁽¹³⁾と同一の形の形となる。

電圧方程式が $2p'$ 極と $4p'$ 極とで別々に取り扱うことができるので、トルクの式もこれらの方程式から別々に求め加え合わせればよいことになる。したがって、 $N \cdot m$ で表した $2p'$ 極としてのトルクを τ_{n1} 、 $4p'$ 極としてのトルクを τ_{n2} とすれば、合成トルク τ_n は

$$\tau_n = \tau_{n1} + \tau_{n2} \quad (20)$$

として表すことができる。ここに、

$$\begin{aligned}
\tau_{n1} = p' \left\{ M_{sr1} (i_{dr1} i_{qs1} - i_{qr1} i_{ds1}) \right. \\
\left. - \frac{R_{m1}}{\omega_1} (i_{qr1} i_{qs1} + i_{qr1}^2 + i_{dr1} i_{ds1} + i_{dr1}^2) \right\} \quad (21)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\tau_{n2} = 2p' \left\{ M_{sr2} (i_{dr2} i_{qs2} - i_{qr2} i_{ds2}) \right. \\
\left. - \frac{R_{m2}}{\omega_2} (i_{qr2} i_{qs2} + i_{qr2}^2 + i_{dr2} i_{ds2} + i_{dr2}^2) \right\} \quad (22)
\end{aligned}$$

また、固定子相軸上における電流 $[i_p]$ は、 d - q 軸上の電流を

$$[i_{dqs}]_t = \begin{array}{cc|cc} d_{s1} & q_{s1} & d_{s2} & q_{s2} \\ \hline i_{ds1} & i_{qs1} & i_{ds2} & i_{qs2} \end{array} \quad (23)$$

と表すことにすれば

$$[i_p] = [C_{s6}] [i_{dqs}] \quad (24)$$

として求めることができる。

<2.5> 定常状態における電圧方程式と等価回路

定常状態では、時間 t の関数とならない成分の微分は0となるので、(18)式および(19)式において $p=0$ とすればよい。定常状態における電圧方程式も、鉄損を考慮した d - q 軸上の電圧方程式⁽¹³⁾と同一の形をしているので、これらに対する等価回路も同一の形で表すことができる。すなわち、 $2p'$ 極の場合の定常状態に対する実効値表示の等価回路は図3となり、通常の T 形等価回路と一致する。ただし、同図において、 V_{s1} は相電圧、 I_{s1} は一次電流、 I_{r1} は二次電流であ

図3 $2p'$ 極運転時の等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit for $2p'$ -pole operation.

る。同様に、 $4p'$ 極に対する等価回路は、図3において各定数および電流、電圧の添え字"1"を"2"に変更したものとなる。各定数はすべて一次側に換算された量とみなしており、等価回路定数と六相絶対変換回転 d - q 軸上の電圧方程式の定数との関係も明確となった。

以上により、六相PCIMの任意の運転状態における特性を容易に解析し得る一方法が確立できた。

3. 試作機の仕様と実験方法

<3.1> 試作機の概要

表1に試作した六相PCIMの仕様を示す。試作機は実験用の小形機で、直接EVに搭載するものではない。極数は、負荷装置の都合上8極および4極に切換が可能となっている。定格電圧は相電圧で定めているが、これは極数の切換を電圧の位相差を変更することによって行うことから、線間電圧と相電圧との関係が一定とならないためである。本試作機では、850rpmを基底速度とし、極数切換を前提に速度比1:4程度の範囲で定出力運転することを目ざとしている。

<3.2> 実験装置の構成と実験方法

各極数に対する定常特性は既に明確となっている⁽⁹⁾ので、ここでは前記の解析法に対する実験的検証として、8極定常運転から4極定常運転への切換時の過渡状態(以下、8極→4極切換運転と略記)および、対称六相交流と二倍角対称六相交流とが混

表1 試作機の仕様

Table 1. Specifications of the test machine.

定 格	連 続
相 数	六 相
極 数	8 極 / 4 極
出 力	0.6kW
周 波 数	60Hz
相 電 圧	$(100/\sqrt{3})$ V
電 流	5.0A / 2.9A
回 転 数	850rpm / 1730rpm
絶 縁	F 種
保 護 形 式	開 放 保 護 形
固定子鉄心内径	90.0 mm
鉄 心 長	78.0 mm
ギャップ長	0.3 mm
固定子スロット数	36
回転子スロット数	44
斜めスロット比	固定子スロットピッチに対して1.0
固定子巻線方式	六相二層分布重ね巻
回転子巻線形式	か ご 形

在する状態(以下、8極/4極同時運転と略記)における特性について検討を行うことにする。

図4に実験装置の構成を示す。試作した六相PCIMを瞬時変動トルク検出器を介し、負荷装置である直流発電機に直結する。軸端のフライホイールは、実際のEVの車体重量、加速時間などを勘案して設計したので、過渡状態のトルク変動をかなり正確に測定できると考えている。なお、試作した六相PCIMの GD^2 は、設計値で $0.015\text{kgf}\cdot\text{m}^2$ 、六相PCIMを除く回転部分の GD^2 は、約 $0.8\text{kgf}\cdot\text{m}^2$ である。トルクの時間に対する応答波形は、トルク検出器(小野測器製DP-200)の出力を瞬時トルク変換器(同PD-

860)を用いて電圧出力とし、メモリレコーダにより記録する。このトルク検出器および変換器は、軸のねじれ角を検出してトルクを測定するもので、瞬時変動トルク測定専用に設計されたものである⁽¹⁴⁾。サンプリング周波数は検出器内部歯車の歯数(120)と毎秒回転数との積となる。例えば、1000rpmでは、サンプリング周波数が2kHzとなり、本実験システムにおけるトルク応答の測定には十分な精度で対応できているといえる。また、電圧および電流の時間に対する応答波形の測定は、各相巻線にて行い、メモリレコーダにより記録する。

実験には電源装置として、キャリア周波数12kHz、定格容量5.5kVA、オールデジタル制御、正弦波近似PWM方式の三相はん用電圧形INVを2台使用した。この2台のINVを単相変圧器を3台組合せた六相混成変圧器(仮称)へ接続することにより、対称六相交流および二倍角対称六相交流が得られるようになっている。同図において開閉器SW1のみが閉じている場合には、六相PCIMに対称六相交流が印加されることになり、開閉器SW2のみが閉じている場合には、二倍角対称六相交流が印加されることになる。また、SW1およびSW2を同時に閉じた場合には、六相PCIMに両方の電圧成分が混在した状態で印加されることとなり、8極/4極同時運転を行い得ることになる。過渡特性の検証は、これらの開閉器を開閉することにより行うことになる。なお、各INVの出力電圧の微調整用として、容量の大きいスライダックを用いている。

表2に測定およびシミュレーション時の条件をまとめて示す。運転周波数は、実際に極数切換を行う回転数相当と

図4 実験装置の構成図

Fig. 4. Arrangement of experimental apparatuses.

表2 測定およびシミュレーション条件

Table 2. Condition for measurement and simulation.

	8極→4極切換運転	8極/4極同時運転
相電圧/周波数	8極: $(80/\sqrt{3})$ V / 90Hz, 4極: $(60/\sqrt{3})$ V / 45Hz	
電 圧 位 相	$\phi_1=88^\circ$, $\phi_2=285^\circ$	$\phi_1=208^\circ$, $\phi_2=260^\circ$
負 荷	0.200 kgf·m	0.260 kgf·m
切 換 時 間	0.0542 sec

図5 六相インバータによるシステム構成

Fig. 5. System arrangement using six-phase inverter.

し、8極90Hz、4極45Hzとした。また、電圧については、磁気飽和の影響が生じないように、各々の周波数に対する定格電圧の80%とした。なお、実用上は図4に示す2台の三相INVおよび六相混成変圧器の部分を図5に示すような六相INVに置き換え、極数切換の制御を自動的に行うことになるが⁽¹⁰⁾、詳細については今後の課題とする。

4. 実験結果とシミュレーション結果との比較検討

<4.1> 8極→4極切換運転時における検証 図6に、8極→4極切換運転時における相電圧、電流およびトルク波形の実測結果とシミュレーション結果との比較を示す。

シミュレーションは、(18)式および(19)式を状態変数方程式の形に変形し、数値計算によって行った。まず、各定数および電圧を与えた後に、時間 t に対する六相絶対変換回転 $d-q$ 軸上の電流値を各極数について各々独立に求め、この電流を(24)式に代入して相電流の瞬時値を、(20)式に代入してトルクの瞬時値を求めたものである。また、表3にシミュレーションに用いた等価回路定数を示す。この定数

は、前論文⁽⁹⁾にしたがって、擬似正弦波法により求めたものである。ここで、 r_1 は一次巻線抵抗、 x_{1q} および x_{2q} は擬似正弦波漏れリアクタンス、 x_{mq} は擬似正弦波励磁リアクタンス、 r_{2q} は擬似正弦波二次抵抗であり、図3の定数との関係は、表3の欄外に示す通りである。なお、シミュレーションにおいては、計算の簡単化のために鉄損を無視し、有効トルク係数⁽⁹⁾ $K_t=1$ としている。

図6においては、8極単独運転の状態から、時間 $t=0\text{sec}$ にてSW2を開き、 $t=0.0542\text{sec}$ でSW1を閉じて4極単独運転としている。このため、 $t=0\sim 0.0542\text{sec}$ の間にて8極としての残留電圧が現れ、 $t=0.0542\text{sec}$ 以降では4極としての電圧印加時の過渡現象が現れていることになる。同図の相電圧および電流波形については、シミュレーション結果の最大値が実測結果より若干大きくなっているものの、8極の残留電圧、SW1投入後の過渡現象などの傾向が良好に一致し

表3 8極→4極切換運転時の特性算定に用いる擬似正弦波等価回路定数

Tabel 3. Constants of the quasi-sinusoidal wave equivalent circuit for simulation at pole change operation from 8-pole to 4-pole.

	8極側定数 (90Hz)	4極側定数 (45Hz)
r_1 [Ω]	1.69 (at 31.4°C)	
$x_{1q}=x_{2q}$ [Ω]	3.92	2.25
x_{mq} [Ω]	21.4	36.4
r_{2q} [Ω]	1.33 (at 31.4°C)	1.07 (at 31.4°C)

ただし、図3中の定数と、擬似正弦波等価回路定数との間には以下の関係がある。

$$R_s = r_1, R_r = r_{2q}, \omega(L_s - M_{sr}) = x_{1q}, \\ \omega(L_r - M_{sr}) = x_{2q}, \omega M_{sr} = x_{mq}$$

(a) 8極→4極切換運転時の実測結果

(b) 8極→4極切換運転のシミュレーション結果

図6 8極→4極切換運転の実測結果とシミュレーション結果との比較

(8極: $(80/\sqrt{3})\text{V}/90\text{Hz}$, 4極: $(60/\sqrt{3})\text{V}/45\text{Hz}$)

Fig. 6. Comparison between measured results and simulated results at pole change operation from 8-pole to 4-pole.

ていることがわかる。

一方、トルクの実測値においては、 $t=0\text{sec}$ 以降に大きな脈動が現れている。この脈動トルクの周波数は、FFTアナライザによる解析の結果、測定システムの共振周波数(78 Hz)と一致した。また、この脈動トルクは約1秒間で減衰することも確認しており、機械系の影響によって生じたものと考えられる。したがって、 $t=0\text{sec}$ 以降、実際に六相PCIMが発生しているトルクは、同図に示す破線のようにになっているものと想定でき、若干の時間的な差が生じている箇所もあるが、シミュレーション結果と同様な傾向を示していることがわかる。なお、回転数は、測定期間中においてほぼ1280rpm一定であった。

このように、本方法を用いることにより、六相PCIMの各極単独運転時の定常状態および過渡状態での特性が容易にシミュレーションできるとともに、極数切換時における連続的な検討が十分に可能であることがわかる。

実測結果とシミュレーション結果との差異については、各定数の誤差、六相混成変圧器のインピーダンスの影響などが考えられるが、六相絶対変換回転 $d-q$ 軸の基礎理論に対する検証という目的に対しては、満足のいく結果が得られたものと考えている。

<4.2> 8極/4極同時運転時における検証 図7に8極/4極同時運転より8極側電源のみを開放した場合における実測結果とシミュレーション結果との比較を示す。シミュレーションの方法は前節と同様であるが、等価回路定数は測定時の巻線温度、定常状態の電流値および滑り周波数の差異を勘案して⁽⁹⁾、表4に示す値を用いている。

図7においては、8極/4極同時運転の状態から、 $t=0\text{sec}$ においてSW2を開いて4極単独運転としている。したがっ

て、 $t=0\text{sec}$ までの同時運転の範囲では、8極運転としての相電圧、電流およびトルクと、4極運転としてのそれらとが重ね合わさっていることになる。また、 $t=0\text{sec}$ 以降の相電圧波形においては、図6に現れているような8極としての残留電圧と4極単独運転としての相電圧とが重ね合わさっていることになる。一方、実測結果のトルク波形については、図6のトルク波形と同様に、機械系の影響による脈動トルクが生じており、実際に六相PCIMが発生しているトルクは、破線で示すようになっているものと考えられる。回転数は、測定期間中においてほぼ1300rpm一定であった。

図7より明らかなように、8極/4極同時運転の定常状態、8極の電源開放に伴う過渡状態などにおいて、実測結果とシミュレーション結果とが良好な一致を示していることがわかる。したがって、六相PCIMの両極同時運転にお

表4 8極/4極切換運転時の特性算定に用いる擬似正弦波等価回路定数

Table 4. Constants of the quasi-sinusoidal wave equivalent circuit for simulation at 8-pole / 4-pole dual operation.

	8極側定数(90Hz)	4極側定数(45Hz)
r_1 [Ω]	1.74 (at 39.3°C)	
$x_{1q}=x_{2q}$ [Ω]	4.00	2.59
x_{mq} [Ω]	21.3	36.0
r_{2q} [Ω]	1.34 (at 39.3°C)	0.942 (at 39.3°C)

ただし、図3中の定数と、擬似正弦波等価回路定数との間には以下の関係がある。

$$R_s = r_1, R_r = r_{2q}, \omega(L_s - M_{sr}) = x_{1q}, \\ \omega(L_r - M_{sr}) = x_{2q}, \omega M_{sr} = x_{mq}$$

(a) 8極/4極同時運転の実測結果

(b) 8極/4極同時運転のシミュレーション結果

図7 8極/4極同時運転の実測結果とシミュレーション結果との比較

(8極: $(80/\sqrt{3})\text{V}/90\text{Hz}$, 4極: $(60/\sqrt{3})\text{V}/45\text{Hz}$)

Fig. 7. Comparison between measured results and simulated results at 8-pole / 4-pole dual operation.

いて、各々の極数に対応する定常および過渡特性は、それぞれ独立に決定されること、電圧、電流およびトルク波形などは、各極単独運転時の波形を加え合わせたものになることも明白であり、任意の運転状態に対して本理論の妥当性が検証できたことになる。

これらの検証結果より、提案した解析理論を用いることにより、過渡現象を抑制するための極数切換方式、可変速制御方式など、六相PCIMのより詳細な検討が可能になった。

5. あとがき

以上、電気自動車用六相PCIMの解析法として、六相絶対変換回転 $d-q$ 軸を提案し、その物理的意味を明確にするとともに、極数比2:1の極数切換が可能となる六相PCIMの解析および実験的検証などを行った。本論文の要点をまとめると以下のようである。

(1) 六相絶対変換回転 $d-q$ 軸は、基準座標系において任意の速度で回転する直交二軸、二倍角座標系において任意の速度で回転する直交二軸およびそれらの零相軸から定義でき、その物理的意味が明確となった。

(2) 六相PCIMを六相絶対変換回転 $d-q$ 軸により解析すると、基準 $d-q$ 軸上に対称六相交流に対する電圧方程式(高速側極数に対応)が得られ、二倍角 $d-q$ 軸上に二倍角対称六相交流に対する電圧方程式(低速側極数に対応)が得られることになる。両者はお互いに独立であり非干渉となる。

(3) 対称六相交流および二倍角対称六相交流が各々単独に、または同時に加えられている場合でも、電流、トルク特性などはそれぞれ独立に、かつ容易に求めることができ、最終的にそれらを加え合わせれば良い。したがって、定常状態および過渡状態を問わず、統一的かつ連続的な検討が可能となった。

(4) 実験結果とシミュレーション結果との比較では、両者が良好な一致を示し、より詳細な六相PCIMの特性解析、制御方式の構築などに適用できる簡便なる一方法を確立できた。また、本理論は基本的に六相巻線から出発しているため、一般的な三相極数切換IM、大容量化に伴う多重(多相)巻線IM⁽¹⁵⁾などにも十分に適用できるものと考えている。

なお、六相PCIMの極数切換を含む全体の速度制御方式、極数切換時の過渡現象の抑制方法などについては、今後詳細に検討を行っていく予定である。

最後に、本論文の基礎となる実験および資料の整理などに協力いただいた中部大学工学部電気工学科卒業研究生に謝意を表します。

(平成8年1月25日受付、平成8年6月20日再受付)

文 献

(1) 藤原 昇：「電気自動車用モータの最新動向」，'92モータ技

術シンポジウム，A2-1-1(平4-4)

- (2) 名取 一雄：「活発化する電気自動車の技術開発」，電学誌，111巻1号(平3-1)
- (3) 水野 孝行・松田 功・坪井 和男・廣塚 功・鈴木 信太郎：「電気自動車用極数切換誘導電動機の六相絶対変換回転 $d-q$ 軸による解析」，電気学会回転機研資，RM-94-101(平6-10)
- (4) 坪井 和男・廣塚 功・鈴木 信太郎・松井 景樹・水野孝行・松田 功：「電気自動車用極数切換誘導電動機の試作と基本トルク特性」，電気関係学会東海支部連大，No.205(平6-10)
- (5) 坪井 和男・水野 孝行・廣塚 功・鈴木 信太郎・松井景樹・松田 功：「電気自動車用六相極数切換誘導電動機の最大トルク特性」，平7電気学会全大，No.972
- (6) 水野 孝行・松田 功・坪井 和男・廣塚 功・鈴木 信太郎：「電気自動車用六相極数切換誘導電動機の巻線方式と起磁力の検討」，平7電気学会全大，No.973
- (7) 鈴木 信太郎・坪井 和男・廣塚 功・水野 孝行・松田功：「電気自動車用極数切換誘導電動機の漂遊負荷損に関する実験的検討」，平7電気学会産総全大，No.T-11
- (8) 鈴木 信太郎・廣塚 功・坪井 和男・水野 孝行・松田功：「電気自動車用六相極数切換誘導電動機の擬似正弦波法による滑りートルク特性算定法」，電気学会回転機研資，RM-95-95(平7-10)
- (9) 水野 孝行・坪井 和男・廣塚 功・鈴木 信太郎・松田功・小林 忠夫：「電気自動車用六相極数切換誘導電動機の基本原理と最大トルク特性」，電気学会論文誌D，116巻，P256(平8-3)
- (10) 森 真人・永山 和俊・水野 孝行・足利 正・松田 功：「電気自動車用極数切換誘導電動機の一制御法」，電気学会半導体電力変換研資，SPC-95-116(平7-12)
- (11) 坪井 和男：「多相絶対変換対称軸と回転機テンソル解析への応用」，昭52電気学会全国大会，No.607
- (12) 坪井 和男・秋山 勇治・水野 孝行：「誘導電動機の回転子スロット数による始動時異常現象の一般解析」，電気学会論文誌B，100巻，P549(昭55-9)
- (13) 水野 孝行・高山 順一・市岡 忠士・寺嶋 正之：「固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉制御法」，電気学会論文誌D，109巻，P841(平元-11)
- (14) 小野測器：'93~'94総合カタログ，P102~119
- (15) 多重化電力変換方式調査専門委員会：「多重化電力変換器とその応用技術」，電気学会技術報告，第556号，(平7-7)

水野 孝行 (正員) 1956年7月22日生。1981年3月中部工業大学(現、中部大学)大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月(株)明電舎入社。現在、同社電動システム工場にて回転機の研究開発に従事。工学博士。1981、1990年電気学会論文賞受賞。

坪井 和男 (正員) 1944年4月11日生。1973年3月中部工業大学(現, 中部大学)大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同大学講師, 助教授を経て, 1984年4月中部大学教授, 現在に至る。主として, 誘導電動機および同期電動機の解析と特性改善に関する研究に従事。工学博士(九州大学)。1981年電気学会論文賞受賞。IEEE会員。

廣塚 功 (正員) 1961年8月29日生。1986年3月中部大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月三菱電機㈱入社。同年10月同社退社。1990年3月中部大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程満期退学。同年4月同大学助手, 1993年4月同講師, 現在に至る。工学博士。電気設備学会会員。

鈴木 信太郎 (准員) 1970年9月19日生。1994年3月中部大学工学部電気工学科卒業。1996年3月中部大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程修了。同年4月アイシン精機㈱入社, 現在に至る。

足利 正 (正員) 1954年12月21日生。1975年3月秋田工業高等専門学校電気工学科卒業。同年4月㈱明電舎入社。現在, 同社電動力システム工場にて, 主として電動機制御の研究開発に従事。1992年オーム技術賞受賞。

松田 功 (正員) 1944年8月12日生。1970年3月山梨大学工学部電気工学科卒業。同年4月㈱明電舎入社。現在, 同社電動力システム工場にて, 回転機の研究開発に従事。