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

正 員 新中 新二*

New Sensorless Vector Control Methods Based on a New Minimum-Order Flux State-Observer in the “D-Module” for Permanent Magnet Synchronous Motors

Shinji Shinnaka*, Member

This paper proposes new sensorless vector control methods that can be applied to both of salient-pole and non-salient-pole permanent magnet synchronous motors (PMSM). The proposed method estimates the phase of rotor flux by the “D-module observer”, which is newly developed for sensorless vector controls of PMSM. The “D-module observer” has the following attractive features. 1) It is a new state observer requiring no additional approximation to the motor mathematical model. 2) It is a minimum order state observer. 3) Observer gain guaranteeing proper estimation in four quadrants wide operating range except singular zero-speed can be a simple constant, and can be easily designed. 4) It utilizes motor parameters in the simplest manner. 5) Its structure is very simple and realized at the minimum computing cost. 6) It can be applied to both of salient-pole and non-salient-pole PMSM. 7) It can be realized in both rotor and stator reference frames. Detailed designs and analyses for the “D-module observer” and “D-module observer” based sensorless vector control systems in both rotor and stator reference frames are given. Their validity and usefulness are examined and confirmed through extensive experiments.

キーワード：D 因子オブザーバ，状態オブザーバ，最小次元，センサレスベクトル制御，同期モータ

Keywords: D-module observer, state observer, minimum order, sensorless vector control, synchronous motor

1. はじめに

永久磁石形同期モータ（PMSM）をして適切にトルク発生させるには、回転子永久磁石のN極位置（以下、位置と位相を同義で使用する）に応じて固定子電流を印加する必要がある。このため、従来より、回転子にエンコーダ等の位置センサを装着することが行われてきた。しかし、この種の位置センサの回転子への装着は、モータ駆動系の信頼性低下、モータ容積の増大、センサ用ケーブルの引回し、各種コストの増大などの問題を誘発してきた。これらを解決すべく、位置センサを用いることなく適切にトルク発生できるモータ駆動制御法として、センサレスベクトル制御法が近年盛んに研究開発されてきた。

センサレスベクトル制御法の成否は、概して、回転子N極位相推定の成否に大きく支配される。N極位相の推定法は、推定に利用する信号の観点から、大きくは、モータのトルク

発生に直接的に寄与する駆動用電圧、電流の基本波（Fundamental Driving Frequency）成分を活用する方法と、これ以外の信号（強制印加高周波電力、高調波電流など）を活用する方法とに2分することができる⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁵⁾⁽³⁸⁾。概して、前者は低中速から高速にかけて優れ、後者はゼロ速から低中速にかけて優れていると言う特性を有している⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁵⁾⁽³⁸⁾。

竹下、新中、萩原、山本、平野らが指摘しているように、何れの方法によろうとも、単一の推定方法で、ゼロ速から高速に及ぶ広範な動作領域において適切にN極位相を推定することは困難であると言う認識が今日広く受け入れられつつある^{(1)~(5)(9)(17)(18)}。換言するならば、PMSMに対しセンサレスベクトル制御法を適用する場合には、ゼロ速から低中速において良好な制御法と低中速から高速にかけて良好な制御法との2方法をPMSMの回転周波数に応じてハイブリッド結合し使用すること（以下、周波数ハイブリッドと呼ぶ）が、実際的である^{(1)~(5)(9)(17)(18)}。

周波数ハイブリッドによる実際的制御を考える場合、低中速から高速にかけて良好な制御性能を誇るセンサレスベクトル制御法を開発することは、十分に価値あることと思われる。事実、この種のセンサレスベクトル制御法の開発が

* 神奈川大学工学部電気電子情報工学科
〒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

既に多く試みられている^{(1)~(34)}。これらは、電気磁気的特性のみを利用する方法と負荷側の機械的特性をも利用する方法に2別されるが、後者は負荷側への依存性が高く対応・汎用性を欠くようである。より実際のな前者の方法は、N極位相推定法の観点から、次の3種に大別することができる。すなわち、1) 誘起電圧 (Back Electromotive Force) の近似積分処理を通じて、この誘起源である回転子磁束を推定する方法⁽¹⁾、2) 誘起電圧を外乱オブザーバ (Disturbance-Observer) あるいはこれに準じた手法に基づき推定する方法^{(21)~(32)}、3) 状態オブザーバ (State-Observer) により、回転子磁束、誘起電圧、あるいは拡張誘起電圧 (定義は種々にわたる) を推定する方法^{(6)~(20)}。これらは、概して、以下のような特徴をもつ。

1) の方法では、誘起電圧に対する近似積分処理が回転子磁束に対するハイパスフィルタ処理と等価な働きをするため、磁束位相の推定値が低中速域で位相進みを発生し良好な推定は高速域に限定される⁽¹⁾。

2) の誘起電圧を外乱オブザーバあるいはこれに準じた手法で推定する方法は、誘起電圧を一定の外乱として推定するものである。この結果、概して、加減速時にはその度合いに応じ一定外乱の前提が崩れ、ひいては推定位相の狂いが大きくなり、利用は急加減速を要しない定常的な運転に限定される^{(21)~(32)}、これに加え、固定座標系で設計する場合には、一定外乱としての誘起電圧が空間的に回転するため高速域で推定位相の遅れが発生し、その利用が低中速域に限定される^{(21)~(23)}、と言う特性をもつ。

3) の状態オブザーバによる方法は、回転子磁束を推定対象とするものと^{(6)~(14)~(20)}、誘起電圧あるいは拡張誘起電圧を推定対象とするもの^{(14)~(20)}の2種が考えられ、近似の無い理想的な状態オブザーバが構成できる場合には、原理的には加減速性能を含め最も広範な動作領域が期待できる。

回転子磁束を推定対象とするものは、その原典を非突極 (円筒形) モータを対象に固定座標系上の推定を目指した楊らの研究におき^{(6)~(7)}、4次の同一次元状態オブザーバを構成するものである。楊の方法は、原理的に一定速時での安定性確保を期待するもので、急加減速では依り所たる Popov の超安定論が成立しない、高速域で不安定化するなどの問題を有している。これを受け、時変オブザーバゲインを中心とした安定性への改良、突極モータへの拡張、回転座標系への転換が試みられている^{(8)~(14)}。

誘起電圧あるいは拡張誘起電圧を推定対象とする状態オブザーバの構成には、回転子角加速度を含む物理量の処理が不可欠である。状態オブザーバの構成には、まず推定対象物理量の微分方程式を立てる必要があり、回転子速度に比例した誘起電圧の微分方程式の構築には、回転子角加速度を含む項が不可避的に発生する。角加速度項の発生を回避すべく、この種の状態オブザーバの構成においては、例外なく、回転速度一定の仮定を採用している^{(15)~(20)}。この結果、この種の従来の状態オブザーバの利用は急加減速を要しない定常的な運転に限定されている。従来の状態オブザー

バは、同一次元状態オブザーバ理論に基づいて4~8次の高次システムとして構築されており、しかも、このときのオブザーバゲインは推定速度に応じて変化させる必要があり、広い動作領域で安定性を確保する合理的な高次元オブザーバゲインの設計は容易ではないようである^{(15)~(20)}。

本論文は、PMSMを対象に、回転子磁束を推定するための状態オブザーバとして、従来とは全く異なった、以下のような特長をもつ新規な状態オブザーバを提案すると共に、これを利用したセンサレスベクトル制御法を新規に提案するものである。

- 1) 標準的モータ数学モデルに対して追加的近似を一切要求しない、原理的に完全非近似の状態オブザーバである。
- 2) 2次の最小次元である。
- 3) 安定収束を保証するオブザーバゲインの設計は、極めて簡単である。完全非近似性により、簡単な単一ゲインにより、加減速を含めた広い動作領域で、オブザーバの安定性の確保が可能である。
- 4) モータパラメータを最も簡単な直接的形で使用しており、その利用において最も簡明である。
- 5) 最も簡明な構造をもつ状態オブザーバである。
- 6) 非突極、突極いずれのモータにも適用可能である。
- 7) 固定座標系、回転座標系を特別な場合として包含する一般座標系上で構築されており、適応可能な座標系において最も高い一般性を有する。

本論文は、以下のように構成されている。次の2.章では、状態オブザーバの構築の拠り所たる PMSM の数学モデル (電気磁気的部分) を説明する。3.章では、上記の特長をもつ、新規な状態オブザーバを提案する。4.章では、本状態オブザーバを回転座標系上で利用したセンサレスベクトル制御法を新規提案する。また、これに関連して、回転座標系上で設計されたセンサレスベクトル制御法に共通して利用可能な、一般化した積分形 PLL (Phase Locked Loop) 法も提案する。5.章では、本状態オブザーバを固定座標系上で利用したセンサレスベクトル制御法を新規提案する。また、これに関連して、固定座標系上で設計されたセンサレスベクトル制御法に共通して利用可能な積分フィードバック形速度推定法も提案する。異なった制御法による周波数ハイブリッド結合は、回転座標系あるいは固定座標系のいずれか1つの座標系に統一し行うのが、簡単かつ簡潔である。4.章、5.章のセンサレスベクトル制御法は、いずれの座標系でも統一性が確保されるよう用意したものである。6.章、7.章では、実機実験を通じ、提案の状態オブザーバ及びこれを利用したセンサレスベクトル制御法に関し、その理論解析の正当性と提案法の有用性を検証・確認する。8.章で、本論文を総括する。

(注1) 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。

2. 一般座標系上の数学モデル

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（本章末尾の注2参照）。主軸（ γ 軸）から副軸（ δ 軸）への回転を正方向とする。また、永久磁石同期モータ（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。

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する^{(1)~(35)(38)(39)}。

- 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) 電流、磁束の高調波成分は無視できる。
- 4) 磁気回路の飽和特性は無視できる。
- 5) 鉄損は無視できる。
- 6) 漂遊負荷損は無視できる。

上記仮定の下では、PMSMの数学モデル（電気磁気的関係）は、 2×2 鏡行列 $Q(\theta_\gamma)$ を用いた次の(1)~(7)式として構築されることが知られている⁽³⁵⁾。

[PMSMの数学モデル（電気磁気的部分）]⁽³³⁾

$$v_1 = R_1 i_1 + [sI + \omega J] \phi_1 \dots\dots\dots (1)$$

$$\phi_1 = \phi_i + \phi_m \dots\dots\dots (2)$$

$$\phi_i = [L_i I + L_m Q(\theta_\gamma)] i_1 \dots\dots\dots (3)$$

$$\phi_m = \Phi u(\theta_\gamma); \Phi = const \dots\dots\dots (4)$$

$$Q(\theta_\gamma) = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_\gamma & \sin 2\theta_\gamma \\ \sin 2\theta_\gamma & -\cos 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

$$u(\theta_\gamma) = \begin{bmatrix} \cos \theta_\gamma \\ \sin \theta_\gamma \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$s\theta_\gamma = \omega_{2n} - \omega \dots\dots\dots (7)$$

ここに、 2×1 ベクトル v_1 、 i_1 、 ϕ_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 ϕ_i 、 ϕ_m は固定子磁束 ϕ_1 を構成する成分を示しており、 ϕ_i は固定子電流 i_1 によって誘導発生した磁束（以下、固定子誘導磁束と略記）であり、また ϕ_m は回転子永久磁石に起因する回転子磁束である。 I は 2×2 単位行列であり、 J は次式で定義された 2×2 交代行列である。

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

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、いわゆる dq インダクタンスとは次の関係を有する。

$$\begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_i \\ L_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

(1)~(7)式の数学モデルは、 $L_m = 0$ とする場合には非

図1 任意の角速度 ω で回転する一般 γ - δ 座標系上での回転子N極位相の関係

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

突極PMSMのモデルとなり、 $L_m < 0$ とする場合には突極PMSMのモデルとなる。

(注2) 本論文では、正確な説明を期して、任意の角速度 ω で回転する一般 γ - δ 座標系に加えて、座標軸が固定した固定 α - β 座標系、主軸 d 軸をN極に同期あるいは準同期させた回転 d - q 座標系をも用意している。図1には、これらの関係も併せ示した。一般 γ - δ 座標系は、その特別な場合として、固定 α - β 座標系、回転 d - q 座標系を包含しており、最も高い一般性を有する座標系となっている。

3. 最小次元D因子状態オブザーバ

本章では、回転子磁束 ϕ_m を除く他はすべて既知であるとして、回転子磁束 ϕ_m を推定するための新規な最小次元状態オブザーバの構築を図る。

〈3・1〉状態方程式と出力方程式 PMSMの数学モデル(1)~(7)式より、回転子磁束 ϕ_m を状態変数とする状態方程式（狭義）及び出力方程式として、最小次数（2次）の次のものを新規に構築することができる（本節末尾の注3参照）。

[状態方程式]

$$s\phi_m = [(\omega_{2n} - \omega)J] \phi_m \dots\dots\dots (10)$$

[出力方程式]

$$[v_1 - R_1 i_1 - [sI + \omega J] \phi_i] = [\omega_{2n} J] \phi_m \dots\dots (11)$$

(10)式の状態方程式（狭義）は自律系として記述されており、しかもこのときの状態変数は回転子磁束 ϕ_m そのものであり、回転子磁束を扱う状態方程式としての次数は当然最小の2次である。(11)式の出力方程式においては、同式左辺すべてを一体的に、状態変数たる回転子磁束 ϕ_m の出力として捕らえている。また、同式右辺の 2×2 行列 $[\omega_{2n} J]$ を回転子磁束に対する出力用の係数行列として捕らえている。PMSMに関し、このような状態方程式および出力方程式による表現方法は、本論文が新規に提案するものである。

(注3) 狭義の状態方程式と出力方程式とを一体的に総称し

て、広義の状態方程式と呼ぶこともある。

〈3・2〉 微分形最小次元状態オブザーバ 回転子磁束 ϕ_m の推定値を $\hat{\phi}_m$ とする。(10), (11) 式に基づき、合理的な推定値 $\hat{\phi}_m$ を得るための状態オブザーバの構築を考える。状態方程式 (10) 式, 出力方程式 (11) 式を構成する 2×2 係数行列 $[(\omega_{2n} - \omega)J]$, $[\omega_{2n}J]$ は、共に回転子速度を含んでおり明らかに時変である。速度が発生トルクに依存し、発生トルクが回転子磁束に依存することを考えると、これら係数行列は回転子磁束に依存しており、厳密には両式は非線形特性を内包している。

線形時不変の状態方程式, 出力方程式に対しては、同一次元状態オブザーバの構築手法が既に確立されている。ここでは、線形性, 時不変性の制約を無視して、形式的に本手法を (10), (11) 式に適用する。これにより、次の新規な最小次元状態オブザーバを直ちに構築することができる。

[微分形最小次元状態オブザーバ]

$$s\hat{\phi}_m = G[v_1 - R_1 i_1 - [sI + \omega J]\phi_i - \omega_{2n}J\hat{\phi}_m] + (\omega_{2n} - \omega)J\hat{\phi}_m \dots\dots\dots (12)$$

ここに、 G は設計者に設計が委ねられた 2×2 行列のオブザーバゲインである。

(12) 式の最小次元状態オブザーバにおいては、モータパラメータが最も簡単な直接的な形で出現している点に注意されたい。本状態オブザーバは、モータパラメータの使用において、最も簡明なものとなっている。

線形時不変系を対象とする場合でさえ、状態オブザーバにより安定に状態推定ができるか否かは、オブザーバゲインの支配的影響を受ける。非線形時変系たる PMSM を対象とする本論文の提案する最小次元状態オブザーバにおいては、なおさらである。安定推定の検討には、推定誤差 $\hat{\phi}_m - \phi_m$ に関する誤差方程式の検討が不可欠である。

(12) 式の最小次元状態オブザーバに関する誤差方程式は、(12) 式に (10), (11) 式を考慮すると、以下のように構築することができる。

[誤差方程式]

$$s[\hat{\phi}_m - \phi_m] = [\omega_{2n}[I - G]J - \omega J][\hat{\phi}_m - \phi_m] \dots\dots\dots (13)$$

(13) 式に基づく、適切な推定を保証するオブザーバゲイン G の設計に際し、以下の 2 制約を設ける。

- 1) オブザーバゲイン G は同一方向の回転に関しては、一定とする。
- 2) オブザーバゲイン G は、交代行列 J に対し乗法の交換特性をもつ構造とする。すなわち、 G は、次式を満足する構造を有するものとする。

$$JG = GJ \dots\dots\dots (14)$$

2 個の制約を同時に満足し、かつ (13) 式の誤差方程式に適合するオブザーバゲイン G としては、例えば、次式のもの考えることができる。

$$G = g_1 I - \text{sgn}(\omega_{2n})g_2 J; \begin{matrix} g_1 = \text{const} \\ g_2 = \text{const} > 0 \end{matrix} \dots\dots\dots (15)$$

(15) 式に対応した誤差方程式は、(15) 式を (13) 式に用い、次のように得ることができる。

$$s[\hat{\phi}_m - \phi_m] = -[\omega_{2n}g_2 I + (\omega + (g_1 - 1)\omega_{2n})J] \cdot [\hat{\phi}_m - \phi_m] \dots\dots\dots (16)$$

(16) 式のダイナミックスを定める右辺第 1 項の 2×2 行列の固有値は、負の実数部 $-\omega_{2n}g_2$ をもっている。これより、係数行列に起因する非線形時変性にも拘わらず、(15) 式のオブザーバゲインを使用した (12) 式の最小次元状態オブザーバによれば、ゼロ速を除く 4 象限全領域で、任意の初期値に対し、 $\hat{\phi}_m \rightarrow \phi_m$ が保証されることが理解される。(下の注 4 参照)。

(注 4) (1)~(7) 式の数学モデルより明白のように、回転子が静止したゼロ速状態では、回転子の影響はモータ駆動用の電圧, 電流に一切出現しない。このため、駆動用の電圧, 電流を利用した回転子位相の推定においては、如何なる方法によろうとも、継続的なゼロ速状態下では、これを成し得ない。本論文が提案する最小次元状態オブザーバもこの例外ではない。この種の推定においては、ゼロ速領域は特異領域と言える。

〈3・3〉 非微分形最小次元状態オブザーバ (12) 式の最小次元状態オブザーバの実現には、同式右辺第 1 項が明示しているように、固定子誘導磁束の微分値 $s\phi_i$ を必要とする。実際の測定信号は程度の差こそあれノイズを含んでおり、しかも微分処理は概してノイズに過敏である。このため、実測信号に対する微分処理は努めて回避することが望まれる。この点を考慮し、微分処理を回避した最小次元状態オブザーバの構築を考える。

オブザーバゲイン G の設計制約に従い、オブザーバゲインは回転子の同一方向回転に対しては一定のものを採用している。従って、特異領域であるゼロ速を除けば、次の関係が成立する。

$$\frac{1}{s}[Gs\phi_i] = G\phi_i \dots\dots\dots (17)$$

ここに、 $1/s$ は積分処理を意味する。

(17) 式を (12) 式に適用することにより、微分値を必要としない次の最小次元状態オブザーバを新規に構築することができる。

[非微分形最小次元状態オブザーバ]

$$\left. \begin{aligned} s\tilde{\phi}_1 &= G[v_1 - R_1 i_1 - \omega J\phi_i - \omega_{2n}J\hat{\phi}_m] \\ &\quad + (\omega_{2n} - \omega)J\hat{\phi}_m \\ &= G[v_1 - R_1 i_1 - \omega J\phi_i] \\ &\quad + [\omega_{2n}[I - G]J - \omega J]\hat{\phi}_m \\ \hat{\phi}_m &= \tilde{\phi}_1 - G\phi_i \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

ここに、 $\tilde{\phi}_1$ は中間信号である。

図 2 回転子磁束推定のための最小次元 D 因子状態オブザーバ
Fig. 2. The D-module state-observer as a minimum-order state-observer for estimating rotor flux.

〈3・4〉 D 因子状態オブザーバ オブザーバゲイン G の設計制約に従い、オブザーバゲインは、交代行列 J に対し乗法の交換特性をもつ構造を有するもの、すなわち (14) 式の関係満足するものを採用している。

(14) 式の関係を利用して、(18) 式第 1 式を改めて整理すると、簡潔な構造をもつ次の最小次元状態オブザーバを新規に構築することができる。

[D 因子状態オブザーバ]

$$\left. \begin{aligned} D(s, \omega) \tilde{\phi}_1 &= G[v_1 - R_1 i_1] + \omega_{2n} [I - G] J \hat{\phi}_m \\ \hat{\phi}_m &= \tilde{\phi}_1 - G \phi_i \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

ここに、 $D(s, \omega)$ は次式で定義された D 因子である⁽³⁶⁾。

$$D(s, \omega) = sI + \omega J \dots\dots\dots (20)$$

本論文が提案する (19) 式の最小次元状態オブザーバを、以降では、D 因子状態オブザーバあるいは簡単に D 因子オブザーバとよぶ。D 因子オブザーバは、概略的に、図 2(a) のように描画することができる。なお、同図 (b) は、図 (a) で利用した D 因子逆行列の実現例を示している⁽³⁶⁾。

D 因子オブザーバは、以下の優れた特長をもつ。

- 1) D 因子オブザーバは、構築過程より明白なように、モータ数学モデル (1)~(7) 式に対して追加的近似を一切要求しない。原理的に完全非近似の状態オブザーバである。
- 2) D 因子オブザーバは、その次数は最小 2 次であり、

最小次元オブザーバとなっている。

- 3) 安定収束を保証するオブザーバゲイン設計は、例えば (15) 式のように、極めて簡単である。完全非近似性により、簡単な単一オブザーバゲインにより、加減速を含めた広い動作領域で、オブザーバの安定性を確保できる (オブザーバゲインの具体的設計例は第 6., 7. 章参照)。
- 4) D 因子オブザーバは、モータパラメータを最も簡単な直接的形で使用しており、モータパラメータの利用において最も簡明である。
- 5) D 因子オブザーバは、次数において、モータパラメータの利用形態において、最も簡明な構造をもつ状態オブザーバである。
- 6) D 因子オブザーバは、非突極、突極のいずれのモータにも適用可能である。
- 7) D 因子オブザーバは、固定 α - β 座標系、基軸を回転子 N 極位相に同期した同期 d - q 座標系の両座標系を特別な場合として包含する一般 γ - δ 座標系上で構築されており、座標系において最も高い一般性を有する。

4. 回転座標系上での D 因子オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御法

D 因子オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御法を考える。D 因子オブザーバは回転子磁束 (すなわち、強度と位相) を推定するが、PMSM の回転子磁束の強度 Φ は一定であり、推定に値する情報は、時々刻々変化する磁束位相のみである。ベクトル制御系の構成には、固定 α - β 座標系からみた回転子位相 θ_α が必要である (図 1 参照)。この推定は、回転子 N 極への同期を目指す回転 d - q 座標系上で行うことも可能である。本章では、回転 d - q 座標系上で構成された D 因子オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御法を提案する。

〈4・1〉 一般化積分形 PLL 法 まず、一般化された積分形 PLL (Phase Locked Loop) 法を提案する。これは、著者、坂本等により、あるセンサレスベクトル制御法に関連して 2000 年に提案された積分形 PLL 法を発展・一般化したものである⁽²⁸⁾⁽³⁷⁾。本積分形 PLL 法は、1) 回転 d - q 座標系上で回転子 N 極の位相推定を行うセンサレスベクトル制御法に共通して広く利用可能である、2) 突極、非突極のいずれのモータにも適用可能である、3) 制御器の次数を含め汎用性ある構造を採用している、という点において、一般化されている。

再び、図 1 を考える。同図では、固定 α - β 座標系から見た回転子の N 極位相を θ_α とし、一般 γ - δ 座標系から見た N 極位相を θ_γ としている。固定 α - β 座標系から見た回転可能な一般 γ - δ 座標系の位相を $\hat{\theta}_\alpha$ とすると、3 つの位相の間には、次式が成立する。

$$\theta_\gamma = \theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha \dots\dots\dots (21)$$

ここで、回転可能な一般 γ - δ 座標系の位相 $\hat{\theta}_\alpha$ を次式で調整することを考える。

$$\left. \begin{aligned} \omega &= C_{PLL}(s)\theta_\gamma \\ \hat{\theta}_\alpha &= \frac{1}{s}\omega \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (22)$$

上式の $C_{PLL}(s)$ は、次の m 次有理多項式として記述された位相制御器である。

$$\begin{aligned} C_{PLL}(s) &= \frac{C_n(s)}{C_d(s)} \\ &= \frac{c_{nm}s^m + c_{nm-1}s^{m-1} + \dots + c_{n0}}{s^m + c_{dm-1}s^{m-1} + \dots + c_{d0}} \end{aligned} \dots\dots\dots (23)$$

ここに、 c_{di}, c_{ni} はそれぞれ位相制御器の特性を定めるパラメータであり、以下のように設計されているものとする。

1) 次の漸近特性が成立する。

$$sC_d(s)\theta_\alpha \rightarrow 0 \dots\dots\dots (24)$$

2) 次の $(m+1)$ 次 $H(s)$ がフルビッツ (Hurwitz) 多項式となっている。

$$H(s) = sC_d(s) + C_n(s) \dots\dots\dots (25)$$

このとき、位相ロック (Phase Lock) $\hat{\theta}_\alpha \rightarrow \theta_\alpha$ が成立する。すなわち、一般 γ - δ 座標系の位相 $\hat{\theta}_\alpha$ は回転子 N 極の位相 θ_α へロックされる。位相ロック時の一般 γ - δ 座標系は、回転子 N 極への同期を目指した回転 d - q 座標系となる。

以上が提案の一般化積分形 PLL 法である。本一般化積分形 PLL 法による位相ロック $\hat{\theta}_\alpha \rightarrow \theta_\alpha$ の妥当性は、(21)、(22) 式より構築された下式に

$$\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha = \frac{sC_d(s)}{H(s)}\theta_\alpha \dots\dots\dots (26)$$

条件 (24)、(25) 式を考慮することにより容易に理解される。

一般化積分形 PLL 法を D 因子オブザーバに適用する場合には、PLL 法の (22) 式第 1 式に使用する N 極位相 θ_γ としては、一般 γ - δ 座標系 (すなわち回転 d - q 座標系) で構成された D 因子オブザーバにより推定したものを利用すればよい。この場合、(22) 式第 1 式で生成される ω は、一般 γ - δ 座標系 (すなわち回転 d - q 座標系) の角速度となる (図 1 参照)。D 因子オブザーバにおける D 因子の構成には、D 因子オブザーバが規定された座標の回転角速度を必要とするが、PLL 法の (22) 式第 1 式の ω が本回転角速度となる。なお、座標系がモータ回転子 N 極に位相ロックした後では、座標系の角速度 ω を、回転子の電気角速度推定値として利用することもできる (後掲の図 4~6 参照)。

〈4・2〉センサレスベクトル制御系 図 3 に、本論文が提案する D 因子オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系の 1 構成例を示す。本センサレスベクトル制御系と位置センサを利用した通常のベクトル制御系の違いは、回転 d - q 座標系上の電流と電圧情報から回転子 N 極の位相を推定する位相推定器 (Phase Estimator と図示) の有無にあり、他は同一である。

位相推定器には、回転 d - q 座標系上で定義された固定子電流の測定値 i_1 と固定子電圧の指令値 v_1^* が入力され、ベクトル回転器に最終的に使用される固定 α - β 座標系上の回転子 N 極位相推定値 (すなわち、回転 d - q 座標系の位相) $\hat{\theta}_\alpha$ と回転子の電気角速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ とを出力している。回転子の電気角速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ は、極対数 N_p で除されて機械角速度の推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ に変換された後、速度制御器へ送られている。

位相推定器の構成例を図 4 に示した。これは最小次元状態オブザーバ (Minimum-Order State-Observer と図示) と位相同期器 (Phase Synchronizer と図示) から構成されている。最小次元状態オブザーバは、回転 d - q 座標系上で評価した回転子 N 極の位相推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ を出力すべく、入力信号として、同座標系上で定義された固定子電流と固定子電圧の信号に加えて、同座標系の回転角速度 ω と回転子の電気角速度の推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ とを得ている。

図 5 に、最小次元状態オブザーバの内部構造を示した。本最小次元状態オブザーバは、先ず回転子磁束を推定し、これよりその位相情報を抽出・出力するようにしている。回転子電気角速度などの信号に関し、真値に代わって推定値を利用している点を除けば、(15) 式のオブザーバゲイン G を $g_1 = 1$ として用いた (19) 式の D 因子オブザーバに忠実に従って実現されている。

(3) 式に規定した固定子誘導磁束 ϕ_i は、回転 d - q 座標系から見た回転子 N 極位相推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ の平均値を利用して生成している。具体的には、PLL 成立状態では $\hat{\theta}_\gamma \approx 0$ である点を考慮し、この平均値であるゼロを利用して、次式のように生成している。

$$\begin{aligned} \phi_i &\approx [L_i I + L_m Q(0)]i_1 \\ &= \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} i_1 \end{aligned} \dots\dots\dots (27a)$$

非突極モータの場合には、固定子誘導磁束 ϕ_i は位相推定値の要なく以下のように生成できる。

$$\phi_i = L_i i_1 \dots\dots\dots (27b)$$

本 D 因子オブザーバにおいては、フィードバックループを形成する係数は $-|\hat{\omega}_{2n}|g_2$ であり、D 因子オブザーバは回転子角速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ の如何に拘わらず安定に動作する点には、特に注意されたい。

磁束推定値 $\hat{\phi}_m$ が得られたならば、回転子 N 極位相の推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ は、これを次式に用い決定している。

$$\left. \begin{aligned} \hat{\phi}_m &= \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{md} \\ \hat{\phi}_{mq} \end{bmatrix} \\ \hat{\theta}_\gamma &= \tan^{-1} \frac{\hat{\phi}_{mq}}{\hat{\phi}_{md}} \approx \frac{\hat{\phi}_{mq}}{\hat{\phi}_{md}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (28)$$

図 6 は、位相同期器の内部構造を示したものである。これは (22) 式に忠実に従ったものとなっている。また、回転 d - q 座標系の回転角速度 ω 、すなわち回転 d - q 座標系の位

切な速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ を得ることができる。

回転子の位相と速度は微積分の関係にある。この点を考慮するならば、回転子 N 極との同期を目指した回転 $d-q$ 座標系の位相としては、すなわちベクトル回転器用信号としては、速度推定値の純粋積分を利用した方が、整合性がとれて良い。すなわち、ベクトル回転器に使用する、回転子 N 極位相の最終推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ としては、以下のように速度推定値の純粋積分値とすると整合性が図れる。

$$\hat{\theta}_\alpha = \frac{1}{s} \hat{\omega}_{2n} = \frac{C_n(s)}{H(s)} \hat{\theta}_\gamma \dots \dots \dots (30)$$

(29) 式の速度推定は、(30) 式による最終位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ を利用する場合には、以下のように変更することもできる。

$$\hat{\omega}_{2n} = C_{PLL}(s)(\hat{\theta}_\gamma - \hat{\theta}_\alpha) \dots \dots \dots (31)$$

上式の $C_{PLL}(s)$ としては、(23) 式に定義された位相制御器と同一のものを使用すればよい（後掲の図 10 参照）。

〈5・2〉 センサレスベクトル制御系 図 7 に、提案のセンサレスベクトル制御系の構造を示す。図 7 と図 3 との違いは、図 7 においては、位相推定器（Phase Estimator と図示）への入力信号が固定 $\alpha-\beta$ 座標系上で定義された信号となっている点にある。図 7 における他の機器に関しては、図 3 ののと同じである。また、位相推定器の目的、すなわち回転 $d-q$ 座標系の位相として使用される $\alpha-\beta$ 座標系上で評価した回転子 N 極位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ 、回転子の電気角速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ の生成と言う目的も同一である。

図 8 は、図 7 における位相推定器の内部構造を示したものである。位相推定器は、最小次元状態オブザーバ（Minimum-Order State-Observer と図示）と速度推定器（Speed Estimator と図示）とから構成されている。

最小次元状態オブザーバは、固定 $\alpha-\beta$ 座標系上の回転子 N 極の初期位相推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ を出力すべく、入力信号として、固定 $\alpha-\beta$ 座標系上で定義された固定子電流実測値と固定子電圧指令値、更には、固定 $\alpha-\beta$ 座標系上の回転子 N 極の最終位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ 、及び回転子の電気角速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ を得ている。最終位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ は、回転子との同期を目指した回転 $d-q$ 座標系の位相である。

一般 $\gamma-\delta$ 座標系を固定 $\alpha-\beta$ 座標系へ帰着させるには、任意に選定できる一般 $\gamma-\delta$ 座標系回転角速度をゼロ $\omega = 0$ に選定すればよい。本条件 $\omega = 0$ を、一般 $\gamma-\delta$ 座標系上で定義された状態オブザーバに適用すれば、直ちに、固定 $\alpha-\beta$ 座標系上の状態オブザーバが得られる。固定 $\alpha-\beta$ 座標系においては、D 因子の逆行列は積分器からなる対角行列に帰着され、この結果、D 因子状態オブザーバと非微分形状状態オブザーバとは同一となる。

図 9 に、これらに基づく状態オブザーバを例示した。ただし、本状態オブザーバにおいては、センサレスベクトル制御への利用を踏まえ、回転子の位相、電気角速度等の状態オブザーバ内部で使用する信号に関しては、真値に代わって推定値を利用している。例えば、本状態オブザーバに必要な、(3) 式に規定した固定子誘導磁束 ϕ_i は、回転子 N 極位相推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ の平均値を利用し得ている。平均値としては、 $\hat{\theta}_\gamma$ のローパスフィルタリング値とも言うべき最終位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ を利用している。すなわち、

$$\phi_i \approx [L_i I + L_m Q(\hat{\theta}_\alpha)] i_1 \dots \dots \dots (32a)$$

非突極の場合には、固定子誘導磁束 ϕ_i は、位相推定値の要なく、以下のように生成できる。

$$\phi_i = L_i i_1 \dots \dots \dots (32b)$$

図 9 では、固定子誘導磁束 ϕ_i の最終位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ への依存性を貫徹矢印で明示した。

オブザーバゲイン G は、図 5 ののと同じの $g_1 = 1$ を利用している。図 5 同様、フィードバックループを形成する係数は $-\hat{\omega}_{2n}/g_2$ であり、本状態オブザーバは推定速度

図 8 位相推定器の構造

Fig. 8. A configuration of the phase estimator.

図 7 固定座標系の最小次元状態オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御系の 1 構成例

Fig. 7. A configuration of sensorless vector control systems using the flux state-observer in stationary reference frame.

$\hat{\omega}_{2n}$ の如何にかかわらず安定に動作することになる。

2×1 ベクトル信号である回転子磁束の推定値 $\hat{\phi}_m$ が得られたならば、回転子 N 極位相の初期推定値 $\hat{\theta}_\gamma$ は、これを次式に用い決定すればよい。

$$\left. \begin{aligned} \hat{\phi}_m &= \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{m\alpha} \\ \hat{\phi}_{m\beta} \end{bmatrix} \\ \hat{\theta}_\gamma &= \tan^{-1} \frac{\hat{\phi}_{m\beta}}{\hat{\phi}_{m\alpha}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (33)$$

図 10 は、位相推定器のもう 1 つの主要な構成要素である、速度推定器の内部構造の 1 例を示したものである。これは、(30)、(31) 式に忠実に従ったものになっている。

固定 α - β 座標系の処理である (33) 式第 2 式に基づく $\hat{\theta}_\gamma$ の決定は、逆正接処理を必要とする。一方、回転 d - q 座標系の処理である (28) 式第 2 式に基づく $\hat{\theta}_\gamma$ の決定は、同式右辺が明示しているように、逆正接処理の回避が可能である。固定 α - β 座標系の場合にも、処理手順を若干変更することにより、逆正接処理の回避が可能である。これには、次式に示すように位相偏差 $\hat{\theta}_\gamma - \hat{\theta}_\alpha$ を直接決定するようにすればよい。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{md} \\ \hat{\phi}_{mq} \end{bmatrix} &= R^T(\hat{\theta}_\alpha) \hat{\phi}_m \\ \hat{\theta}_\gamma - \hat{\theta}_\alpha &= \tan^{-1} \frac{\hat{\phi}_{mq}}{\hat{\phi}_{md}} \approx \frac{\hat{\phi}_{mq}}{\Phi} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (34)$$

ただし、

図 9 センサレスベクトル制御のための固定座標系上の最小次元状態オブザーバの構成例

Fig. 9. A configuration of the minimum-order state-observer in stationary reference frame for the sensorless vector control.

図 10 速度推定器の構成例

Fig. 10. A configuration of the speed estimator.

$$R(\hat{\theta}_\alpha) = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_\alpha & -\sin \hat{\theta}_\alpha \\ \sin \hat{\theta}_\alpha & \cos \hat{\theta}_\alpha \end{bmatrix} \dots\dots\dots (35)$$

(34) 式第 2 式右辺に従えば、逆正接処理することなく、位相偏差 $\hat{\theta}_\gamma - \hat{\theta}_\alpha$ を直接的に得ることができる。本位相偏差 $\hat{\theta}_\gamma - \hat{\theta}_\alpha$ を (31) 式の位相制御器 $C_{PLL}(s)$ の入力として利用すれば、所期の速度推定器が実現できる。

6. 回転座標系上での D 因子オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御系の実験

〈6・1〉 実験システムの構成 回転座標系上の D 因子オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御法の実験を行った (図 3~6 参照)。実験システムの様子を図 11 に示す。供試モータは、(株) 安川電機製 400 (W) IPMSM (SST4-20P4AEA-L) である。仕様概要を表 1 に示す。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 $J=0.085$ (kgm^2)、定格速度は 183 (rad/s) である。トルクセンサ系は (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。供試モータは軸出力に比し、鋳物製の体躯が異常に大きく、これが機械的・物理的制約になり、本負荷装置を止む無く採用した。軸出力

図 11 実験システム

Fig. 11. Test system setup.

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	about 2.2(Nm)
L_i	0.02662(H)	rated speed	183(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)

の観点からは、供試モータ自身の慣性モーメントも異常に大きい（同等出力サーボモータの約 10 倍）、それでも慣性モーメント的にはアンバランスの組合せとなった。また、供試モータ用のインバータは容量的に適切なものが用意できなかったため、止む無く約 10 倍の容量もつ 4.2 (kVA) のものを利用した。提案のセンサレスベクトル制御系は、センサとしては 2 個の AC 電流センサ、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。

〈6・2〉 設計パラメータの概要 D 因子オブザーバのオブザーバゲイン G は、(15) 式に従って設計した。具体的には、簡単な $g_1 = g_2 = 1$ を採用した。

積分形 PLL を構成すべく用意した (23) 式の位相制御器 $C_{PLL}(s)$ は、供試モータの大きな慣性モーメントから、本供試モータに限っては高速追従性は必要ない、ひいては高次である必要はないと考え、次の 1 次とし、

$$C_{PLL}(s) = \frac{c_{n1}s + c_{n0}}{s} \dots\dots\dots (36)$$

位相制御器パラメータは、(25) 式に定義したフルビッツ多項式が $s = -75$ に安定 2 重零点をもつように設計した。すなわち、 $c_{n1} = 150$ 、 $c_{n0} = 5625$ とした。

電流制御系は、制御周期 125 (μ s) を考慮の上、帯域 2,000 (rad/s) が得られるよう設計した。トルク指令 τ^* の回転座標系上電流指令 i_1^* への変換は、回転子 N 極の位相推定値の検証が行いやすいように、次式によった。

$$i_1^* = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{N_p \Phi} \tau^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (37)$$

速度制御系は、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、帯域 2 (rad/s) が得られるよう設計した。

〈6・3〉 トルク制御 図 3 のセンサレスベクトル制御系において、速度制御器を撤去し、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、トルク制御の線形応答試験を実施した。

まず、負荷装置により供試モータの速度を一定に制御し、この上で供試モータのトルク指令を与え、応答トルクを観察した。図 12、13 は、定格速度 183 (rad/s) を考慮し、第 1 象限（力行モード）、第 4 象限（回生モード）における、種々の速度における指令トルクと発生トルクの関係を示したものである。両図は、上から、速度 3、9、18、36、180 (rad/s) の場合の特性を示している。両図が示すように、一定速度では、良好な直線性が達成されている。

一方で、発生トルクは、力行の場合には速度増加に応じて低下し、回生の場合には速度増加に応じて増加している。これは、離散時間制御に伴う演算時間遅れによるものである。(37) 式に明示しているように、回転子磁束と固定子電流の位相差の設定値は $\pi/2$ (rad) であるが、実際の位相差は回転子速度に応じて、力行の場合は設定値より小さくなり、回

図 12 力行状態でのトルク応答の直線性
Fig. 12. Torque responses in motoring mode.

図 13 回生状態でのトルク応答の直線性
Fig. 13. Torque responses in regenerating mode.

生の場合は大きくなる。この特性は、制御周期間の回転子変位に起因しており、位置・速度センサの有無の如何にかかわらず発生する。

〈6・4〉 速度制御 図 3 の構成において、速度制御性能を、力行・回生、一定速・加減速、インパクト負荷への耐性、ゼロ速通過への耐性の観点から検証した。以下、波形データを用い検証結果を示す。なお、印加負荷は、100%定格 2.2 (Nm) とした。また、固定子電流の制限は、定格負荷のインパクト印加に耐え得るよう 150%定格に設定した。

A. 定常力行特性

1) 速度 180 (rad/s) での特性

図 14 は、定格速度近傍 180 (rad/s) における定格力行負荷時の定常特性を示したものである。両図では、上から回転子位相、同推定値、U 相電流、回転子速度を示している。時間軸は、5 (ms/div) である。回転子の位相及び速度は、供試モータ付属のエンコーダから直接測定したものである。図より明白なように、位相推定値は実測値との差を視認できない程、これと良好な一致を成している。この結果、電流、速度とも良好な応答を示している。

図 14 力行定格負荷下での定格速度指令 180 (rad/s) に対する応答

Fig. 14. Steady speed response to the rated command of 180 (rad/s) under rated motoring load.

図 16 力行定格負荷下での速度指令 3 (rad/s) に対する応答

Fig. 16. Steady speed response to command of 3 (rad/s) under rated motoring load.

図 15 力行定格負荷下での速度指令 9 (rad/s) に対する応答

Fig. 15. Steady speed response to command of 9 (rad/s) under rated motoring load.

図 17 回生定格負荷下での速度指令 9 (rad/s) に対する応答

Fig. 17. Steady speed response to command of 9 (rad/s) under rated regenerating load.

2) 速度 9 (rad/s) での特性

図 15 は、定格速度の 1/20 に相当する 9 (rad/s) における定格力行負荷時の定常特性を示したものである。波形の意味は図 14 の場合と同一である。ただし、時間軸は、0.1 (s/div) である。位相推定値は、同真値の近傍でわずかに変動しているが、適切に位相ロックしている様子が確認される。この結果、電流、速度とも良好な応答を示している。

3) 速度 3 (rad/s) での特性

図 16 は、定格速度の 1/60 に相当する 3 (rad/s) における定格力行負荷時の定常特性を示したものである。波形の意味は図 14 の場合と同一である。ただし、時間軸は、0.2 (s/div) である。位相の推定値は、直線的な同真値に対し、緩慢ながら位相ロックを維持している様子が確認される。位相推定値の変動の結果、わずかな電流応答の歪み、速度応答の変動が見られる。位相推定値の真値に対する誤差の補正レイトは、(16) 式の誤差方程式が示すように、設計的には $\exp(-|\hat{\omega}_{2n}|g_2t) = \exp(-9t)$ であり、位相ロックの緩慢さはこれに起因している。

B. 定常回生特性

定格回生負荷での定常特性は、力行負荷の場合と同様であり、特筆すべき差異は観察されなかった。参考までに、力行負荷時の応答図 15 に対応した、速度指令 9 (rad/s) での応答を、図 17 に示す。電流位相の逆転を除けば、図 15 と同等な応答であることが容易に観察される。

C. 負荷の瞬時印加・除去特性

図 18 は、供試モータを定格速度の 1/20 に相当する 9 (rad/s) に速度制御しておき、ある瞬時に定格負荷を印加した場合の応答を調べたものである。同図では、上から速度指令値、同応答値、q 軸電流 (トルク分電流)、U 相電流を示している。時間軸は、2 (s/div) である。インパクト印加時直後に 2 (rad/s) 以下まで速度低下しているが、約 8 (s) 後には回復し、脱調することなく、速度制御を遂行している様子が確認される。長い回復時間は、1) 53 倍に及ぶ負荷装置の大慣性モーメントを考慮し速度帯域を 2 (rad/s) と低く設計している、2) 大きな摩擦トルクが働いている、の 2 点が起因している。図 11 に示したように、0.4 (kW)

図 18 速度制御 9 (rad/s) における定格負荷瞬時印加に対する応答

Fig. 18. Transient speed response to instant injection of rated load at speed of 9 (rad/s).

図 19 速度制御 9 (rad/s) における定格負荷瞬時除去に対する応答

Fig. 19. Transient speed response to instant removal of rated load at speed of 9 (rad/s).

供試モータには、約 10 倍の軸出力をもつ負荷装置が接続されており、これが有する摩擦トルクは、本供試モータにとっては大きなものとなっている。

図 19 は、図 18 と同一速度において事前に印加していた定格負荷を、瞬時に除去した場合の応答を調べたものである。図中の波形に意味は、図 18 と同一である。印加の場合と同様な良好な応答が確認される。無負荷時の電流は、摩擦トルクに抗するものである。インパクト印加と除去では、多少の波形の違いが見られるが、これは、負荷装置を遠因とする大慣性モーメント、低速度帯域、大摩擦トルクの不均一等に起因している。

定格速度の $1/20 \sim 1$ 範囲では、他の速度においても、同様な特性を確認している。

D. 定格負荷時でのゼロ速通過特性

(16) 式の誤差方程式が示すように、位相推定値の真値に対する誤差の補正は速度と共に低下し、特異点であるゼロ速では誤差補正機能は停止する。このため、ゼロ速領域突入前の位相推定値が真値近傍にあり、かつゼロ速領域の滞留が短時間であれば、ゼロ速でも位相推定値の連続的な真値近傍維持が期待される。本特性は、磁束推定に基づく位相推定に随伴する優れた特長である。誘起電圧推定値から直接的に位相推定値を得る方法においては、ゼロ速度では短時間といえども推定対象たる誘起電圧が消滅するため、本特性を得ることは困難と思われる^{(15)~(32)}。本特性を確認するための実験を行った。

速度指令として、角加速度 ± 30 (rad/s²)、振幅 ± 20 (rad/s)、周期 12 (s) の台形信号を用意した。また、正回転 20 (rad/s) で供試モータに定格力行負荷が印加されるように、負荷装置による負荷トルクを調整した。図 20 はこの応答例である。同図は、上から、速度指令値、速度応答値、q 軸電流、U 相電流を示している。同図より、妥当な速度制御が維持されていることが確認される。

なお、同図では、逆回転 -20 (rad/s) で、q 軸電流がほぼゼロとなっているが、これは摩擦トルクと負荷トルクがほぼ均衡していることによる（共に、約 1.1 (Nm) と推定さ

図 20 定格負荷時のゼロ速通過特性

Fig. 20. Slow zero-speed crossing response under rated load.

図 21 角加速度 ± 800 (rad/s) かつゼロクロスをもつ速度指令に対する無負荷応答

Fig. 21. Speed response to command with zero-crossing and acceleration of ± 800 (rad/s).

れる)。正回転時の定常速度への漸近が急に緩慢になるが、この原因は供試モータには不釣り合いに大きい摩擦トルクにある。速度帯域 2 (rad/s) に対応した本来の時間応答は、逆回転時に観察される。

E. 無負荷でのゼロ速通過加減速特性

供試モータを、負荷装置から外し、無負荷での高加速度・ゼロ速通過を伴う加減速特性を調べた。本特性も、磁束推定に基づく位相推定に随伴する優れた特長である。従来の誘起電圧推定に基づく位相推定は、高加速度・ゼロ速通過を伴う加減速を最も不得意とする^{(15)~(34)}。

供試モータにはこの慣性モーメント $0.0016 \text{ (kgm}^2\text{)}$ と同等な慣性モーメントを付加するのが合理的であるが、適切な慣性モーメントが用意できなかったため、代わって慣性モーメント $0.00055 \text{ (kgm}^2\text{)}$ のカップリングを付加した。この結果、本状態での供試モータの実効的な定格パワーレイトは、約 2250 となる (表 1 参照)。パワーレイトと定格トルクの比を参考に、速度指令として、角加速度 $\pm 800 \text{ (rad/s}^2\text{)}$ 、振幅 $\pm 180 \text{ (rad/s)}$ 、周期 1.6 (s) の台形信号を用意した。また、速度帯域は慣性モーメントを考慮し 50 (rad/s) に再設計した。

図 21 は、この応答例である。上から速度指令値、同応答値、q 軸電流、U 相電流である。ゼロ速通過後に速度応答値の乱れがあるが、全般的には良好なゼロ速通過特性及び追従特性が確認される。なお、本乱れは、ゼロ速領域で一時停止した位相推定誤差補正の再開に伴う、過渡現象と考えられる。本過渡応答では、正回転と逆回転で微妙な違いが見られるが、ゼロ速領域での位相推定誤差の相違、供試モータにとって不釣合いに大きいインバータ特性等の影響と推測している。

7. 固定座標系上での D 因子オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御系の実験

固定座標系上の D 因子オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御法の実験を行った (図 7~10 参照)。負荷装置を中心とした実験システム、センサレスベクトル制御法における設計パラメータなどの実験条件は、回転座標系上の D 因子オブザーバを利用した場合と同一とした。この上で、同一内容の実験を遂行し、両者の性能を比較した。

固定座標系上の D 因子オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御法は、すべての実験において、回転座標系上の D 因子オブザーバを利用したセンサレスベクトル制御法と等価な応答を示した。すなわち、両者間に有意の差異は現れなかった。参考までに、図 20、21 に対応した、ゼロ速通過の加減速指令に対する過渡応答を図 22、23 に示す。PMSM にとって困難とされているゼロ速通過指令の対する過渡応答においてさえも、高い応答等価性が確認された。

(注 5) 本実験では、D 因子オブザーバのためのオブザーバゲインは、回転座標系、固定座標系のいずれの構成においても、終始、単一の一定値を利用した。その有効性は、実験結果が示す通りである。本供試モータに比較し、特性・仕様の異なる 2 (kW) 車載空調機用モータ、 16 (kW) 電気自動車用モータにおいても、更には、その負荷の特性、イナーシャも大きく異なった条件下においても、一定のオブザーバゲ

図 22 固定座標系上の状態オブザーバを利用した、定格負荷時のゼロ速通過特性

Fig. 22. Slow zero-speed crossing response under rated load, using the state-observer in the stator reference frame.

図 23 固定座標系上の状態オブザーバを利用した、角加速度 $\pm 800 \text{ (rad/s}^2\text{)}$ からゼロクロスをもつ速度指令に対する無負荷応答

Fig. 23. Speed response to command with zero-crossing and acceleration of $\pm 800 \text{ (rad/s}^2\text{)}$, using the state-observer in the stator reference frame.

インの有効性が、実験実証的に確認されている⁽³⁹⁾。

8. おわりに

本論文では、原理的に完全非近似、最小次元、ゲイン設計の簡明、広い動作領域、モータパラメータ直接利用、簡明構造、突極・非突極への対応、固定・回転座標系の対応、といった優れた特長を有する回転子磁束推定のための新規な D 因子状態オブザーバを提案すると共に、これを活用した回転座標系上及び固定座標系上で設計されたセンサレスベクトル制御法 2 法を新規に提案した。更には、これらの有用性を実験的に明らかにした。また、これに関連して、回転座標系上で設計されたセンサレスベクトル制御法に共通して利用可能な積分形 PLL 法、固定座標系上で設計されたセンサレスベクトル制御法に共通して利用可能な積分フィードバック形速度推定法も、一般性のある形で新規に提案した。

提案法は、モータ駆動用の電圧、電流を利用した方法と

しては極めて優れたものであり、応用第1号として車載用空調機への利用が予定されている。また、提案法は、回転高周波電力強制印加のセンサレスベクトル制御法との周波数ハイブリッド結合も、簡単に行うことができる。この1例として、ゼロ速で250%定格トルク発生の可能な鏡相形ベクトル制御法を用いた周波数ハイブリッド結合が既に実現され、電気自動車駆動への応用が開始されている⁽³⁸⁾⁽³⁹⁾。提案法の今後の活用が期待される。

最後に、査読者には注意深い査読と建設的コメントを、また、市川真士氏、富田睦雄氏には貴重な文献(26)をいただいた事実をここに記し、各位に感謝申し上げたい。

(平成14年11月5日受付, 平成15年6月2日再受付)

文 献

- (1) 電気学会・交流電気駆動方式の新技术調査専門委員会編:「交流電動機駆動における最近の技術動向」, 電気学会技術報告第760号(2000-2)
- (2) T. Takeshita, A. Usui, and N. Matsui: "Sensorless Salient-Pole PM Synchronous Motor Drives in All Speed Ranges", *IEEE Trans. IA*, Vol.120, No.2, pp.240-247 (2000-2) (in Japanese)
- 竹下隆晴・臼井 明・松井信行:「全速度領域におけるセンサレス突極形PM同期電動機制御」, 電学論D, **120**, 2, pp.240-247 (2000-2)
- (3) S. Shinnaka: "Frequency-Hybrid Vector Control with Monotonously-Increasing-Region Strategy for Sensorless Synchronous Motor Drive", *IEEE Trans. IA*, Vol.120, No.11, pp.1369-1375 (2000-11) (in Japanese)
- (4) 萩原茂教・大森洋一・桐谷知明・小林弘和:「センサレスIPMモータ制御の簡易化」, 平13電学産業応用部門大会講演論文集, 3, pp.1269-1272 (2001-8)
- (5) 萩原茂教:「センサレスIPMモータの制御技術」, モータ技術シンポジウム(日本能率協会主催)講演資料, pp.(K2-2-1)-(K2-2-9) (2002-4)
- (6) 楊 耕:「インバータ・交流電動機のベクトル制御系の高性能化及び速度センサレス化についての研究」, 上知大学博士論文, pp.85-103 (1992-3)
- (7) G. Yang, R. Tomioka, M. Nakano, and T.H. Chin: "Position and Speed Sensorless Control of Brushless DC Motor Based on an Adaptive Observer", *IEEE Trans. IA*, Vol.113, No.5, pp.579-586 (1993-5) (in Japanese)
- 楊 耕・富岡真知子・中野 求・金 東海:「適応オブザーバによるブラシレスDCモータの位置センサレス制御」, 電学論D, **113**, 5, pp.579-586 (1993-5)
- (8) 吉田康宏・山本康弘・八呂友康:「PMモータの適応オブザーバ」, 平13電学全大講演論文集, 2, pp.701-702 (2001-8)
- (9) 山本康弘・吉田康宏・足利 正:「同一次元磁束オブザーバによるPMモータのセンサレス制御」, 平14電学全大講演論文集, 1, pp.673-678 (2002-8)
- (10) 金原義彦:「回転座標上の適応オブザーバを用いたPM電動機の位置センサレス制御」, 平14電学全大講演論文集, 1, pp.679-684 (2002-8)
- (11) Y. Kinpara: "Position Sensorless Control of PM Motor Using Adaptive Observer on Rotational Coordinates", *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.5, pp.600-609 (2003-5) (in Japanese)
- 金原義彦:「回転座標上の適応オブザーバを用いたPM電動機の位置センサレス制御」, 電学論D, **123**, 5, pp.600-609 (2003-5)
- (12) 富田睦雄:「ブラシレス直流モータのセンサレス制御に関する研究」, 名古屋大学博士論文, pp.15-75 (1998-3)
- (13) 陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「適応スライディングオブザーバによるブラシレスDCモータの位置・速度センサレス制御の実現」, 平9電学産業応用部門大会講演論文集, 2, pp.235-238 (1997-8)
- (14) 陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「ブラシレスDCモータのセンサレス制御のための適応スライディングオブザーバの極配置法」, 平10電学全大講演論文集, 4, pp.286-287 (1998-8)
- (15) T. Hanamoto, H. Hara, Y. Tanaka, and T. Tsuji: "Sensorless Control of BLDCM Applying the Modified Induced Voltage Observer", *IEEE Trans. IA*, Vol.118, No.9, pp.1089-1090 (1998-9) (in Japanese)
- 花本剛士・原 英博・山中良明・辻 輝生:「拡張誘起電圧オブザーバを用いたBLDCMのセンサレス制御」, 電学論D, **118**, 9, pp.1089-1090 (1998-9)
- (16) 花本剛士・H. Zidan・小黒龍一・田中良明・辻 輝生:「磁束鎖交数の推定値を用いた円筒型PMSMのセンサレス速度制御」, 平11電学産業応用部門大会講演論文集, pp.547-552 (1999-8)
- (17) K. Hirano, H. Hara, T. Tsuji, and R. Oguro: "Sensorless Vector Control", *Proceedings of International Power Electronics Conference (IPEC-Tokyo 2000)*, pp.1861-1865 (2000-4)
- (18) K. Hirano, H. Hara, T. Tsuji, and R. Oguro: "Sensorless Speed Control of IPM Motor", *IEEE Trans. IA*, Vol.120, No.5, pp.666-672 (2000-5) (in Japanese)
- 平野孝一・原 英博・辻 輝生・小黒龍一:「IPMモータのセンサレス速度制御」, 電学論D, **120**, 5, pp.666-672 (2000-5)
- (19) 陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「適応スライディングオブザーバを用いた埋め込み磁石同期モータのセンサレス制御」, 平13電学産業応用部門大会講演論文集, pp.691-694 (2001-8)
- (20) T. Hanamoto, T. Tsuji, and Y. Tanaka: "Sensorless Speed Control of Cylindrical Type PMSM Using Modified Flux Observer", *Proceedings of International Power Electronics Conference (IPEC-Tokyo 2000)*, pp.2104-2108 (2000-4)
- (21) Z. Chen, M. Tomita, T. Senju, S. Doki, and S. Okuma: "Position and Velocity Sensorless Controls of Cylindrical Brushless DC Motors Using Disturbance Observers and Adaptive Velocity Estimators", *IEEE Trans. IA*, Vol.118, No.7/8, pp.828-835 (1998-7/8) (in Japanese)
- 陳 志謙・富田睦雄・千住智信・道木慎二・大熊 繁:「外乱オブザーバと速度適応判定による円筒型ブラシレスDCモータの位置・速度センサレス制御」, 電学論D, **118**, 7/8, pp.828-835 (1998-7/8)
- (22) 陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「外乱オブザーバによる突極型ブラシレスDCモータのセンサレス位置・速度推定の実現」, 平11電学産業応用部門大会講演論文集, pp.45-46 (1999-8)
- (23) 井村彰宏・金 貞成・陳 志謙・道木慎二・石田宗秋・大熊 繁:「汎用位置・速度センサレスベクトル制御の検討」, 平14電学全大講演論文集, 4, pp.191-192 (2002-3)
- (24) 陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「突極型ブラシレスDCモータのセンサレス制御のための拡張誘起電圧オブザーバ」, 平11電学全大講演論文集, 4, pp.480-481 (1999-3)
- (25) 市川真士・陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「回転座標系での拡張誘起電圧推定によるIPMSMのセンサレス制御」, 平13電学全大講演論文集, 4, pp.1401-1402 (2001-3)
- (26) S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "Sensorless Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor on Rotating Coordinate Using an Extended Electromotive Force", *Proceedings of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Society (IECON01)*, pp.1667-1672 (2001-12)
- (27) S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "Sensorless Control of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Electromotive Force Models", *IEEE Trans. IA*, Vol.122, No.12, pp.1088-1096 (2002-12) (in Japanese)
- 市川真士・陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電学論D, **122**, 12, pp.1088-1096 (2002-12)
- (28) 坂本 潔・岩路善尚・遠藤常博:「軸誤差の直接推定演算による永久磁石同期モータの位置センサレス制御」, 平12電学全大講演論文集, 3, pp.963-966 (2000-8)
- (29) 河本啓助・森本茂雄・武田洋次:「拡張誘起電圧に基づくIPMSMのセンサレス制御」, 電気学会研究, SPC-01-3, pp.13-18 (2001)
- (30) 河本啓助・森本茂雄・武田洋次:「軸推定誤差に基づくIPMSMのセンサレス制御における推定性能の改善」, 電気学会研究, SPC-02-11, pp.65-70 (2002)
- (31) S. Morimoto, K. Kawamoto, and Y. Takeda: "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", *IEEE Trans. IA*, Vol.122, No.7, pp.722-729 (2002-7) (in Japanese)
- 森本茂雄・河本啓助・武田洋次:「推定位置誤差情報を利用したIPMSMの位置センサレス制御」, 電学論D, **122**, 7, pp.722-729 (2002-7)
- (32) 玉谷正美・森本茂雄・武田洋次:「オブザーバを用いたIPMSMの速度・位置センサレス制御の特性比較」, 平14電学全大講演論文集, 4, pp.206-207 (2002-3)
- (33) T. Takeshita, N. Nomura, and N. Matsui: "Sensorless Brushless DC Motor Drives Using Current Estimation Error", *IEEE*

Trans. IA, Vol.115, No.4, pp.420-427 (1995-4) (in Japanese)
竹下隆晴・野村高史・松井信行：「電流推定誤差に基づくセンサレスブラシレス DC モータ制御」, 電学論 D, **115**, 4, pp.420-427 (1995-4)

- (34) T. Takeshita, M. Ichikawa, J.S. Lee, and N. Matsui: "Back EMF Estimation -Based Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives", *IEEE Trans. IA*, Vol.117, No.1, pp.98-104 (1997-1) (in Japanese)

竹下隆晴・市川 誠・李 宙・松井信行：「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」, 電学論 D, **117**, 1, pp.98-104 (1997-1)

- (35) 新中新二：「同期モータの統一的ベクトル解析」, 平 9 電学産業応用部門全大講演論文集, **2**, pp.211-216 (1997-8)

- (36) S. Shinnaka: "Characteristics-Varying Systems in the D-Module, -Their Properties on Existence, Realization and Stability-", *IEEE Trans. IA*, Vol.122, No.6, pp.591-600 (2002-6) (in Japanese)

新中新二：「可変特性 D 因子システム，—その存在性，実現性，安定性—」, 電学論 D, **122**, 6, pp.591-600 (2002-6)

- (37) 新中新二：「同期リラクタンスモータの鏡相特性とこれに基づくセンサレスベクトル制御のための突極オリエンテーション法」, 平 12 電学産業応用部門全大講演論文集, **3**, pp.975-980 (2000-8)

- (38) S. Shinnaka: "Mirror-Phase Characteristics of High-Frequency Current in AC Motors with Pole-Saliency and Position Estimation Methods for Sensorless Vector Control", *Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (PCC-Osaka)*, Vol.1, pp.253-258 (2002-4)

- (39) 新中新二：「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可能性」, 平 15 電学産業応用部門全大講演論文集, **2**, pp.223-228 (2003-8)

新 中 新 二 (正員) 1973 年防衛大学校卒業。77 年 University

of California, Irvine 大学院修士課程修了。79 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の奉職を終えて，86 年キヤノン (株) 勤務。91 年ベンチャー研究所創設。96 年神奈川大学電気電子情報工学科勤務 (教授)。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，01 年に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世界初開発に成功。本功績により 02 年計測自動制御学会より技術賞を受賞。03 年 IEEE Transaction 論文賞受賞。電子情報通信学会，計測自動制御学会，IEEE，EPE などの会員。Doctor of Philosophy 及び工学博士。