A New High-Frequency Voltage Injection Method for Sensorless Drive of Permanent-Magnet Synchronous Motors with Pole Saliency

Shinji Shinnaka Member (Kanagawa University, shinnaka@kanagawa-u.ac.jp)

Keywords: speed-varying-ellipse high-frequency voltage, generalized integral-type PLL method, high-frequency current auto-correlated signal, synchronous motor, sensorless

This paper proposes a new sensorless vector control method for salient-pole permanent-magnet synchronous motors. In regard to rotor phase estimation, the sensorless vector control method is featured by a new high-frequency voltage injection method distinguished from the conventional ones by a unique ellipse shape of the spatially rotating, and by a new PLL method whose input is a high frequency current auto-correlated signal. The new vector control method established by two innovative technologies can have the high-performance and attractive features as follows.

- 1) It can allow 250% rated torque at standstill.
- 2) It can operate from zero to the rated speed under the rated motoring or regenerating load.
- 3) It accepts instant injection of the rated load even for zero-speed control.
- 4) It accommodates a load with huge moment of inertia.
- 5) Phase estimation is very robust against inverter dead time.
- 6) Computational load for estimating rotor phase is very small, would be the smallest among the methods with comparable performance.

This paper presents the new vector control method by focusing on two innovative technologies from its principles to design rules. Usefulness of the new vector control method is verified through extensive experiments.

Fig. 1 shows a structure of the proposed new sensorless vector control system. Phase and speed of the rotor are estimated in the “phase estimator,” whose structure can be illustrated as in Fig. 2. As shown, it simply consists of two single-input/output band-pass filters, a single-input/output low-pass filter, a phase synchronizer, and a speed-variable-ellipse high-frequency voltage commander (SVE-HFVC). The phase synchronizer is a kind of so-called PLL, but whose input is a high-frequency current correlated signal. SVE-HFVC generates high-frequency voltage command of unique ellipse shape. The phase estimator is very simple, but its performance is excellent as demonstrated in the following.

Fig. 3 shows an example of torque responses at standstill to the 250% rating torque command, where wavelike data imply, from the top, q-current, u-phase current, actual rotor phase and its estimate. It is clearly observed that the phase is well estimated and 250% rated q-current (torque-producing current) is well controlled although the rotor starts to rotate at instant of torque command injection due to narrow speed bandwidth of the load machine controlled to be zero-speed.

Fig. 1. A configuration of the proposed sensorless vector control system.

Fig. 2. A configuration of the phase estimator.

Fig. 3. Torque response producing 250% rating at ultra low speed including standstill.

突極形永久磁石同期モータセンサレス駆動のための 速応楕円形高周波電圧印加法の提案

——高周波電流相関信号を入力とする一般化積分形 PLL 法による位相推定——

正 員 新中 新二*

A New High-Frequency Voltage Injection Method for Sensorless Drive of Permanent-Magnet Synchronous Motors with Pole Saliency

Shinji Shinnaka*, Member

This paper proposes a new sensorless vector control method for salient-pole permanent-magnet synchronous motors. In regard to rotor phase estimation, the sensorless vector control method is featured by a new high-frequency voltage injection method distinguished from the conventional ones by a unique ellipse shape of the spatially rotating, and by a new PLL method whose input is a high frequency current auto-correlated signal. The new vector control method established by two innovative technologies can have the following high-performance and attractive features: 1) it can allow 250% rated torque at standstill; 2) it can operate from zero to the rated speed under the rated motoring or regenerating load; 3) it accepts instant injection of the rated load even for zero-speed control; 4) it accommodates a load with huge moment of inertia; 5) phase estimation is very robust against inverter dead time; 6) computational load for estimating rotor phase is very small, would be the smallest among the methods with comparable performance. This paper presents the new vector control method by focusing on two innovative technologies from its principles to design rules. Usefulness of the new vector control method is verified through extensive experiments.

キーワード：速応楕円形高周波電圧，一般化積分形 PLL 法，高周波電流相関信号，同期モータ，センサレス

Keywords: speed-varying-ellipse high-frequency voltage, generalized integral-type PLL method, high-frequency current auto-correlated signal, synchronous motor, sensorless

1. はじめに

永久磁石形同期モータ (Permanent-Magnet Synchronous Motor, PMSM) のためのセンサレスベクトル制御法における重要課題の 1 つは、ゼロ速度を含む低速域での適切な回転子位置推定に基づく、高トルク発生にある (以下、位置と位相を同義で使用する)。本課題の現実的な解決方法として、PMSM の高周波電圧に対する突極 (Salient Pole, SP) 特性を利用した一定振幅高周波電圧印加法が種々提案されてきた^{(1)~(7)(10)}。一定振幅高周波電圧印加法は、回転子 N 極位相を推定すべく、一定振幅の高周波電圧をモータ駆動用電圧に重畳印加するものである。本法は、印加高周波電圧がモータ駆動用電流制御の観点からは外乱になると言う短所を有する反面、これによる位相推定値は概してモータパ

ラメータに不感と言う優れた長所を有する^{(1)~(7)(10)}。

既報の一定振幅高周波電圧印加法は、電圧印加を行う座標系上での電圧形状から、一定振幅回転形と一定振幅非回転形とに二別することができる^{(1)~(7)(10)}。前者は、印加座標系上からみた場合、一定振幅で空間的に回転する高周波電圧を印加するものであり、座標各軸上の電圧形状は正弦形状である^{(1)~(3)}。後者は、印加座標系上からみた場合、一定振幅の非回転電圧を印加するものであり、空間的回転はしない。電圧形状は正弦形状、矩形形状が採用されている^{(4)~(7)(10)}。

一定振幅高周波電圧印加法は、上述のように、元来、ゼロ速度を含む低速域での高トルク発生を期して開発されてきた。しかし、最近では、電気自動車、ハイブリッド自動車などへの応用に見られるように、ゼロ速度での 200~250% 定格の高トルク発生を可能とする位相推定性能と、ゼロ速度から少なくとも 100(rad/s) 以上の広速領域での安定推定を可能とする位相推定性能とを同時に備えた位相推定方法の開発が期待されている (本章末尾の注 1 参照)^{(8)~(10)}。

一定振幅回転形高周波電圧印加法において、一般産業用

* 神奈川大学工学部電子情報フロンティア学科
〒221-8686 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1
Dept. of Electrical Engineering, Kanagawa University
3-27-1, Rokkakubashi, Kanagawaku, Yokohama 221-8686

の突極形永久磁石同期モータ (SP-PMSM) に対して、ゼロ速度で 250% 定格トルク発生とゼロ速度から定格速度に及ぶ広速域安定推定との成功例報告は、現状では、新中の提案による鏡相形ベクトル制御法の 1 方法が在るに過ぎないようである⁽⁴⁾。鏡相形ベクトル制御法では、回転子 N 極位相へのゼロ位相差での同期を目指した座標系 (以下、準同期座標系と呼ぶ) 上で、空間的に回転する一定振幅の高周波電圧を印加し、この応答たる高周波電流を同座標系上で電流鏡相特性に基づき処理して得た N 極位相推定値を一般化積分形 PLL 法の入力とし、固定座標系上で評価した回転子 N 極位相推定値を得ている⁽⁴⁾。

一定振幅非回転形高周波電圧印加法の中で、特に正弦形状の高周波電圧を印加する方法は、藍原によって 1994 年に提案された^{(4)~(6)}。藍原の一定振幅非回転高周波電圧印加法は、準同期座標系の主軸上で正弦形状の一定振幅高周波電圧を印加し、この応答である高周波電流を同座標系副軸上から抽出し、抽出した高周波電流を FFT 処理し、FFT 処理信号を比例 (P) 方式の位相制御器を備えた積分形 PLL の入力とし、固定座標系上で評価した回転子 N 極位相推定値を得るものである。その基本性能は、ゼロ速度での定格トルク発生と、0~1(rad/s) 程度の運転範囲における安定推定のようである^{(4)~(6)}。

藍原の高周波電圧印加法は、Jang らによって改良が試みられ、高周波電流に対して SP 特性を示す表面磁石形 PMSM に適用されている⁽⁷⁾。試みの要点は、準同期座標系副軸上から抽出した高周波電流を、FFT 処理に代わって、抽出高周波電流と同位相の正弦信号を別途用意してこれに乘じた上でローパスフィルタ処理し (この種の処理はフェテロダイン処理といわれる⁽²⁾⁽³⁾)、フィルタリング信号を、バングバング位相制御器を備えた積分形 PLL の入力信号とすることにある。改良後の基本性能は、ゼロ速度での約 120% 定格トルク発生と、0~2(rad/s) 程度の運転範囲における安定推定のようである⁽⁷⁾。

本論文は、SP-PMSM 駆動のための高周波電圧印加法として、一定振幅の従来方法と異なった、新原理に基づく新方法 (以下、速応楕円形高周波電圧印加法と呼ぶ) と、これを用いたベクトル制御法 (以下、速応楕円形ベクトル制御法と呼ぶ) とを新規提案するものである。提案の高周波電圧印加法とベクトル制御法は、以下のような際立った特徴と性能を有する。

- 1) 速応楕円形高周波電圧印加法は、準同期座標系上の非回転高周波磁束を活用した位相推定法である。
- 2) 速応楕円形高周波電圧印加法は、非回転高周波磁束を発生すべく、準同期座標系上で、回転子速度に応じた楕円形状の高周波電圧を印加する。
- 3) 速応楕円形高周波電圧印加法は、簡単であり、実現に要する演算負荷は極めて軽い。
- 4) 速応楕円形高周波電圧印加法による位相推定値は、インバータデッドタイムの影響を受けにくい。
- 5) 速応楕円形ベクトル制御法は、ゼロ速度で 250% 定格

という高トルク発生を行うことができる。

- 6) 速応楕円形ベクトル制御法は、力行あるいは回生の定格負荷の下で、ゼロ速度から定格速度まで運転可能である。

- 7) 速応楕円形ベクトル制御法は、ゼロ速度制御状態で、インパクト定格負荷に耐える。

- 8) 速応楕円形ベクトル制御法は、大慣性負荷を駆動できる。

本論文は、以下のように構成されている。次の第 2 章では、SP-PMSM の数学モデルを与える。第 3 章では、非回転高周波磁束発生のための印加高周波電圧の条件、非回転高周波磁束に起因する非回転高周波電流とこれを利用した準同期座標系上での位相推定の原理を、数学モデルに基づく統一理論を構築の上、新規提示する。また、本原理に適合する高周波電圧の 1 つとして、速応楕円形高周波電圧が存在することを示す。次の第 4 章では、速応楕円形高周波電圧の応答たる高周波電流 2 成分の相関値 (以下、高周波電流相関信号と呼ぶ) を入力とする一般化積分形 PLL 法を新規提示する。また、本 PLL 法が安定動作し固定座標系からみた適切な位相推定値を生成するための、設計パラメータの設計指針と指針に基づくパラメータ設計法とを新規に与える。第 5 章では、提案の速応楕円形ベクトル制御法に立脚した全制御系の構造を概説する。第 6 章で実機実験による多数の検証結果を示す。第 7 章で、本論文を総括する。

(注 1) 本論文では、発生トルクに関する定格あるいは定格値は、産業界一般で利用されている意味で、すなわち連続運転可能な最大値の意味で使用している。電気自動車では、1 時間連続運転可能な最大値を定格と呼ぶようである。

(注 2) 本論文では、混乱の恐れのない限り、記号 s を微分演算子 d/dt 、またはラプラス演算子として、断りなく使用する。

(注 3) 本論文では、定理の証明等の終了が明瞭でない場合には、これを明示すべく、適宜記号 ■ を付す。

2. モータの数学モデル

図 1 に示したように、任意の (角) 速度 ω で回転する一般 γ - δ 座標系を考える。主軸 (γ 軸) から副軸 (δ 軸) への回転を正方向とする。また、SP-PMSM の回転子 N 極が γ 軸に対し、ある瞬時に位相 θ_γ をなしているものとする。以下に扱う SP-PMSM の物理量を表現した 2×1 ベクトル信号は、特に断らない限り、すべて本座標系上で定義されているものとする。SP-PMSM の数学モデルの導入に際し、広く採用されている以下の仮定を踏襲採用する^{(4)~(7)}。

- 1) 正弦着磁が施されている。
- 2) 温度依存性は無視できる。
- 3) 磁気回路の飽和特性は無視できる。
- 4) 鉄損は無視できる。
- 5) 漂流負荷損は無視できる。

上記仮定の下では、SP-PMSM の数学モデル (電気磁気関係) は、 2×2 鏡行列 $Q(\theta_\gamma)$ を用いた次式で表現される

図1 任意の速度 ω で回転する一般 γ - δ 座標系上での回転子 N 極 (突極) 位相の関係

Fig. 1. Phase of rotor salient-pole (N pole) in γ - δ general reference frame rotating at arbitrary angular velocity ω .

ことが知られている⁽¹¹⁾。

[SP-PMSM の数学モデル (電気磁気的部分)]⁽¹¹⁾

$$\mathbf{v}_1 = R_1 \mathbf{i}_1 + [s\mathbf{I} + \omega\mathbf{J}] \boldsymbol{\phi}_1 \dots\dots\dots (1)$$

$$\boldsymbol{\phi}_1 = \boldsymbol{\phi}_i + \boldsymbol{\phi}_m \dots\dots\dots (2)$$

$$\boldsymbol{\phi}_i = [L_i \mathbf{I} + L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)] \mathbf{i}_1 \dots\dots\dots (3)$$

$$\mathbf{Q}(\theta_\gamma) = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_\gamma & \sin 2\theta_\gamma \\ \sin 2\theta_\gamma & -\cos 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

$$\boldsymbol{\phi}_m = \Phi \mathbf{u}(\theta_\gamma) = \Phi \begin{bmatrix} \cos \theta_\gamma \\ \sin \theta_\gamma \end{bmatrix}; \quad \Phi = \text{const} \dots\dots\dots (5)$$

$$s\theta_\gamma = \omega_{2n} - \omega \dots\dots\dots (6)$$

ここに、 2×1 ベクトル $\mathbf{v}_1$, $\mathbf{i}_1$, $\boldsymbol{\phi}_1$ は、それぞれ固定子の電圧、電流、磁束を意味している。 2×1 ベクトル $\boldsymbol{\phi}_i$, $\boldsymbol{\phi}_m$ は固定子磁束 $\boldsymbol{\phi}_1$ を構成する成分を示しており、 $\boldsymbol{\phi}_i$ は固定子電流 $\mathbf{i}_1$ によって発生した磁束を、 $\boldsymbol{\phi}_m$ は回転子永久磁石に起因する回転子磁束を意味している。 $\mathbf{I}$ は 2×2 単位行列であり、 $\mathbf{J}$ は次式で定義された 2×2 交代行列である。

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

また、 ω_{2n} は回転子の電気 (角) 速度であり、 R_1 は固定子巻線の抵抗である。 L_i , L_m は固定子の同相インダクタンス、鏡相インダクタンスであり、 d 軸、 q 軸インダクタンスとは次の関係を有する。

$$\begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_i \\ L_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

(1)~(8) 式においては、回転子 N 極での逆突極特性は、同相インダクタンスの負性 $L_m < 0$ で表現されている。

図 1 に明示しているように、SP-PMSM においては、N 極位相 θ_γ は逆突極の位相でもある。なお、厳密には、S 極

でも逆突極が起こり、このため逆突極位相は N 極に対して π (rad/s) の曖昧性を持つ。しかし、以下では、NS 極の判定は公知の方法で行なわれているものとして⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾、N 極位相と逆突極位相とは同義の回転子位相として使用する。

以下に説明する速応楕円形ベクトル制御法では、一般 γ - δ 座標系上で電流制御を行い、本座標系を同期 dq 座標系へゼロ位相差で同期させることを目指す。すなわち、以降では、 γ - δ 座標系を準同期座標系とし、両座標系は同義とする。

3. 非回転高周波磁束の生成とこれによる位相推定の原理

モータ駆動用の電圧に高周波電圧を重畳することを考える。この場合には、次のように、固定子の電圧、電流、磁束は、大きくは 2 成分の合成ベクトルとして表現することができる⁽¹⁾。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= \mathbf{v}_{1f} + \mathbf{v}_{1h} \\ \mathbf{i}_1 &= \mathbf{i}_{1f} + \mathbf{i}_{1h} \\ \boldsymbol{\phi}_1 &= \boldsymbol{\phi}_{1f} + \boldsymbol{\phi}_{1h} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

ここに、脚符 f , h は、それぞれ駆動周波数 (Fundamental-Driving-Frequency)、高周波 (High-Frequency) の成分であることを示している。なお、位相推定用に重畳した高周波電圧の周波数は、次の関係が成立する十分に高いものとする。

$$\|R_1 \mathbf{i}_{1h}\| \ll \|[s\mathbf{I} + \omega\mathbf{J}] \boldsymbol{\phi}_{1h}\| \dots\dots\dots (10)$$

(10) 式が成立する場合には、固定子の高周波成分である $\mathbf{v}_{1h}$, $\mathbf{i}_{1h}$, $\boldsymbol{\phi}_{1h}$ に関しては、(1)~(8) 式より、以下の関係が成立する⁽¹⁾。

$$\mathbf{v}_{1h} = [s\mathbf{I} + \omega\mathbf{J}] \boldsymbol{\phi}_{1h} \dots\dots\dots (11)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{1h} = [L_i \mathbf{I} + L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)] \mathbf{i}_{1h} \dots\dots\dots (12)$$

(11), (12) 式の固定子の高周波成分 $\mathbf{v}_{1h}$, $\mathbf{i}_{1h}$, $\boldsymbol{\phi}_{1h}$ に関しては、一般性に富む次の定理 1 が成立する。

[定理 1 (非回転高周波磁束定理)]

(a) 高周波電圧 $\mathbf{v}_{1h}$ が、高周波スカラー信号 x に対して (13) 式の関係をもつとき、高周波磁束 $\boldsymbol{\phi}_{1h}$ は非回転信号となる。

$$\mathbf{v}_{1h} = \begin{bmatrix} sK_\gamma - \omega K_\delta \\ \omega K_\gamma + sK_\delta \end{bmatrix} x \dots\dots\dots (13a)$$

$$K_\gamma^2 + K_\delta^2 = 1 \dots\dots\dots (13b)$$

(b) (13) 式の高周波電圧 $\mathbf{v}_{1h}$ に対する高周波電流 $\mathbf{i}_{1h}$ は、次の (14) 式となる。

$$\mathbf{i}_{1h} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) K_\gamma \\ + (-L_m \sin 2\theta_\gamma) K_\delta \\ (-L_m \sin 2\theta_\gamma) K_\gamma \\ + (L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma) K_\delta \end{bmatrix} x \dots\dots\dots (14)$$

〈証明〉

(a) 高周波磁束 ϕ_{1h} の γ 軸, δ 軸の各 2 成分を $\phi_{\gamma h}$, $\phi_{\delta h}$ と表現する。高周波磁束 ϕ_{1h} が非回転信号であるためには, 高周波スカラー信号 x に対して, 次の (15) 式の関係が成立しなければならない。

$$\phi_{1h} = \begin{bmatrix} \phi_{\gamma h} \\ \phi_{\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_\gamma \\ K_\delta \end{bmatrix} x \cdots \cdots (15)$$

(15) 式を (11) 式に用いると, (13a) 式が得られる。

(b) (15) 式を (12) 式に用いると, 次の関係が得られる。

$$\begin{aligned} i_{1h} &= [L_i I + L_m Q(\theta_\gamma)]^{-1} \phi_{1h} \\ &= \frac{1}{L_i^2 - L_m^2} [L_i I - L_m Q(\theta_\gamma)] \begin{bmatrix} K_\gamma \\ K_\delta \end{bmatrix} x \cdots \cdots (16) \end{aligned}$$

(4), (8) 式の関係を (16) 式に用いると, (14) 式が得られる。

■

定理 1 の (14) 式が明白に示しているように, このときの高周波電流は非回転となる。ただし, 非回転高周波電流の空間的方向は, 高周波磁束のそれと必ずしも同一ではない。両者間には回転子位相に応じたズレが存在する。換言するならば, 高周波電流は回転子位相情報を有し, ひいては, 高周波電流の適切な処理を通じ, 回転子位相情報を抽出することが期待される。位相推定のセンサレスベクトル制御へ利用を考える場合, 非回転高周波磁束の空間的方向の有力候補の 1 つが γ 軸方向である。これに関しては, 次の定理 2 が成立する。

[定理 2 (γ 形非回転高周波磁束定理)]

(a) 高周波電圧 v_{1h} の γ 軸, δ 軸の各 2 成分を $v_{\gamma h}$, $v_{\delta h}$ と表現する。このとき, 高周波電圧に関し (17) 式の関係が成立する場合には,

$$v_{1h} = \begin{bmatrix} v_{\gamma h} \\ v_{\delta h} \end{bmatrix} \cdots \cdots (17a)$$

$$v_{\delta h} = \omega \left(\frac{v_{\gamma h}}{s} \right) \cdots \cdots (17b)$$

高周波磁束 ϕ_{1h} は, (18) 式の γ 軸上の非回転信号となる。

$$\phi_{1h} = \begin{bmatrix} \frac{v_{\gamma h}}{s} \\ 0 \end{bmatrix} \cdots \cdots (18)$$

(b) (17) 式の高周波電圧 v_{1h} に対する高周波電流 i_{1h} は, 次の (19) 式となる。

$$i_{1h} = \frac{1}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma \\ -L_m \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \left(\frac{v_{\gamma h}}{s} \right) \cdots \cdots (19)$$

〈証明〉

(a) (15) 式より明白なように, 高周波磁束 ϕ_{1h} を γ 軸上の非回転信号とするには, 次の条件が必要である。

$$\left. \begin{aligned} K_\gamma &= 1 \\ K_\delta &= 0 \end{aligned} \right\} \cdots \cdots (20)$$

(20) 式を (13) 式に適用すると, 次式を得る。

$$v_{1h} = \begin{bmatrix} v_{\gamma h} \\ v_{\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s \\ \omega \end{bmatrix} x \cdots \cdots (21)$$

(21) 式第 1 行より, このときの高周波スカラー信号 x は次の関係を満足しなければならない。

$$x = \frac{v_{\gamma h}}{s} \cdots \cdots (22)$$

(22) 式を (21) 式第 2 行に用いると, (17b) 式が得られる。

(b) (20), (22) 式を, (14) 式に適用すると, 直ちに (19) 式が得られる。

■

γ 軸上に非回転高周波磁束 ϕ_{1h} を発生させるための高周波電圧は, (17) 式の条件を満足すればよい。(17) 式は, 高周波電圧の γ 軸成分と δ 軸成分とは独立には選定できないことを示している。 γ 軸成分の実際的に取り得る形状としては, 正弦形状と矩形形状が考えられる。これに対応した δ 軸成分の形状は, 各々, 正弦形状と三角形となる。何れの形状の電圧も発生は容易であるが, 高周波電圧の応答たる高周波電流の処理の平易さを考慮し, 本論文では, 正弦形状の高周波電圧を採用することを考える。正弦形状の高周波電圧に関しては, 次の定理 3 が成立する。

[定理 3 (速応楕円電圧定理)]

(a) 高周波 ω_h の高周波電圧を, 速度 ω に応じた楕円軌跡をもつ (23) 式とする場合には,

$$v_{1h} = V_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \frac{\omega}{\omega_h} \sin \omega_h t \end{bmatrix}; \quad \begin{aligned} V_h &= \text{const} \\ \omega_h &= \text{const} \end{aligned} \cdots \cdots (23)$$

これに対する高周波電流は (24) 式となる。

$$i_{1h} = \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} \begin{bmatrix} L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma \\ -L_m \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \sin \omega_h t \cdots \cdots (24)$$

(b) (24) 式の高周波電流の 2 成分 $i_{\gamma h}$, $i_{\delta h}$ による高周波電流相関信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ は, 回転子位相情報を内包する直流成分 c_{i1} と, $2\omega_h$ 高周波成分 c_{i2} との線形和で構成される。すなわち,

$$\begin{aligned} i_{\gamma h} i_{\delta h} &= (2 \sin^2 \omega_h t) c_{i1} \\ &= c_{i1} + c_{i2} \end{aligned} \cdots \cdots (25)$$

ただし,

$$c_{i1} = \frac{-V_h^2 L_m}{2\omega_h^2 L_d^2 L_q^2} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) \sin 2\theta_\gamma \cdots \cdots (26a)$$

$$c_{i2} = -c_{i1} \cos 2\omega_h t \cdots \cdots (26b)$$

〈証明〉

(a) (23) 式第 1 要素の関係を定理 2 に適用すると, 直ちに (23), (24) 式が得られる。

(b) (24) 式を用いて, 高周波電流相関信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ を算定すると, (25) 式第 1 式を得る。ここで, 次の (27) 式の関係に注意し,

$$2 \sin^2 \omega_h t = (1 - \cos 2\omega_h t) \cdots \cdots (27)$$

(25) 式第 1 式を直流成分と高周波成分とに分離すると, (25) 式第 2 式を得る。 ■

(25) 式の高周波電流相関信号を形成する, 位相情報を持った直流成分 c_{i1} と高周波成分 c_{i2} とは, $2\omega_h$ の周波数の開きをもっており, 直流成分に対する高周波成分の排除は可能である。

(26a) 式に示した直流成分は, 位相 θ_γ が小さい場合には, 以下のように整理される。

$$c_{i1} \approx K_\theta \theta_\gamma \dots \dots \dots (28)$$

ただし,

$$K_\theta = \frac{-V_h^2 L_m}{\omega_h^2 L_d^2 L_q} > 0 \dots \dots \dots (29)$$

高周波数 ω_h が定数であり, K_θ が正の一定値であることを考えると, (28), (29) 式は, 高周波電流相関信号の直流成分 c_{i1} と準同期座標系 γ 軸からみた位相 θ_γ とは単純な比例関係にあることを意味している。本論文提案の速応楕円形高周波電圧印加法による位相推定は本特性を利用するものであり, これは, 以下のステップ 1)~3) の処理として整理することができる。

- 1) (23) 式の速応楕円形高周波電圧を印加して, (24) 式の高周波電流を発生させる。
- 2) 非回転高周波電流を用いて, (25) 式の高周波電流相関信号を生成する。
- 3) (28), (29) 式に示した高周波電流相関信号の特性を利用して, 高周波電流相関信号より, 直接的に, 固定座標系の基軸である α 軸からみた回転子位相 θ_α を推定する。

次に, ステップ 3) の処理を説明する。

(注 4) 上記の位相推定原理より明白なように, 突極性がない $L_m = 0$ の状況下では, 提案法は位相を推定することはできない。反対に, 磁束飽和の下でも突極性が存在すれば, 提案法の適用は可能である (後掲の図 14 参照)。

4. 高周波電流相関信号を入力とする一般化積分形 PLL の安定化設計法

〈4・1〉 一般化積分形 PLL 法と新課題 SP-PMSM のセンサレスベクトル制御には, 固定座標系の基軸である α 軸からみた回転子位相 θ_α が必要である。本論文では, 高周波電流相関信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ に, 新中によって体系化された一般化積分形 PLL (Phase Locked Loop) 法⁽¹²⁾を適用することにより, 回転子位相 θ_α を推定することを考える。

一般化積分形 PLL 法は, 入力信号 u_{PLL} に対して以下のように構成されている⁽¹²⁾。

〔一般化積分形 PLL 法〕

$$\left. \begin{aligned} \omega &= C_{PLL}(s) u_{PLL} \\ \hat{\theta}_\alpha &= \frac{1}{s} \omega \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (30)$$

図 2 一般化積分形 PLL 法の実現

Fig.2. A realization of the generalized integral-type PLL method.

ただし,

$$C_{PLL}(s) = \frac{C_n(s)}{C_d(s)} = \frac{c_{nm}s^m + c_{nm-1}s^{m-1} + \dots + c_{n0}}{s^m + c_{dm-1}s^{m-1} + \dots + c_{d0}} \dots \dots \dots (31)$$

ここに, c_{di} , c_{ni} はそれぞれ位相制御器 $C_{PLL}(s)$ の特性を定めるパラメータである。 ■

一般化積分形 PLL 法は, 元来, 入力信号 u_{PLL} として, 準同期座標系 γ 軸からみた位相 θ_γ の良好な推定値を想定している。位相 θ_γ の良好な推定値が得られ, 位相制御器が適切に設計される場合には, $\hat{\theta}_\alpha \rightarrow \theta_\alpha$ (すなわち, 位相ロック) が達成されることが解明されている⁽¹²⁾。

準同期座標系 γ 軸からみた位相 θ_γ の良好な推定値に代わって, 本論文では, 総合的簡単性等を考慮し, (25), (26) 式に示した高周波電流相関信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ そのものを, 一切の処理をすることなく, 位相制御器への入力信号 u_{PLL} とすることを提案する (〈4・2〉節末尾の注 5, 6 参照)。以降では, 未処理の高周波電流相関信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ そのものを入力信号とする位相制御器 $C_{PLL}(s)$ を, 高周波位相制御器と呼ぶ。高周波位相制御器を用いた一般化積分形 PLL 法の構成を図 2 に示す。

高周波位相制御器の設計には, 入力たる高周波電流相関信号に含まれる $2\omega_h$ 高周波成分による PLL システムへの影響に対して, 特別の注意が必要である。さもなくば, PLL システムの位相ロック機能はもとより, 安定な動作さえ達成することができなくなる。次に, 高周波位相制御器の設計について, 設計指針とこれに基づく設計法とを説明する。

〈4・2〉 高周波位相制御器の設計指針と設計法 本論文では, PLL システムの安定性と位相ロック機能の確立と, 更には, 入力信号に含まれる高周波成分の PLL システムのフィードバックループ機能を利用した自動排除とを可能とする高周波位相制御器の設計を考える。

高周波位相制御器をもつ PLL システムは, (25), (26), (30) 式により, 図 3(a) のようにモデル化することができる。特に, (28) 式が成立する場合, 同システムは同図 (b) のようにモデル化することができる。図 3 より明白なように, 本 PLL システムは, (28) 式が成立する場合さえも, 高周波信号 $\cos 2\omega_h t$ に起因する強い非線形性を有する。このため, PLL システムに所期の位相ロック性能を発揮させるには, 高周波位相制御器は, 本非線形性を考慮して設計されなければならない。

図3 位相同期器によるPLLシステムのモデル
Fig. 3. A model for the PLL system by the phase synchronizer.

本論文では、図3(b)のモデルBを参考に、高周波位相制御器の設計指針として次のものを新規提案する。

[高周波位相制御器の設計指針]

- 1) 次の $(m+1)$ 次 $H(s)$ が、任意の $0 < K_\omega \leq 2$ に対して、フルビッツ (Hurwitz) 多項式となる。

$$H(s) = sC_d(s) + K_\omega K_\theta C_n(s); \quad 0 < K_\omega \leq 2 \cdots \cdots (32)$$

- 2) $C_d(s)$ が単独の形式で s 因子をもつ。 ■

指針1)は、 $2\omega_h$ 高周波成分 c_{i2} の混入を、PLLシステム内の変動等価係数 $0 < K_\omega \leq 2$ として等価的に扱い (図3(b)参照)、高周波成分の存在にもかかわらず、PLLシステムを安定に動作させる高周波位相制御器の設計を可能とするためのものである。指針2)は、一定速運転中における座標速度 ω に高周波成分の出現を原理的に防止する高周波位相制御器の設計を可能とするためのものである。

上の設計指針に基づく高周波位相制御器の具体的な設計法としては、次の定理4が成立する。

[定理4 (高周波位相制御器定理)]

(a) $C_d(s)$ が単独形式で s 因子をもつ高周波位相制御器として、これを(33)式のように設計する場合には、 $H(s)$ は、任意の $0 < K_\omega \leq 2$ に対して、フルビッツ多項式となる。

$$C_{PLL}(s) = \frac{c_{n1}s + c_{n0}}{s} \cdots \cdots (33a)$$

$$c_{n0} > 0, c_{n1} > 0 \cdots \cdots (33b)$$

(b) $C_d(s)$ が単独形式で s 因子をもつ高周波位相制御器として、これを(34)式のように設計する場合には、 $H(s)$ は、任意の $0 < K_\omega \leq 2$ に対して、フルビッツ多項式となる。

$$C_{PLL}(s) = \frac{c_{n1}s + c_{n0}}{s(s + c_{d1})} \cdots \cdots (34a)$$

$$\left. \begin{aligned} c_{n0} > 0, c_{n1} > 0, c_{d1} > 0 \\ c_{d1} > \frac{c_{n0}}{c_{n1}} \end{aligned} \right\} \cdots \cdots (34b)$$

<証明>

(a) $C_d(s)$ が単独形式で s 因子をもつには、(33a)式より、 $c_{n0} \neq 0$ の条件が必要である。この場合、(33a)式に対する $H(s)$ は、(32)式より、次式となる。

$$H(s) = s^2 + K_\omega K_\theta (c_{n1}s + c_{n0}) \cdots \cdots (35)$$

従って、 $H(s)$ がフルビッツ多項式となる条件は、 $0 < K_\omega \leq 2$ の値に関係せず、(33b)式となる。

(b) $C_d(s)$ が単独形式で s 因子をもつには、(34a)式より、 $c_{n0} \neq 0$ の条件が必要である。この場合、(34a)式に対する $H(s)$ は、(32)式より、次式となる。

$$H(s) = s^3 + c_{d1}s^2 + K_\omega K_\theta (c_{n1}s + c_{n0}) \cdots \cdots (36)$$

従って、 $H(s)$ がフルビッツ多項式となる条件は、 $0 < K_\omega \leq 2$ の値に関係せず、(34b)式となる。 ■

高周波成分 c_{i2} の混入は、等価係数において $K_\omega = 0$ の瞬時発生を含む。 $K_\omega = 0$ の瞬時発生は、図3より明らかなように、高周波位相制御器への入力信号ゼロを意味する。提示の設計方針に従った定理4の高周波位相制御器は積分要素をもつので、入力信号ゼロの瞬時発生に対しては、高周波位相制御器の内部信号と出力信号は瞬時ゼロ発生の直前値を維持する。すなわち、高周波位相制御器は、入力信号ゼロの瞬時発生に対して、最も好ましい応答を示し不安定化することはない。

定理4の(33)、(34)式に提示した高周波位相制御器と同設計法は、高周波成分 c_{i2} の混入を等価的に表現した等価係数の条件が出現しておらず、高周波成分混入のない従来の位相制御器と同設計法と、形式的には同一である。しかし、定理4は、その証明が明示しているように、従来考慮されなかったPLLシステムへ混入した高周波成分の影響とPLLシステム自体によるこの自動排除とを、新規に考慮した上で新たに構築されたものである。この相違と新規性には注意されたい (下の注5, 6参照)。なお、従来のすべての位相制御器が、高周波位相制御器として利用できるわけではない。所期の性能機能をもつ高周波位相制御器は、定理4に示したものを含め、極めて限定される。

(注5) 高周波電流相関信号に含まれる高周波成分をローパスフィルタで前処理し、処理信号を高周波位相制御器の入力信号とすれば、より簡単な高周波位相制御器の設計・構成が行えるように思われるかもしれない。この場合には、ローパスフィルタ自体も、PLLシステムのフィードバックループに取り込まれることになる。このため、PLLシステムの安定動作の確保には、本ローパスフィルタの動特性を考慮の上、高周波位相制御器を設計する必要がある。すなわち、ローパスフィルタの導入は、期待に反し、かえって安定動作を保障する高周波位相制御器の設計を複雑化する。フィードバックループの安定性の観点からは、導入のローパスフィルタは、高周波位相制御器の一部として捕らえる必要がある (図3(a)参照)。

表 1 供試モータ (SST4-20P4AEA-L) の特性
Table 1. Characteristics of test motor (SST4-20P4AEA-L).

R_l	2.259 (Ω)	rated torque	2.2(Nm)
L_i	0.02662(H)	rated speed	183.2(rad/s)
L_m	- 0.00588(H)	rated current	1.7(A, rms)
Φ	0.2165 (V s/rad)	rated voltage	163(V, rms)
N_p	3	moment of inertia	0.0016(kgm ²)
rated power	400(W)	effective resolution of encoder	4 x 1024(p/r)

(注 6) (34a) 式の高周波位相制御器は、位相補償付き I 制御器、または 1 次ローパスフィルタ付き PI 制御器として、捕らえることもできる。すなわち、

$$C_{PLL}(s) = \left(\frac{c_{n1}}{s} \right) \cdot \left(\frac{s + c_{n0}/c_{n1}}{s + c_{d1}} \right) = \left(\frac{c_{n1}}{c_{d1}} + \frac{c_{n0}}{c_{d1}} \frac{1}{s} \right) \cdot \left(\frac{c_{d1}}{s + c_{d1}} \right) \dots\dots (37)$$

これらのパラメータは、(34b) 式に与えたように、独立に設計することはできない。

〈4・3〉 設計と応答の 1 例 定理 4 に基づく高周波位相制御器 $C_{PLL}(s)$ の具体的な設計例と、これを用いた PLL システムの応答例を示す。

A. 設計例 供試モータ ((株) 安川電機製 SST4-20P4AEA-L) のパラメータは表 1 の通りとする。このときの (23) 式の速応楕円形高周波電圧のパラメータは以下の通りとする。

$$\left. \begin{aligned} V_h &= 23 \\ \omega_h &= 2\pi \cdot 400 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (38)$$

これより、(29) 式の K_θ として次を得る。

$$K_\theta = \frac{-V_h^2 L_m}{\omega_h^2 L_d^2 L_q} = 0.0352251 > 0 \dots\dots\dots (39)$$

高周波位相制御器としては、(33) 式のもの考える。(33) 式に対応した (35) 式の $H(s)$ は $K_\omega = 1$ で、 $s = -75$ に 2 重根をもつフルビッツ多項式とすると、このための高周波位相制御器パラメータは以下のように設計される。

$$\left. \begin{aligned} c_{n0} &= 159687 > 0 \\ c_{n1} &= 4258.33 > 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (40)$$

B. 応答例 (40) 式の 2 パラメータを伴う (33) 式の高周波位相制御器を利用して、図 3 の PLL システムモデル A 及びモデル B を構成し、位相ロック性能を確認した。このとき SP-PMSM は電気速度 $\omega_{2n} = 30(\text{rad/s})$ で一定速回転中とし、また、PLL システムは、回転子位相 $\theta_\alpha = \pi/4(\text{rad/s})$ のときに位相推定値の初期値を $\hat{\theta}_\alpha = 0(\text{rad/s})$ とし、位相ロック動作を開始させた。両モデルによる実験結果を図 4 に示す。

図 4(a) は、位相ロックの様子を示したものである。同図

(a) True and estimated phases.

(b) True and estimated speeds.

(c) Simulative generation of high-frequency current correlated signal.

図 4 PLL システムモデル A, B による応答例
Fig.4. Response examples by PLL system models A and B.

は、上から、回転子の位相真値、モデル A による位相推定値、モデル B による位相推定値を各々示している。同図 (b) は、これに対応した速度を示したものである。すなわち、上から、回転子の電気速度、モデル A による座標速度 ω 、モデル B による座標速度 ω である。同図 (c) は、図 (a), (b) に対応した高周波電流関連信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ である。すなわち、上から、モデル A による高周波電流関連信号、モデル B による高周波電流関連信号である。

図 4 より、定理 4 に基づき設計された高周波位相制御器 $C_{PLL}(s)$ を利用した PLL システムに関し、以下の 4 特性が確認される。

- 1) PLL システムは、何れのモデルにおいても、安定に動作している。
- 2) PLL システムは、何れのモデルにおいても、約 0.1(s) で位相ロックを完了している。
- 3) PLL システムは、何れのモデルにおいても、位相ロ

D. 速応楕円形高周波電圧指令発生器 SVE-HFVC は、ローパスフィルタから電気速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ を受け取り、(23)式に基づき、速応楕円形高周波電圧指令 v_{1h}^* を以下のように生成している。

$$v_{1h}^* = V_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \frac{\hat{\omega}_{2n}}{\omega_h} \sin \omega_h t \end{bmatrix}; \quad \begin{matrix} V_h = \text{const} \\ \omega_h = \text{const} \end{matrix} \dots\dots (41)$$

すなわち、実際的には、高周波成分を含む可能性のある準同期座標系の速度 ω に代わって、これを排除した電気速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ を利用して、速応楕円形高周波電圧指令を生成している。速応楕円形高周波電圧指令生成におけるパラメータ V_h , ω_h は、速度推定値以外、すべて一定である。

以上の説明より明らかなように、位相推定器の実行に要する主要な演算は、2 個の 2 次バンドパスフィルタ、1 個の 1 次ローパスフィルタ、及び 2 次または 3 次の位相同期器によるものであり、総合演算負荷は大変軽い (図 6 参照)。軽演算負荷は、提案の速応楕円形高周波電圧法の特筆すべき特長の 1 つである。

〈5・3〉 その他の機器 電気速度推定値は、極対数 N_p で除されて機械速度推定値へ変換後、速度制御器にも送られている (図 5 参照)。機械速度推定値は速度制御を遂行するためのものであり、当然のことながら、トルク制御には、本機械速度推定値は必要ない。

図 5 におけるベクトル回転器 $R^T(\cdot)$ 直後のバンドストップフィルタ $F_{bs}(\cdot)$ は、高周波電流によるフィードバック電流制御系への回り込みを防止するためのものである。なお、高周波 ω_h がフィードバック電流制御系の帯域外に存在する場合には、本フィルタは必要ない。

6. 実機実験

〈6・1〉 実験システムの構成 提案の速応楕円形ベクトル制御法の特長、性能を確認すべく実験を行った。実験システムの様子を図 7 に示す。供試モータは、(株) 安川電機製 400(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L) である (図 7 左端)。その仕様概要は既に表 1 に示した通りである。本モータには、実効 4,096(p/r) のエンコーダが装着されているが、これは回転子の位相・速度を計測するためのものであり、制御には利用されていない。負荷装置 (図 7 右端) は、東洋電機製造 (株) 製の 3.7(kW) 直流モータ (DK2114 V-A02A-D01) であり、その慣性モーメントは $J=0.085 \text{ (kgm}^2\text{)}$ 、定格速度は 183(rad/s) である。トルクセンサ系 (図 7 中間) は (株) 共和電業製 (TP-5KMCB, DPM-713B) である。

負荷装置は、供試モータに比し、約 53 倍の慣性モーメントを有している点には、注意されたい。実験システムの用意の関係上、慣性モーメント的にはアンバランスの組合せとなったが、大慣性負荷駆動の性能確認には好都合である。また、速応楕円形ベクトル制御系は、センサとしては 2 個の AC 電流センサ (ゼロ周波数から動作可能なもの)、1 個 DC 電圧センサのみを使用した、最少センサ構成で実現されている点にも注意されたい。

図 7 実験システム

Fig. 7. Test system setup.

〈6・2〉 設計パラメータの概要 速応楕円形ベクトル制御系における速応楕円形高周波電圧指令発生器の設計パラメータは (図 5, 図 6 参照), 〈4・3〉 節の (38) 式と同一とした。

位相推定器内のバンドパスフィルタは (図 5, 図 6 参照), 2 次とし、中心周波数 ω_h , パスバンド 300(rad/s) が得られるように設計した。

位相推定器内の位相同期器を構成する高周波位相制御器 $C_{PLL}(s)$ としては (33) 式のものを考え (図 2, 図 5, 図 6 参照), この設計パラメータは〈4・3〉 節の (40) 式と同一とした。

電流制御系は、制御周期 125(μ s) と高周波電圧周波数 $\omega_h = 2\pi \cdot 400$ を考慮の上、低めの帯域 1,800(rad/s) が得られるよう設計した。これに応じ、バンドストップフィルタ $F_{bs}(\cdot)$ は撤去した。トルク指令 τ^* の電流指令 i_{1f}^* の変換は、回転子位相推定値の検証が行いやすいように、次式によった。

$$i_{1f}^* = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{N_p \Phi} \tau^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (42)$$

速度制御系は、供試モータの約 53 倍にも及ぶ負荷装置の巨大な慣性モーメントを考慮し、線形速度応答が確保される概ね上限帯域である帯域 2(rad/s) が得られるように設計した。

図 5 に示した速応楕円形ベクトル制御系において、3/2 相変換器から 2/3 相変換器に至るすべての機能は、単一の DSP (TMS320C32-50 MHz) で実現した。

〈6・3〉 実験結果

A. 速度制御 (極低速時の定常応答) 図 5 の構成において、センサレスベクトル制御の重要な性能である、極低速領域での速度制御性能を検証した。以下、波形データを用い検証結果を示す。

力行定格負荷の下で、定格速度比で約 1/350 に相当する約 0.5(rad/s) の極低速指令を与えた場合の応答を図 8 に示す。図 8 上図の波形は、上から、U 相電流、回転子機械速度 (エンコーダ検出値)、回転子位相の真値と推定値を意味している。時間軸は 1(s/div) である。U 相電流からは、駆動電流に重畳された高周波電流が明瞭に確認される。エ

図 8 約 0.5(rad/s) 指令に対する力行定格負荷下での応答

Fig. 8. Speed response to command of about 0.5(rad/s) under the rated motoring load.

図 9 約 0.5(rad/s) 指令に対する回生定格負荷下での応答

Fig. 9. Speed response to command of about 0.5(rad/s) under the rated regenerating load.

ンコードにより測定した速度がスパイク状の突出を示しているが、これは極低速運転におけるエンコーダパルスの離散入力に起因している。回転子位相がほぼ直線的に変位していることより明白なように、回転子は概ね一定速度すなわち約 0.5(rad/s) で回転を持續している。回転子位相の真値と推定値との差 $\hat{\theta}_\alpha - \theta_\alpha$ は、視認が困難なほど小さく、平均約 0.01(rad) であった。驚くべきことに、位相推定値は、インバータのデッドタイム (2.6(μs)) の影響を強く受ける三相電流のゼロクロス点においても、一切の乱れを生じていない (デッドタイム補正は未実施)。これは、鏡相形ベクトル制御における位相推定値と異なる、特筆すべき特長である¹⁾。

図 8 の下図は、上図と同一条件下での (すなわち、PLL による位相ロック完了後の) 各種制御信号の様子である。波形の意味は、上から、q 軸電流 (δ 軸電流)、d 軸電流 (γ 軸電流)、回転子電気速度推定値、高周波電流相関信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ である。ただし、時間軸は 2(ms/div) である。高周波電流成分は、q 軸電流 (δ 軸電流) には重畳せず、d 軸電流 (γ 軸電流) にのみ重畳している点には、注意されたい。高周波電流相関信号は微少ながら残存している。

回生定格負荷の下で、定格速度比で約 1/350 に相当する約 0.5(rad/s) の極低速指令を与えた場合の応答を図 9 に示す。図 9 の波形の意味は、図 8 と同一である。U 相電流位相と回転子位相との位相逆転を除けば、力行の場合と同様に、良好な制御が行われていることがわかる。なお、この場合も、回転子位相の真値と推定値との差 $\hat{\theta}_\alpha - \theta_\alpha$ は視認が困難なほど小さく、平均約 -0.015(rad) であった。

なお、図 8、図 9 においては、位相の揺らぎ、及びこれに対応した約 0.05(rad/s) の速度の揺らぎが視認されるが、これは負荷装置のコギングトルクの影響と思われる。負荷装置には微少なコギングトルクも、軸出力約 1/10 の供試モータには、大きな外乱トルク変動となる。

B. 速度制御 (定格速時の定常応答) 速応楕円形ベクトル制御における高周波電圧は、(41) 式の電圧指令が示すように、楕円長軸は回転子速度に関係なく一定であり、楕円短軸のみが回転子速度に比例して変化する。回転子速度に比例した楕円短軸の変化こそが、一定振幅非回転形高周波電圧印加法に対する速応楕円形高周波電圧印加法の決定的な違いである。高周波電圧における短軸変化の効果を確認すべく、定格速度 180(rad/s) での応答を確認した。本定格速度では、速応楕円形高周波電圧の短軸/長軸の比は、次の大きな値を取る。

$$\frac{\hat{\omega}_{2n}}{\omega_h} = \frac{3 \cdot 180}{2\pi \cdot 400} \approx 0.21 \dots \dots \dots (43)$$

力行定格負荷の下で、定格速度指令を与えた場合の応答を図 10 に示す。図中の波形の意味は、図 8 と同様である。ただし、図 10 の上図においては、時間軸は 5(ms/div) である。本応答においては、回転子電気速度が高周波電圧の周波数の 1/5 に達しているため、U 相電流に重畳している高周波電流の様子は必ずしも明瞭ではない。図 10 の下図では、q 軸電流 (δ 軸電流)、d 軸電流 (γ 軸電流)、高周波電流相関信号 $i_{\gamma h} i_{\delta h}$ に若干の脈動が観察されるが、全体的には回転子位相が適切に推定され、良好な制御が維持されていることが分かる。

図 10 定格速度指令に対する力行定格負荷下での応答

Fig. 10. Speed response to the rated speed command under the rated motoring load.

図 11 定格速度指令に対する再生定格負荷下での応答

Fig. 11. Speed response to the rated speed command under the rated regenerating load.

再生定格負荷の下で、定格速度指令を与えた場合の応答を図 11 に示す。図中の波形の意味は、前掲図と同様である。なお、図 11 の上図においては、時間軸は 5(ms/div) である。U 相電流位相と回転子位相との逆転を除けば、力行の場合と同様に、良好な制御が行われていることがわかる。

図 10, 図 11 より、速応楕円形高周波電圧印加法における回転子速度に応じた楕円短軸の変化の有効性が確認される。

C. ゼロ速度でのインパクト負荷特性 ゼロ速度で安定に制御がなされているか否かの最良の確認方法の 1 つは、定格負荷の瞬時印加及び除去に対する安定制御の可否にある。図 12 は、この観点から、ゼロ速度指令の速度制御状態で定格負荷を瞬時に印加し、負荷外乱抑圧に関する過渡応答を調べたものである。図中の信号は、上部から、q 軸電流 (δ 軸電流)、速度指令、同応答値、U 相電流を示している。時間軸は、2(s/div) である。図より、瞬時負荷に対しても安定したゼロ速度制御を維持し、かつこの影響を排除していることが確認される。

図 13 は、ゼロ速度制御の上、予め印加された定格負荷を瞬時除去したときの応答である。波形の意味は前図と同様である。安定な速度制御が確認される。定常状態に至っても、約 1(A) の q 軸電流 (δ 軸電流) が残っているが、これは、速度制御器として PI 制御器を利用し、更には静止摩擦が存在することに起因しており、正常な応答である。

なお、図 12, 図 13 の両図において、ゼロ速度への回復が遅いが、これは供試モータの約 53 倍にも及ぶ負荷装置慣性モーメントを考慮し、速度制御帯域を 2(rad/s) に設計したことに起因している。定格負荷の瞬時印加と瞬時除去

図 12 ゼロ速度での定格負荷による瞬時印加特性 (負荷慣性モーメント比: 1/53)

Fig. 12. Response to instant injection of rated load at zero speed. (inertia ratio of test motor to load machine : 1/53)

図 13 ゼロ速度での定格負荷による瞬時除去特性 (負荷慣性モーメント比: 1/53)

Fig. 13. Response to instant elimination of rated load at zero speed. (inertia ratio of test motor to load machine : 1/53)

図 14 ゼロ速度近傍での定格 250%トルク発生
応答例

Fig. 14. Torque response producing 250% rating at ultra low speed including standstill.

における応答の非対称性は、極低速運転における摩擦の非線形特性によるものであり、応答は正常である。

D. ゼロ速度での高トルク応答 センサレスベクトル制御で最も困難とされているのは、ゼロ速度での高トルク発生である。これまでの報告によれば、ゼロ速度を含む低速域では 150%定格以上のトルク発生は、250%定格トルク発生に成功した鏡相形ベクトル制御が存在するものの、大変困難とされてきた^{(1)~(10)(12)}。この実情を踏まえ、ゼロ速度領域での高トルク発生試験を行った。

図 5 の速応楕円形ベクトル制御系において、速度制御器を撤去し、ベクトル制御系にトルク指令を直接印加できるようにシステム変更後、トルク制御の試験を実施した。図 14 は、負荷装置により供試モータの速度をゼロ速度状態に保ち、速応楕円形ベクトル制御系に 250%定格トルク発生の指令を与えた場合の応答である。図中の信号は、上から、q 軸電流 (δ 軸電流)、U 相電流、回転子の位相真値、同推定値を示している。時間軸は 0.05(s/div) である。電流軸は、前掲の図 8~図 13 と異なり、5(A/div) に変更されているので、注意されたい。約 10 倍の軸出力をもつ負荷装置の速度制御系帯域が低いために、トルク指令印加直後に若干の位相変動が見られるが、良好な位相推定と q 軸電流 (δ 軸電流) より、所期のトルク発生が行われていることがわかる。

7. おわりに

以上、SP-PMSM のための高性能センサレスベクトル制御法の 1 つとして、新規な速応楕円形高周波電圧印加法と、これに基づく新規な速応楕円形ベクトル制御法を提案した。

速応楕円形高周波電圧印加法に基づく回転子位相推定に関しては、非回転高周波磁束発生のための印加高周波電圧の条件と、これ対応した非回転高周波電流による位相推定の方法とを、一般性に富む形で、更には明快な解析的形で提示した。また、位相推定の簡易実現に不可欠な、高周波電流相関信号を入力とする一般化積分形 PLL 法を新規提示し、この安定動作のための設計指針と設計法を新規に与えた。

速応楕円形ベクトル制御法に関しては、これが以下のよ

うな特長・有用性を有することを、実験を通じ検証した。

- 1) 速応楕円形高周波電圧印加法は、簡単であり、実現に要する演算負荷は極めて軽い。
- 2) 速応楕円形高周波電圧印加法による位相推定値は、インバータデッドタイムの影響を受けにくい。
- 3) 提案ベクトル制御法は、ゼロ速度で 250%定格という高トルク発生を行うことができる。
- 4) 速応楕円形ベクトル制御法は、力行あるいは回生の定格負荷の下で、ゼロ速度から定格速度まで運転可能である。
- 5) 速応楕円形ベクトル制御法は、ゼロ速度制御状態で、インパクト定格負荷に耐える。
- 6) 速応楕円形ベクトル制御法は、大慣性負荷を駆動できる。

検証実験に利用した SP-PMSM は駆動用電流に対しても SP 特性をもつ埋込磁石形 PMSM である。しかしながら、表面磁石形 PMSM であっても高周波電流に対して SP 特性を示すならば⁽⁷⁾、提示の解析は有効であり、提案法の利用は可能である。以上の特長、性能はセンサレスベクトル制御法としては極めて優れたものであり、提案法の今後の活用が期待される。

(平成 18 年 1 月 10 日受付)

文 献

- (1) S. Shinnaka: "A Mirror-Phase Based Sensorless Control of Salient-Pole PMSM", Trans. of SICE, Vol.40, No.5, pp.536-545 (2004-5) (in Japanese)
新中新一:「突極形永久磁石同期モータのセンサレス駆動のための鏡相形ベクトル制御」, 計測自動制御学会論文集, **40**, 5, pp.536-545 (2004-5)
- (2) M.J. Corley and R.D. Lorenz: "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent-Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speed", IEEE Trans. Industry Application, Vol.34, No.4, pp.784-789 (1998-8)
- (3) L. Wang and R.D. Lorenz: "Rotor Position Estimation for Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Saliency-Tracking Self-Sensing Method", Conference Record of the 2000 IEEE Industrial Application Conference (IAS 2000), pp.445-450 (2000-10)
- (4) 藍原隆司:「電動機の磁極位置検出装置」, 日本国特許第 3312472 号 (1994-3-1)
- (5) 藍原隆司・鳥羽章夫・柳瀬孝雄:「センサレス方式による突極形同期モータのゼロ速トルク制御」, 平成 8 年電学産業応用部門大会講演論文集, 3, pp.1-2 (1996-8)
- (6) T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, and K. Endo: "Sensorless Torque Control of Salient-Pole Synchronous Motor at Zero-Speed Operation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.14, No.1, pp.202-208 (1999-1)
- (7) J.H. Jang, S.K. Sul, J.I. Ha, K. Ide, and M. Sawamura: "Sensorless Drive of Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnet Saliency", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.39, No.4, pp.1031-1039 (2003-7/8)
- (8) S. Shinnaka and S. Takeuchi: "Development of a New Sensorless-Vector-Controlled and Transmissionless Electric Vehicle Using a Permanent-Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. IA, Vol.125, No.12, pp.1129-1138 (2005-12) (in Japanese)
新中新一・竹内 茂:「永久磁石同期モータを利用したセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車の開発」, 電学論 D, **125**, 12, pp.1129-1138 (2005-12)
- (9) N. Patel, T. O'Meara, J. Nagashima, and R. Lorenz: "Encoderless IPM traction drive for EV/HEV", CD-Conference Record of the 2001 IEEE Industry Application Conference (IAS 2001) (2001-10)
- (10) R. Masaki, S. Kanako, M. Hombu, T. Sawada, and S. Yoshihara: "Development of a Position Sensorless Control System on an Electric Vehicle Driven by a Permanent Magnet Synchronous Motor", Proc. of Power Conversion

Conference-Osaka (PCC-Osaka 2002), pp.571–576 (2002-4)

- (11) 新中新二：「同期モータの統一的ベクトル解析」, 平成 9 年電気学会産業応用部門大会論文集, 2, pp.211–216 (1997-8)
- (12) S. Shinnaka: “New Sensorless Vector Control Methods Based on New Minimum-Order Flux State-Observer in the D-Module for Permanent Magnet Synchronous Motors”, *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.12, pp.1445–1460 (2003-12) (in Japanese)
- 新中新二：「永久磁石同期モータの最小次元 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案」, 電学論 D, **123**, 12, pp.1445–1460 (2003-12)

新 中 新 二 (正員) 1973 年防衛大学校卒業。同年陸上自衛

隊中央野外通信群入隊。1977 年 University of California, Irvine 大学院修士課程修了。1979 年同博士課程修了。防衛庁技術研究本部第 1 研究所, 防衛大学校電気工学教室等での奉職を終えて, 1986 年陸上自衛隊を除隊。同年キャノン (株) 勤務。1991 年ベンチャー研究所創設。1996 年神奈川大学電気工学科勤務 (教授, 現電子情報フロンティア学科)。

2002 年同学市民 EV センター創設 (代表)。これまでの間, 通信, 情報, 制御, パワーエレクトロニクス分野の教育, 研究, 開発及びこれらの管理等に従事。近年はサーボモータ駆動制御技術の体系化に専念し, 2001 年に誘導モータを用いたセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車 (ST-EV) の世界初開発に成功。本功績により 2002 年計測自動制御学会より技術賞を受賞。2003 年 IEEE IAS-Transactions 論文賞受賞。2004 年永久磁石同期モータを用いた ST-EV の世界初開発に成功。同期モータセンサレス駆動制御における周波数ハイブリッド基本概念 (日本国特許第 3612636 号, 1996.9.18), ミール法基本概念 (日本国特許第 3735836 号, 2000.1.2, 第 3814826 号, 2004.12.10), 最小次元磁束状態オブザーバ基本概念 (日本国特許第 3653670 号, 2002.8.31), 鏡相推定基本概念 (日本国特許第 3328636 号, 2000.3.17) 等を含む多くの基本技術の第 1 提唱者。電子情報通信学会, 計測自動制御学会, IEEE, 欧州 EPE, 自動車技術会などの会員。Doctor of Philosophy 及び工学博士。