

電流位相収斂法に基づく埋込磁石同期モータの位置センサレス制御

松本 純*

Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Current Phase Convergence Method

Atsushi MATSUMOTO*

(Received Feb. 16, 2026)

Interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs) are widely used across various fields because they facilitate system miniaturization, high power density, and high efficiency. High-efficiency operation requires knowledge of the rotor magnetic-pole position, which is typically measured by sensors. However, concerns over increased cost and degraded noise immunity have motivated extensive research on position sensorless control, which drives the motor without sensors. This paper proposes a new position sensorless control method that converges the current phase and verifies its effectiveness through both simulations and hardware experiments.

Keywords: IPMSM, motor drive, position sensorless control, high efficiency

1. 背景

世界の人口の増加や経済発展を背景に、エネルギーの安定供給は地球規模の問題として認識されており、エネルギー源の多様化や省エネルギー化への対応の取り組みの一つとして動力源のモータ化が進められている。モータは、電気エネルギーから機械エネルギーを得るエネルギー変換機器であることから、太陽光、風力、水力などの再生可能エネルギーによって発電された電力も利用可能であり、化石エネルギーへの依存度低下、ひいては脱却を目指した社会構築が可能という利点がある。また、回生エネルギーを蓄電池等で回収し、これを再利用すれば総合効率が向上するといった点もモータ化の利点の一つとして挙げられる。これらの利点から、モータの適用範囲は急速に拡大しており、例えば、エアコンや洗濯機などの家電用途、コンプレッサや工作機械などの産業用途、自動車や電車などの交通輸

送用途など、現代社会において必要不可欠な分野で利用されるに至った^{1,2)}。この結果、日本におけるモータの消費電力は既にその総量の50%以上を占めており³⁾、現在ではモータの省エネルギー化および高効率駆動がエネルギー源の多様化や省エネルギー化への解決策の一つとして捉えられている。

ここで、モータの可変速駆動に着目すると、直流モータが最も古くから使用されており、長年にわたって可変速モータとして幅広い用途に採用されてきた。直流モータは、界磁磁束と電機子反作用による磁束とが機械的に直交するように構成されていることから、トルク制御が容易であるといった利点を有するものの、機械的な整流機構を用いて電力供給を行うため、最高回転数に制限があり、また、摩耗による頻繁なメンテナンスが必要であったといった欠点を有する。このため、ブラシや整流子などの部品を排

*電気電子システム工学科 (Department of Electrical and Electronic Engineering)

することが可能な誘導モータや同期モータなどの交流可変速システムが注目され、これらのシステムの実現に向けた研究開発が進められてきた。交流モータを可変速駆動させるためにはインバータによって流れる電流、ひいては電力を制御する必要があるが、現在では、インバータの制御技術の発展や低廉化が進み、可変速駆動用途における主流は交流モータへと移り変わった。交流モータの一種である誘導モータは固定子電流による起磁力と界磁電流またはこれに起因する誘導電流とで生じるローレンツ力を利用してトルクを得ており、構造が堅牢で比較的安価といった特徴を有していることから、1980年代には既にインバータによって駆動される製品が登場している⁴⁾。このことから、現状においても駆動システムとしての完成度が高いと言えるが、誘導モータは、原理的に、トルクの発生に滑りを必要とするため、これに比例した二次銅損が回転子内部で発生することから、冷却を含めた効率面に課題がある。これに対し、同期モータは滑りが必要なく、特に、界磁に永久磁石を用いた永久磁石同期モータ(PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor)は、励磁損失もないことから、力率、出力密度、効率の面で優れている。1980年代後半に発明されたネオジム磁石と絶縁ゲートバイポーラトランジスタ(IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor)に代表される高性能な自己消弧素子の実用化により、PMSMは更なる注目を集め、高効率なモータとして飛躍的な進歩を遂げた。現在、これらの進展を背景に、PMSMはコンプレッサ、スピンドル、電気自動車などの様々な分野で適用範囲を拡大している⁵⁾。中でも、回転子内部に永久磁石を埋め込む構造となる埋込磁石同期モータ(IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)は、回転子の永久磁石による起磁力と固定子に電流を流すことで生じる起磁力(電磁石)との吸引および反発によって生じるマグネットトルクに加えて、回転子の鉄心部分と固定子に電流を流すことで生じる起磁力との吸引によって生じるリラクタンストルクも発生することから、さらなる高トルク密度化および高出力密度化が実現できるといった利点があるため、家電用途や移動体用途においては特に注目されている。

上述のマグネットトルクおよびリラクタンストルクは、回転子に配置された永久磁石またはその間に存在する鉄心と固定子との相互作用によって発生することから、必要なトルクを最低限の電流によって実現するためには永久磁石の中心の位置、すなわち、磁極位置(以下、位置とする)を正確に把握し、これに応じて固定子を電磁石化しなければならない。通常、位置の取得には回転子のシャフトに設置される位置センサが用いられるが、この設置はコストの増加、システムの大形化を招き、また、精密機器であるために高温・高圧下では使用不可といった耐環境性の低下も招く。このため、位置を推定値によって代用してモータを駆動する位置センサレス制御が盛んに研究され^{6~10)}、一部では既に実用化されている^{11~13)}。一般的に、位置センサレス制御は速度域に応じて使い分けられ、中・高速域では拡張誘起電圧モデルに基づく手法⁹⁾、停止・低速域においては高周波信号重畳を利用した手法^{7, 10)}が広く用いられる。

一方、位置センサを用いて IPMSM を駆動する用途においても、フォルトトレランスの観点から位置センサ故障時の代替システムする手法¹⁴⁾や位置センサの故障診断および検出に用いる手法^{15, 16)}に位置センサレス制御技術は応用されている。このような応用先では、制御対象であるモータやその駆動条件が様々であることから、さらなる冗長性の確保する、または、システムに応じた選択肢を増やすといったこと有用であると言える。例えば、文献 6)の手法ではモータによっては適用が困難であったり、文献 7)~9)の手法ではオブザーバのフィルタ特性の設計と位置および速度推定に用いられる位相同期ループ(PLL: Phase Locked Loop)の設計において推定応答改善と安定性との協調が煩雑であったり、文献 10)の手法では高周波電流に対する感度が高く、検出回路の精度やフィルタの設計が煩雑になるといった課題があるように見受けられる。

そこで、本論文では電流位相を収斂させることで位置および速度推定を行う、新たな位置センサレス制御法を提案する。また、提案法の有効性をシミュレーションおよび実機実験によって検証したので報告する。

2. IPMSM を制御するための数学モデルの導出

本論文で用いる IPMSM の概略図を図 1(a)に示す。通常、モータ制御系を設計する際には、以下の制約および仮定のもと、IPMSM の数学モデルを導出する。

- 三相の IPMSM を対象とする
- 線形時不変システムとしてモデル化する
- 鉄損は考慮しない

これらの制約および仮定のもと、図 1(a)に示した固定子および回転子を簡略化すると図 1(b)示す IPMSM の物理モデルが得られる。同図より、回転子の磁極位置は棒磁石によって表現しており、固定子は互いに $2\pi/3$ rad の位相差を有する RL 回路によって表現しており、各相の電流の正方向はこれらの巻線によって発生する磁束の中心方向と同一方向となるように定義している。また、本論文では、回転子位置 θ_{re} を u 相方向から永久磁石の磁極方向までの位相と定義しており、回転子の電気角速度を ω_{re} としている。これらを踏まえ、IPMSM の数学モデル化を行うと(1)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_u & pM_{uv} & pM_{wu} \\ pM_{uv} & R + pL_v & pM_{vw} \\ pM_{wu} & pM_{vw} & R + pL_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \omega_{re} \psi \begin{bmatrix} -\sin \theta_{re} \\ -\sin \left(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi \right) \\ -\sin \left(\theta_{re} - \frac{4}{3}\pi \right) \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 $v_u, v_v, v_w, i_u, i_v, i_w, R, L_u, L_v, L_w, M_{uv}, M_{vw}, M_{wu}, \psi$ および p はそれぞれ相電圧、相電流、巻線抵抗、各相の自己インダクタンス、各相の相互インダクタンス、永久磁石による磁束鎖交数および微分演算子である。(1)式より、各相の電流は他相の電流による干渉を受けることから、この式を用いてトルク制御を

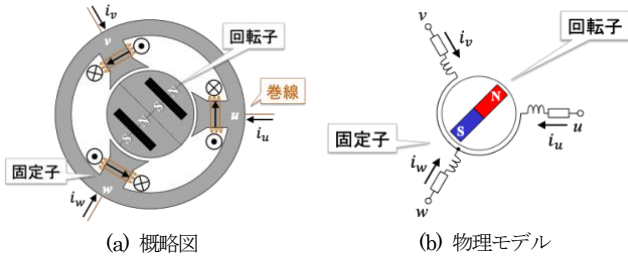


図1 IPMSMの概略図および物理モデル

行うためには干渉成分を考慮した上で電圧指令値を決定する必要がある、このままでは煩雑な演算が求められることになる。このため、一般的には三相交流を二相交流に変換する三相二相変換とこれの逆変換である二相三相変換、回転子を基準とした座標系に変換する回転座標変換とこれの逆変換である固定座標変換が用いられる。

まず、三相二相変換について述べる。図2(a)にベクトル u, v, w で構成される直交三軸座標系を示す。ここで、これらのベクトルを各ベクトルの頂点を通る二次元平面上に写像されたものが $u-v-w$ 相として影響を及ぼす。したがって、図2(b)に示す二次元平面へ写像することを意味するため、このような次元縮退に伴い、二次元平面上では各相は、互いに 120° の位相差を有することから、他相へも影響を与え、かつ、他相からの干渉を受けることになる。そこで、写像先は二次元平面であることから、次元縮退の際に直交する二軸の成分に集約することを考える。図2(b)には原点を同一にして議論するため、原点 O と接する平行な平面も描いており、以下ではこの平面上に写像することを考える。ここで、二次元平面上で直交する二軸成分は無数に定義することができるが、 u 相方向と同一方向を α 軸、その直交方向を β 軸とするのが一般的である。すなわち、図2(c)に示すように、 u の頂点 A から二次元平面への垂線との交点を H と定義すると、 O から H に向かう方向が α 軸の方向となる。これを踏まえ、 u の α 軸成分を求めるためには、頂点 OAF を通る断面を考えれば良いことがわかる。この断面に含まれる三角形 OAF と二次元平面に囲まれた三角形 OAH とは二組の角がそれぞれ等しいことから相似となる。したがって、 u の $\sqrt{2/3}$ 倍が α 軸成分となることがわかる。これを踏まえ、図2(d)に示す二次元平面上の位相関係を考慮すると、 $u-v-w$ 座標系と $\alpha-\beta$ 座標系との関係式は(2)式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ z \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (2)$$

ここで、 z は零相成分を表しており、二次元平面上の垂線方向の成分である。ただし、三相平衡が成立するならば零となり、モータ制御においては一般的に無視される。また、(2)式においては行列全体に $\sqrt{2/3}$ を乗じていることから、 z 軸成分の各係数は $1/\sqrt{2}$ となることに注意されたい。(2)式による変換を三相二相変

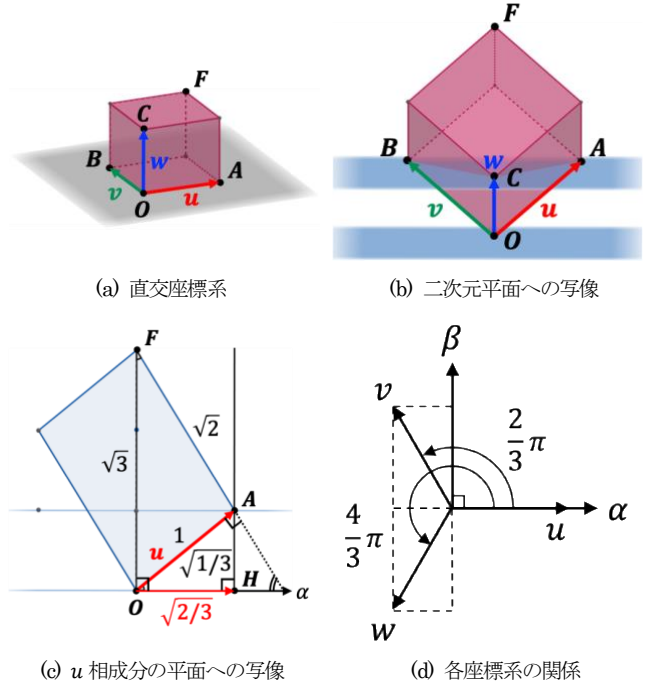


図2 三相二相変換の考え方

換と言い、これを用いることで三相交流が二相交流へ縮退されるため、電圧、電流、磁束などのベクトルの取り扱いが容易となる。ただし、三相二相変換を施しても依然として電圧、電流、磁束ベクトルは交流量のままである。したがって、電流やトルク制御を行うためには電圧の振幅、周波数および位相を適切に決定する必要がある、さらに、交流の指令値に追従させるためには次数の高い制御器を用意する必要がある、制御系設計の煩雑さに大差はない。

次に、諸量を直流量として取り扱うことが可能な回転座標変換について述べる。図3に $\alpha-\beta$ 座標系と $d-q$ 座標系の関係性を示す。ここで、 d 軸は回転子に配置される永久磁石の磁極方向、 q 軸は d 軸の直交方向として定義する。また、 α 軸と d 軸との位相差は θ_{re} となり、 $d-q$ 座標系の回転角速度は ω_{re} となる。IPMSM の場合、回転子は電源周波数と同期して回転するため、電圧、電流および磁束ベクトルの回転角速度も ω_{re} である。したがって、 ω_{re} で回転する座標系上で諸量を観測すれば、見かけ上、振幅のみが変動する直流量として扱うことが可能となる。これらを踏まえ、図3に示す位相関係を考慮すると、 $\alpha-\beta$ 座標系と $d-q$ 座標系との関係式は(3)式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

(3)式による変換を回転座標変換と言う。(2)式および(3)式を用いて(1)式を変換すると $d-q$ 座標系上の IPMSM の電圧方程式である(4)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_{re}K_E \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、 $v_d, v_q, i_d, i_q, L_d, L_q, \omega_{re}$ および $K_E = \sqrt{3/2}\psi$ はそれぞれ

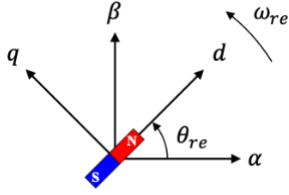


図3 α-β座標系とd-q座標系との関係

れ各軸電圧，各軸電流，各軸インダクタンス，回転速度および誘起電圧定数である。各パラメータの測定方法については文献17)を参照されたい。(4)式中の諸量はすべて直流であることから，比較的に次数の低い制御器を設計するだけで電流やトルク制御が可能となる。このため，一般的なモータ制御系はd-q座標系上で構成されることになる。ただし，回転座標変換を行う際には θ_{re} が必要となることから，これを位置センサの設置なしに推定値で代用してモータ制御系を構成する位置センサレス制御が求められている。

3. 従来の位置センサレス制御法

本論文では，主に中・高速域における位置センサレス制御法の従来法として用いられる拡張誘起電圧モデルに基づく手法⁹⁾について述べる。

まず，座標系の定義を行う。位置センサレス制御時には， θ_{re} が不明であり，これを推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ で代用していることから，厳密にはd-q座標系とは異なる，推定回転座標系(γ - δ 座標系)上でモータ制御系が構成されることになる。図4に α - β 座標系およびd-q座標系と γ - δ 座標系の関係性を示す。ここで， γ 軸および δ 軸はそれぞれ推定d軸および推定q軸を表しており， α 軸と γ 軸との位相差が $\hat{\theta}_{re}$ となり，d軸と γ 軸との軸誤差を $\Delta\theta_{re}$ ， γ - δ 座標系の回転角速度を $\omega_{re} - p\Delta\theta_{re}$ と定義している。また， $p\Delta\theta_{re}$ はd-q座標系と γ - δ 座標系との相対回転角速度を意味するため，同期すれば零となる。 γ - δ 座標系においても，d-q座標系と同様， $\omega_{re} - p\Delta\theta_{re}$ で回転する座標系上で諸量を観測すれば，見かけ上，振幅のみが変動する直流量として扱うことが可能となる。これらを踏まえ，図4に示す位相関係を考慮すると，d-q座標系と γ - δ 座標系との関係式は(5)式のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} \gamma \\ \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta_{re} & -\sin \Delta\theta_{re} \\ \sin \Delta\theta_{re} & \cos \Delta\theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (5)$$

次に，d-q座標系上のIPMSMの電圧方程式である(4)式に対して(5)式を適用することで γ - δ 座標系上のIPMSMの電圧方程式である(6)式を得る。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + pL_\gamma - (\omega_{re} - p\Delta\theta_{re})L_{\gamma\delta} & pL_{\gamma\delta} - (\omega_{re} - p\Delta\theta_{re})L_\delta \\ pL_{\gamma\delta} + (\omega_{re} - p\Delta\theta_{re})L_\gamma & R + pL_\delta + (\omega_{re} - p\Delta\theta_{re})L_{\gamma\delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \\ &\quad + \omega_{re}K_E \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_{re} \\ \cos \Delta\theta_{re} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

ここで， $v_\gamma, v_\delta, i_\gamma, i_\delta, L_\gamma, L_\delta, L_{\gamma\delta}$ はそれぞれ各軸電圧，各軸電

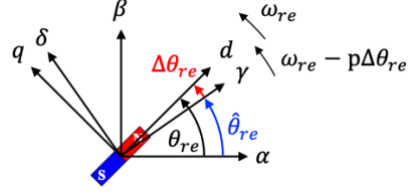


図4 α-β座標系またはd-q座標系とγ-δ座標系の関係

流，各軸インダクタンスおよび相互インダクタンスであり，

$$\begin{aligned} L_\gamma &= \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\Delta\theta_{re}) \\ L_{\gamma\delta} &= \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\Delta\theta_{re}) \\ L_{\gamma\delta} &= \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\Delta\theta_{re}) \end{aligned}$$

となる。(6)式の右辺第1項または第2項に集約されるインダクタンス成分または誘起電圧成分にそれぞれ $\Delta\theta_{re}$ が含まれるため，いずれかの成分を独立に抽出することができれば軸誤差推定値 $\Delta\hat{\theta}_{re}$ を求めることができ，これを零にするように $\Delta\hat{\theta}_{re}$ を修正すれば γ - δ 座標系をd-q座標系へ収斂させることができる。ここで，誘起電圧成分を抽出することを考える。この場合，(6)式の左辺から右辺第1項を減ずればよいが，インダクタンス成分は $2\Delta\theta_{re}$ で変動することから，正確な右辺第1項を求めることができないため，この方法では誘起電圧成分を抽出することはできない。また，減ずるための右辺第1項を求める際， $\Delta\hat{\theta}_{re}$ を1制御周期前のもので代用することも考えられるが，この場合，

$$K_E \gg \frac{|L_d - L_q|}{2} \sqrt{i_\gamma^2 + i_\delta^2}$$

を満たす必要があることが指摘されている⁹⁾。この問題を解決するために提案されたものが拡張誘起電圧に基づく手法である。この手法では，d-q座標系の把握に都合の良い新たな誘起電圧を定義することで，純粋な数学的手法のみで $2\Delta\theta_{re}$ を消去しており，あらゆるIPMSMにおける位置センサレス制御が可能となる。以下に， $2\Delta\hat{\theta}_{re}$ の消去の過程およびこれによって導出される拡張誘起電圧について示す。

数学的には，(6)式にて生じる $2\Delta\theta_{re}$ は(4)式の対角項および非対角項のインダクタンスがそれぞれ異なることに起因する。したがって，これらがそれぞれ一致するように(4)式の各インダクタンスを置き換え，余剰分を誘起電圧成分としてまとめることを考える。ここで，まとめられる誘起電圧成分をq軸のみに集約するといった制約条件を設けるとそれぞれ対角項は L_d ，非対角項は L_q に統一される。この条件のもと，電圧方程式の整合性を担保して式変形を行うと(7)式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &\quad + \{(L_d - L_q)(\omega_{re}i_d - pi_q) + \omega_{re}K_E\} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7)$$

(7)式はd-q座標系上の拡張誘起電圧モデル，(7)式の右辺第2項はd-q座標系上の拡張誘起電圧とそれぞれ定義される。(7)式より，拡張誘起電圧は各軸電流の変化によって振幅は変化するものの，発生する成分はq軸のみであることから，その

位相は変化しないことがわかる。さらに、(7)式を $\gamma - \delta$ 座標系上のものに変換することを考える。(5)式を用いて(7)式を変換すると $\gamma - \delta$ 座標系上の拡張誘起電圧モデルである(8)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & (p\Delta\theta_{re})L_d - \omega_{re}L_q \\ -(p\Delta\theta_{re})L_d + \omega_{re}L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \{(L_d - L_q)(\omega_{re}i_d - pi_q) + \omega_{re}K_E\} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta_{re} \\ \cos\Delta\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (8)$$

ここで、(8)式の右辺第 2 項は $\gamma - \delta$ 座標系上の拡張誘起電圧と定義される。(8)式より、 $\Delta\theta_{re}$ に関する情報はその微分項 $p\Delta\theta_{re}$ を除けば拡張誘起電圧に集約されることがわかり、これは(8)式の左辺から右辺第 1 項を減ずることで推定できる。したがって、(9)式に示すように、この各軸の拡張誘起電圧推定値を用いた逆正接演算を行うことで軸誤差推定値 $\Delta\hat{\theta}_{re}$ が得られる。

$$\Delta\hat{\theta}_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{-\{v_\gamma - (R + pL_d)i_\gamma + \omega_{re}L_q i_\delta\}}{v_\delta - (R + pL_d)i_\delta + \omega_{re}L_q i_\gamma} \right) \quad (9)$$

$\Delta\hat{\theta}_{re}$ を入力とした PLL を構成することで $\hat{\theta}_{re}$ および推定回転角速度 $\hat{\omega}_{re}$ を求め、位置センサレス制御が実現される。

4. 提案する位置センサレス制御法

本論文では、文献 9) で提案されている拡張誘起電圧モデルを用い、文献 18) で提案されている $p - q$ 理論に基づく瞬時電力を求めることで、新たに $d - q$ 座標系上で観測される電流位相と同等のものを推定している。 $p - q$ 理論は、写像の概念を導入することで、スイッチングによる電圧変動や瞬時の負荷変動に対応可能な瞬時電力を用いて三相交流回路を捉える理論であり、主に電力変換器における無効電力補償に用いられている。 $p - q$ 理論では、電源と任意の負荷(本論文ではモータに相当する)との電力の授受を、 θ_{re} を介することなく解析している。そこで、瞬時電力を用いた新たな位置センサレス制御法を提案する。

まず、 $p - q$ 理論にて定義される瞬時実電力 p_{in} および瞬時虚電力 q_{in} を導出する。 p_{in} および q_{in} は、直交する二軸の座標系上で表される瞬時電圧および瞬時電力の内積および外積で表され、原理的には $\alpha - \beta$ 座標系、 $d - q$ 座標系および $\gamma - \delta$ 座標系のいずれでも導出可能である。文献 18) では $\alpha - \beta$ 座標系上で表現されているが、本論文では位置センサレス制御への応用の都合上、 $\gamma - \delta$ 座標系上の拡張誘起電圧モデルである(8)式を用いて p_{in} および q_{in} を導出すると(10)式および(11)式が得られる。

$$\begin{aligned} p_{in} &= v_\gamma i_\gamma + v_\delta i_\delta \\ &= R(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + \frac{1}{2}pL_d(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \\ &\quad - e \sin\Delta\theta_{re} \cdot i_\gamma + e \cos\Delta\theta_{re} \cdot i_\delta \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} q_{in} &= v_\delta i_\gamma - v_\gamma i_\delta \\ &= L_d(i_\gamma pi_\delta - i_\delta pi_\gamma) - (p\Delta\theta_{re})L_d(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \\ &\quad + \omega_{re}L_q(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + e \cos\Delta\theta_{re} \cdot i_\gamma + e \sin\Delta\theta_{re} \cdot i_\delta \end{aligned} \quad (11)$$

ここで、 e は拡張誘起電圧であり、

$$e = (L_d - L_q)(\omega_{re}i_d - pi_q) + \omega_{re}K_E$$

である。(10)式の右辺第 3 項および第 4 項は、線形時不変システムを仮定すると i_γ に対して $\sin\Delta\theta_{re}$ を乗じたものおよび i_δ に対して $\cos\Delta\theta_{re}$ を乗じたものに、さらに、それぞれ e が乗じられたものと捉えることができる。すなわち、(5)式の逆変換とみなすことができる。(11)式の右辺第 4 項および第 5 項も同様に考えると、(10)式および(11)式はそれぞれ(12)式および(13)式のように変形することができる。

$$\begin{aligned} p_{in} &= R(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + \frac{1}{2}pL_d(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \\ &\quad + e(-i_\gamma \sin\Delta\theta_{re} + i_\delta \cos\Delta\theta_{re}) \\ &= R(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + \frac{1}{2}pL_d(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + ei_q \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} q_{in} &= L_d(i_\gamma pi_\delta - i_\delta pi_\gamma) - (p\Delta\theta_{re})L_d(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \\ &\quad + \omega_{re}L_q(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + e(i_\gamma \cos\Delta\theta_{re} + i_\delta \sin\Delta\theta_{re}) \\ &= L_d(i_\gamma pi_\delta - i_\delta pi_\gamma) - (p\Delta\theta_{re})L_d(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \\ &\quad + \omega_{re}L_q(i_\gamma^2 + i_\delta^2) + ei_d \end{aligned} \quad (13)$$

(12)式および(13)式より、 p_{in} および q_{in} にはそれぞれ e に対して $d - q$ 座標系上の電流 i_d または i_q を乗じたものが含有されることがわかる。これは θ_{re} を用いることなく、 $d - q$ 座標系上の成分を求めることが可能であることを意味するため、これに起因する成分を抽出して目標値と定めることができれば、位置および速度推定が可能であると捉えることができる。

次に、これらの成分を抽出することを考える。本論文では計算の簡略化の観点から、 $pL_d(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \approx 0$ 、 $i_\gamma pi_\delta - i_\delta pi_\gamma \approx 0$ 、 $p\Delta\theta_{re} \approx 0$ として理論展開を進める。これらの項を無視した理由は以下の通りである。 $p\Delta\theta_{re}$ については検出することが不可能であるため、文献 8)、9) などと同様、モデル化誤差として無視した。その他の電流の微分に関する項は、過渡状態において発生する項であり、定常状態においては零となること、また、微小時間の差分によって近似的に得ることも可能であるが、検出電流に含まれるノイズの影響を低減させることを考えるとローパスフィルタ(LPF)を挿入せざるを得なく、本来使用すべき値を得ることは困難であるために無視した。これを踏まえ、(12)式および(13)式を簡略化すると、(14)式および(15)式が得られる。

$$e\hat{i}_q = p_{in} - R(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \quad (14)$$

$$e\hat{i}_d = q_{in} - \hat{\omega}_{re}L_q(i_\gamma^2 + i_\delta^2) \quad (15)$$

ここで、“ $\hat{}$ ”は推定値を表している。(14)式および(15)式で得られた $e\hat{i}_q$ および $e\hat{i}_d$ を用いて(16)式に示す逆正接演算を行うことで、実位置の情報である θ_{re} を用いることなく d 軸方向から電流ベクトル方向までの位相の推定値(以下、 $d - q$ 座標系上の電流位相とする) $\hat{\theta}_{i(dq)}$ を得ることができる。

$$\hat{\theta}_{i(dq)} = \tan^{-1} \left(\frac{e\hat{i}_q}{e\hat{i}_d} \right) \quad (16)$$

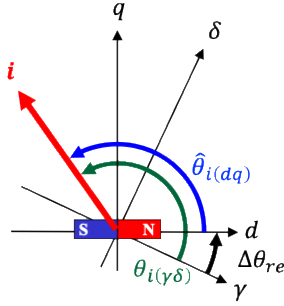


図5 各電流位相と関係

一方, IPMSM を位置センサレス制御にて駆動している場合には, $\hat{\theta}_{re}$ を用いて $\gamma - \delta$ 座標系上の電流を計算していることから, γ 軸方向から電流ベクトル方向までの位相(以下, $\gamma - \delta$ 座標系上の電流位相とする) $\hat{\theta}_{i(\gamma\delta)}$ も, (17)式に示すように, 同様に得ることができる。

$$\hat{\theta}_{i(\gamma\delta)} = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{i}_\delta}{\hat{i}_\gamma} \right) \quad (17)$$

これらの電流位相の関係を図5に示す。同図より, $\hat{\theta}_{i(dq)}$ と $\hat{\theta}_{i(\gamma\delta)}$ とを追従させるように PLL を構成すれば, $\hat{\theta}_{re}$ および $\hat{\omega}_{re}$ が求まる。本論文では, 電流位相を所望の位相へ収斂させて位置センサレス制御を実現する本手法を電流位相収斂法と定義する。一般的な位置センサレス制御では, 拡張誘起電圧などの状態量を推定する^{8, 9)}, または, 意図せず発生する電流の干渉成分の振幅成分を信号処理によって抽出する^{7, 10)}ことで位置および速度推定を行うが, 提案法は $p - q$ 理論を応用することで基準となる $d - q$ 座標系上の電流位相を求めることができることを発見したことから, 電流位相から新たに軸誤差推定が可能となることを示した点に新規性がある。

本論文では, 従来から用いられている PLL を構成しており, 以下ではこれについて述べる。図6に一般的なフィードバック制御系のブロック線図を示す。位置および速度推定用 PLL はフィードバック制御系に基づいて構成されており, θ_{re} を目標値と捉え, 制御出力と見なした $\hat{\theta}_{re}$ を追従させるように制御器設計を行っている。したがって, まずは θ_{re} が得られると仮定し, このフィードバック制御系が安定に動作する制御器を設計する。制御器設計を行うにあたり, 以下の2点を決定する必要がある。

(I) 制御対象および操作量

(II) 内部モデル原理を満足する制御器の構造

(I)については, 回転速度を積分すれば位置となることから, 一般的に, 制御対象および操作量はそれぞれ $1/s$ および $\hat{\omega}_{re}$ が採用される。(II)については, θ_{re} はランプ変化することおよび制御対象が $1/s$ であることを考慮すると, 開ループ伝達関数は $C(s)/s$ となることから, 内部モデル原理より, 制御器には積分器が一つ以上含まれれば良いことがわかる。ただし, 制御器として積分器のみを採用すると, 位相遅れが最大 180° 生じるため, むだ時間による位相遅れが生じると不安定化する恐れがある。したがって, 一般的に, 安定性および応答性を考慮して PI 制御器が採用される。これらを踏まえ, 位置および速度推定用 PLL

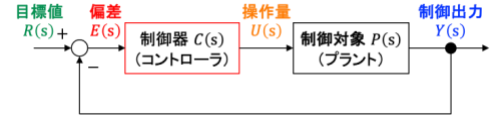


図6 フィードバック制御系のブロック線図

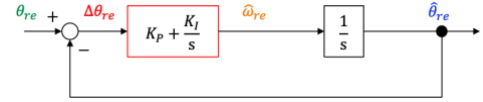


図7 位置および速度推定用 PLL の基本構成

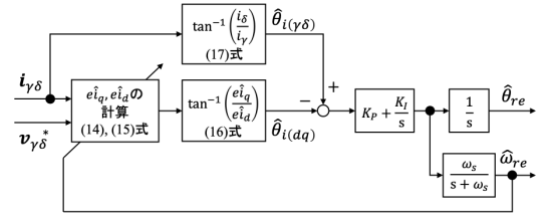


図8 位置および速度推定器の構成

の構成を描くと図7が得られる。ここで, K_p および K_i はそれぞれ PLL の比例ゲインおよび積分ゲインである。以上より, 制御器の構造が決定したため, PLL が安定に動作するゲイン設計を行う。図7より, θ_{re} から $\hat{\theta}_{re}$ の閉ループ伝達関数 $G_c(s)$ は(18)式となる。

$$G_c(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (18)$$

ここで, $G_c(s)$ が安定となる各ゲインの条件は無数に存在するが, 計算の簡略化のため, 2次遅れ要素の特性を表す減衰係数 ζ および固有角周波数 ω_n を用いて各ゲインを設計することを考える。すなわち, $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ との係数比較を行うことで, (19)式および(20)式のように設計する。

$$K_p = 2\zeta\omega_n \quad (19)$$

$$K_i = \omega_n^2 \quad (20)$$

これにより, 各ゲインが決定したため, 制御器への入力である $\theta_{re} - \hat{\theta}_{re} = \Delta\theta_{re}$ を(16)式および(17)式で求めた $\hat{\theta}_{i(dq)} - \hat{\theta}_{i(\gamma\delta)} = \Delta\hat{\theta}_{re}$ で代用し, 位置および速度推定器の全体構成を描くと図8が得られる。ただし, 実機実装の都合上, $\hat{\omega}_{re}$ の脈動を抑制するため, 電流やトルクを制御する制御器では帯域 ω_s のローパスフィルタ(LPF: Low Pass Filter)処理を施したものを推定速度として利用している。同図の構成を実装すれば, θ_{re} を用いることなく $\hat{\theta}_{re}$ および $\hat{\omega}_{re}$ を安定に求めることができ, これらを用いてモータ制御系を構成すれば位置センサレス制御を実現することができる。ただし, 電力情報は電流が零の場合には得られないため, 本論文では電流指令値の大きさに下限値を設けている。

5. シミュレーションおよび実機実験

提案法の妥当性を検証するため, シミュレーションを行った。

表 1 供試機のパラメータ

パラメータ	値
抵抗	R 0.22 Ω
d 軸インダクタンス	L_d 1.0 mH
q 軸インダクタンス	L_q 2.0 mH
誘起電圧定数	K_E 0.0524 V/(rad/s)
極対数	P_n 4 pole pairs
電流制限値	i_{lim} 8.66 A

表 2 制御系の設定

パラメータ	値
直流リンク電圧	V_{DC} 80 V
キャリア周波数	f_c 10 kHz
制御周期	T_c 50 μ s
デッドタイム	t_d 4 μ s

表 1 および表 2 にそれぞれシミュレーションに用いた IPMSM のパラメータおよび制御器に用いた各設定値を示す。ここで、 i_{lim} および v_{lim} はそれぞれ $d-q$ 座標系または $\gamma-\delta$ 座標系上における電流制限値および電圧制限値であり、 $v_{lim} = V_{DC}/\sqrt{2}$ となる。本シミュレーションでは、自動車の加減速動作のように、回転速度は外部システムによって与えられる状態でトルク、ひいては電流を制御するシステムを想定した。ここで、所望のトルクを得るための電流指令値生成は 2 種類用いており、1 つは比較的回転速度が低い場合に用いられる、IPMSM の銅損を最小化することで、同一トルクを最小の電流で実現するための制御法である最大トルク/電流制御、もう 1 つは高速回転時に用いられる、IPMSM の誘起電圧が電源電圧を超える場合、あらかじめ誘起電圧を抑制するように電流を流すことで、さらなる高速回転を実現するための制御法である弱め磁束制御を用いた。これにより、電流制限下および電圧制限下における最大トルクまたは最高出力での駆動が可能となる。また、図 8 で示した K_p および K_I は、PLL が 2 次遅れ要素となることを考慮し、 $\zeta = 0.707$ 、 $\omega_n = 100$ rad/s となるよう、 $K_p = 141.4$ 、 $K_I = 10000$ と設計し、さらに、 $\hat{\omega}_{re}$ を得るために使用した LPF の帯域 $\omega_s = 2000$ rad/s と設計した。また、瞬時電力の計算に用いる電圧および電流はそれぞれモータ制御を行う際に用いられる電圧指令値で代用およびセンサでの取得した値を用いている。

本シミュレーションでは負荷機によって速度を 1200 min^{-1} から 3100 min^{-1} にランプ変化させることを想定し、位置センサレス制御下で速度のランプ変化開始と同時に電流振幅指令値 i^* を 1 A から 8.66 A (定格電流) にステップ変化させた場合の i_γ およびその指令値 i_γ^* 、 i_δ およびその指令値 i_δ^* 、 $\Delta\hat{\theta}_{re} = \hat{\theta}_{i(aq)} - \hat{\theta}_{i(\gamma\delta)}$ 、位置推定誤差 $\Delta\theta_{re} = \hat{\theta}_{re} - \theta_{re}$ を評価した。図 9 にシミュレーション結果を示す。また、図 10 に同条件における電流指令値のステップ変化部分の拡大図を示す。図 9 より、各軸電流はその指令値に追従しており、定常的な $\Delta\theta_{re}$ は生じているものの、推定速度はほぼ実速度と一致している。この定常的な $\Delta\theta_{re}$ は、制御周期を短くすることで減少することを確認したため、離散化誤差に起因するものである。 $\Delta\hat{\theta}_{re}$ については特に i_γ に起因した脈動が残存しているが、これはシミュレーション上で構成したインバータモデルで生じる短絡防止用に設けられる 4 μ s のデッドタイムに影響するものであり、電圧指令値とインバータを介して出力される実電圧とに誤差があるためである。本シミュレーションにおいてもデッドタイム補償は行っているものの、三相電流が零付近では符号の関係で適切に補償しきれていないこと、位置センサを使用するシミュレーションにおいても i_d が同程度脈動していることから、これが原因であると判断した。た

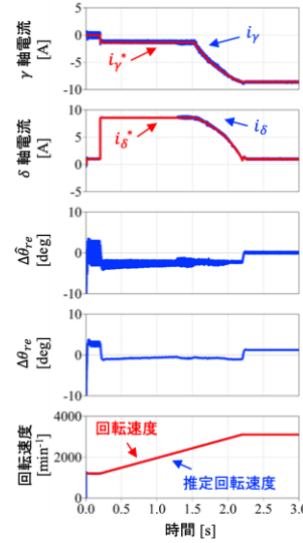


図 9 速度ランプ応答のシミュレーション結果

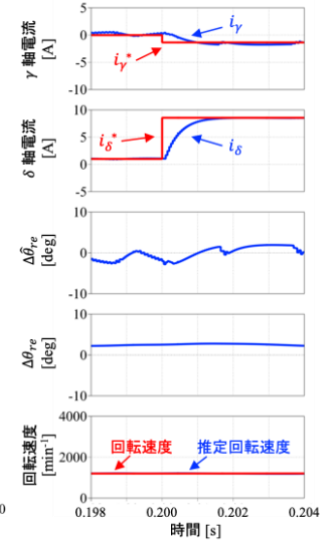
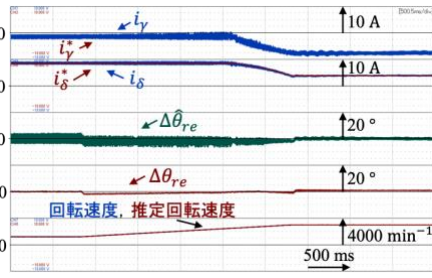


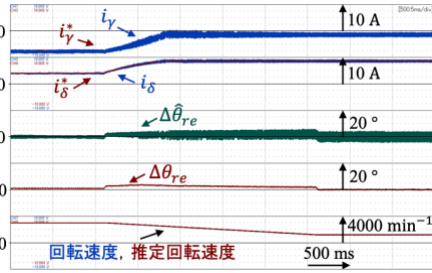
図 10 電流ステップ応答のシミュレーション結果

だし、 $\Delta\theta_{re}$ の波形からも確認できるように、PLL の帯域によって $\hat{\theta}_{re}$ の脈動は抑えられることから、問題はないと考えている。本シミュレーションにおける $\Delta\theta_{re}$ の平均値は、 1200 min^{-1} 時に約 2.74° 、 3100 min^{-1} 時に約 1.23° となり、 $\Delta\theta_{re}$ の大きさの最大値は 3.84° と良好な位置推定性能が得られた。また、図 10 より、過渡状態においても過大な $\Delta\theta_{re}$ が生じていないことから、提案法による位置センサレス制御の実現可能性を確認することができた。

次に、提案法の有効性を検証するため、実機実験を行った。供試機として用いた IPMSM のパラメータ公称値および制御器に用いた各設定値はそれぞれ表 1 および表 2 と同様であり、PLL および LPF の設定もシミュレーションと同様である。また、負荷機には誘導モータを使用しており、負荷機によって速度制御を行い、供試機は電流制御にて駆動している。供試機を駆動するための各種演算装置およびインバータにはそれぞれ Myway プラス社製デジタル制御システム PE-Expert4 および Myway プラス社製インバータユニット MWINV-9R122C を使用した。本実験では 2 種類の実験を行っており、1 つは準定常特性を評価するための速度ランプ応答、もう 1 つは過渡特性を評価するための電流ステップ応答を検証した。まず、供試機に与える i^* をその制限値である 8.66 A 一定とし、負荷機によって回転速度を 1200 min^{-1} から 3000 min^{-1} および 3000 min^{-1} から 1200 min^{-1} にランプ変化させた場合の i_γ 、 i_γ^* 、 i_δ 、 i_δ^* 、 $\Delta\hat{\theta}_{re}$ 、 $\Delta\theta_{re}$ を評価した。図 11 に速度ランプ応答の結果を示す。同図より、加減速ともに各軸電流はその指令値に追従しており、定常的な $\Delta\theta_{re}$ は生じているものの、推定速度はほぼ実速度と一致している。 $\Delta\theta_{re}$ の平均値は、 1200 min^{-1} 時に約 0.06° 、 3000 min^{-1} 時に約 0.95° となり、 $\Delta\theta_{re}$ の大きさの最大値は 3.86° と良好な位置推定性能が得られた。次に、負荷機によって回転速度をそれぞれ、最大トルク/電流制御のみで駆動される 1200 min^{-1} および弱め磁束制御のみで駆動される 3000 min^{-1} に固定し、 i^* を 1 A から



(a) 1200 min⁻¹ から 3000 min⁻¹



(b) 3000 min⁻¹ から 1200 min⁻¹

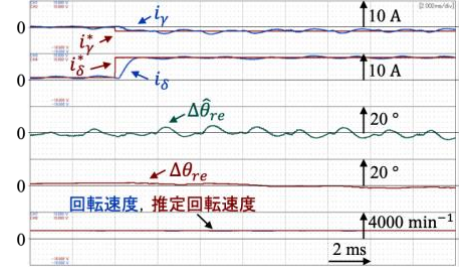
図 11 速度ランプ応答の実験結果

8.66 A (定格電流) および 8.66 A から 1 A にステップ変化させた場合の i_γ , i_γ^* , i_δ , i_δ^* , $\Delta\hat{\theta}_{re}$, $\Delta\theta_{re}$ を評価した。図 12 および図 13 にそれぞれの回転速度における電流ステップ応答の結果を示す。同図より、いずれの速度域においても定常的な $\Delta\theta_{re}$ は生じているものの、電流指令値のステップ変化に伴う過大な $\Delta\theta_{re}$ は生じていないことがわかる。また、各速度における $\Delta\theta_{re}$ の最大値はいずれも 8.66 A から 1 A にステップ変化させた場合に発生しており、それぞれ、1200 min⁻¹ 時に 3.46° および 3000 min⁻¹ 時に 1.43° となった。これは電流振幅の減少に伴う、電流位相推定精度の低下が原因だと考えている。なお、過渡状態における $\Delta\hat{\theta}_{re}$ については特に減速時に影響が生じやすく、図 12 より、電流指令値のステップ変化直後に大きく変動していることがわかる。これは電圧指令値の変化に伴う瞬時電力の急変が要因である。(10)式および(12)式に示したように、提案法では瞬時電圧と瞬時電流の内積および外積を求めることで瞬時電力を求めているため、電圧指令値が急峻し、かつ、電流値が小さくなる過渡状態において、 $\Delta\hat{\theta}_{re}$ が大きく変動するといったことが生じる。しかし、位置および速度推定は後段の PLL によって行われるため、PLL の帯域がこの変動による影響を抑制するため、 $\Delta\theta_{re}$ への影響は軽微なものとなる。このように、PLL の応答にもよるが、実用上は問題にならないと判断した。

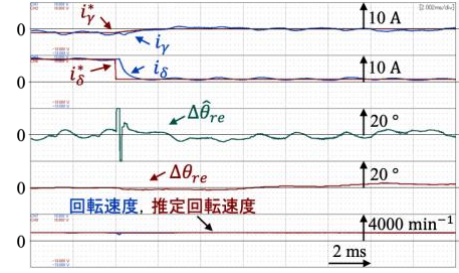
以上より、提案法による位置センサレス制御の実現可能性が確認でき、速度がランプ変化する条件および電流指令値がステップ変化する条件においても良好な位置センサレス制御を実現できることも確認できた。

6. 提案法の小電流および停止・低速域への対応

本論文で提案した電流位相収斂法に基づく位置センサレス制御法は、瞬時電力情報から位置および速度を推定していることから、小電流時や印加電圧が低くなる停止・低速域では、S/N

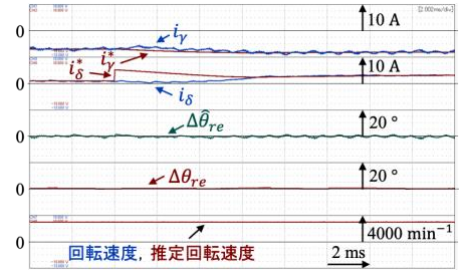


(a) 1 A から 8.66 A

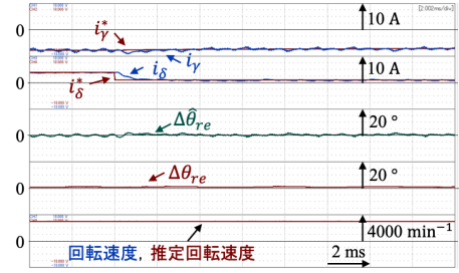


(b) 8.66 A から 1 A

図 12 1200 min⁻¹ における電流ステップ応答の実験結果



(a) 1 A から 8.66 A



(b) 8.66 A から 1 A

図 13 3000 min⁻¹ における電流ステップ応答の実験結果

(Signal to Noise) 比の関係上、これらの推定が困難となる。ただし、駆動に用いる電圧とは別に、位置および速度推定のための探査信号として高周波電流を重畳し、これによって生じる高周波瞬時実電力 p_{inh} および高周波瞬時虚電力 q_{inh} を励起させることができれば、全運転条件において安定な位置センサレス制御を実現することが可能である。そこで、本論文では高周波電流重畳を利用した小電流および停止・低速向けの電流位相収斂法に基づく位置センサレス制御を提案する。

$\gamma - \delta$ 座標系上の拡張誘起電圧モデルである(8)式に対し、提案法と同様、バンドパスフィルタ(BPF: Band Pass Filter)処理を施し、 $p\Delta\theta_{re} \approx 0$ とした上で高周波成分のみを抽出すると(21)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma h} \\ v_{\delta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma h} \\ i_{\delta h} \end{bmatrix} + e_h \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_{re} \\ \cos \Delta\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (21)$$

ここで、 e_h は高周波拡張誘起電圧であり、

$$e_h = (L_d - L_q)(\omega_{re}i_{dh} - p i_{qh})$$

である。(21)式を用いて p_{inh} および q_{inh} を導出すると(22)式および(23)式が得られる。

$$\begin{aligned} p_{inh} &= v_{\gamma h}i_{\gamma h} + v_{\delta h}i_{\delta h} \\ &= R(i_{\gamma h}^2 + i_{\delta h}^2) + \frac{1}{2}pL_d(i_{\gamma h}^2 + i_{\delta h}^2) \\ &\quad - e_h \sin \Delta\theta_{re} \cdot i_{\gamma h} + e_h \cos \Delta\theta_{re} \cdot i_{\delta h} \\ &= R(i_{\gamma h}^2 + i_{\delta h}^2) + \frac{1}{2}pL_d(i_{\gamma h}^2 + i_{\delta h}^2) + e_h i_{qh} \quad (22) \\ q_{in} &= v_{\delta h}i_{\gamma h} - v_{\gamma h}i_{\delta h} \\ &= L_d(i_{\gamma h}p i_{\delta h} - i_{\delta h}p i_{\gamma h}) + \omega_{re}L_q(i_{\gamma}^2 + i_{\delta}^2) \\ &\quad + e_h \cos \Delta\theta_{re} \cdot i_{\gamma h} + e_h \sin \Delta\theta_{re} \cdot i_{\delta h} \end{aligned}$$

$= L_d(i_{\gamma h}p i_{\delta h} - i_{\delta h}p i_{\gamma h}) + \omega_{re}L_q(i_{\gamma}^2 + i_{\delta}^2) + e_h i_{dh} \quad (23)$
(22)式および(23)式より、上述の提案法と同様、 p_{inh} および q_{inh} にはそれぞれ e_h に対して $d-q$ 座標系上の高周波電流 i_{dh} および i_{qh} を乗じたものが含有されることがわかる。したがって、これらの成分を抽出することができれば位置推定の基準となる電流位相を得ることができる。本論文では(24)式に示す高周波電流を重畳することを考える。

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma h} \\ i_{\delta h} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos(\theta_h) \\ \sin(\theta_h) \end{bmatrix} \quad (24)$$

ここで、 I_h および θ_h はそれぞれ高周波電流の振幅および位相であり、高周波電流の角周波数 ω_h を用いれば

$$\theta_h = \int \omega_h dt$$

と表すことができる。また、(24)式に(5)式の逆変換を行い、 i_{dh} および i_{qh} を求めると(25)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = I_h \begin{bmatrix} \cos(\theta_h + \Delta\theta_{re}) \\ \sin(\theta_h + \Delta\theta_{re}) \end{bmatrix} \quad (25)$$

(22)式および(23)式の e_h を展開し、かつ、(24)式および(25)式を代入し、整理すると(26)式および(27)式が得られる。

$$\begin{aligned} p_{inh} &= RI_h^2 + \frac{1}{2}pL_dI_h^2 \\ &\quad + \frac{1}{2}(L_d - L_q)I_h^2(\omega_{re} - \omega_h)\sin(2\theta_h + 2\Delta\theta_{re}) \quad (26) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} q_{inh} &= (\omega_h L_d + \omega_{re} L_q)I_h^2 \\ &\quad + \frac{1}{2}(L_d - L_q)I_h^2(\omega_{re} - \omega_h i_{qh})(1 - \cos(2\theta_h + 2\Delta\theta_{re})) \quad (27) \end{aligned}$$

(27)式および(28)式より、 p_{inh} および q_{inh} から BPF 処理によって $2\theta_h + 2\Delta\theta_{re}$ に関する成分を抽出し、提案法と同様、(28)式に示す逆正接演算を行うことで、 $2\theta_h$ の位相差として $d-q$ 座

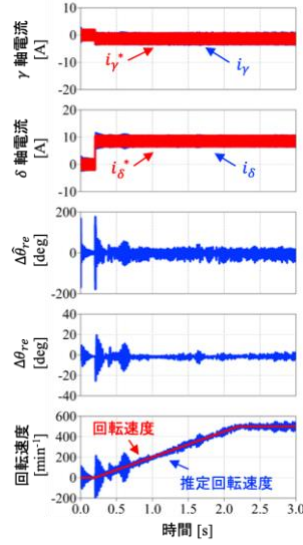


図 14 高周波電流重畳時の速度ランプ応答のシミュレーション結果

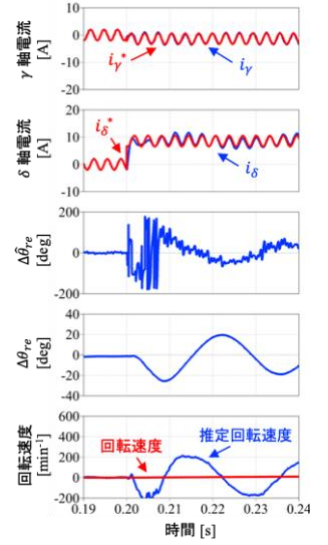


図 15 高周波電流重畳時の電流ステップ応答のシミュレーション結果

標系と $\gamma-\delta$ 座標系との位相差の 2 倍角成分である $2\Delta\theta_{re}$ を抽出することができる。

$$\hat{\theta}_{i(dq2h)} = \tan^{-1} \left(\frac{\text{BPF}(p_{inh})}{\text{BPF}(q_{inh})} \right) \quad (28)$$

一方、 $i_{\gamma h}$ および $i_{\delta h}$ は観測可能であるため、(29)式に示すように、これらを逆正接演算してその位相を 2 倍すれば、 $2\theta_h$ も抽出することができる。

$$2\hat{\theta}_h = 2 \cdot \tan^{-1} \left(\frac{i_{\delta h}}{i_{\gamma h}} \right) \quad (29)$$

したがって、提案法と同様、 $\hat{\theta}_{i(dq2h)}$ と $2\hat{\theta}_h$ とを追従させるように PLL を構成すれば $\hat{\theta}_{re}$ および $\hat{\omega}_{re}$ が求まる。

高周波電流重畳による提案法の妥当性を検証するため、シミュレーションを行った。シミュレーションに用いた IPMSM のパラメータ、制御器に用いた各設定値、電流指令値の生成、PLL の設計値はすべて 5 章で示したものと同一であり、 I_h および ω_h はそれぞれ 2 A および 2000 rad/s とした。本シミュレーションでは負荷機によって速度を 0 min^{-1} から 500 min^{-1} にランプ変化させることを想定し、位置センサレス制御下で速度のランプ変化開始と同時にモータの平均トルクを制御するための電流振幅指令値 i^* を 0 A から 8.66 A にステップ変化させた場合の i_{γ} 、 i_{γ}^* 、 i_{δ} 、 i_{δ}^* 、 $\Delta\theta_{re}$ 、 $\Delta\hat{\theta}_{re}$ を評価した。図 14 にシミュレーション結果を示す。また、図 15 に同条件における電流指令値のステップ変化部分の拡大図を示す。同図より、高周波電流がその指令値通りに流れない箇所において $\Delta\theta_{re}$ が増大することが確認でき、特に、電流振幅指令値のステップ変化直後に約 -25.6° の $\Delta\theta_{re}$ が発生した。 $\Delta\theta_{re}$ の低減に向けた対策を講じる必要はあるものの、提案法の考え方においても位置センサレス制御が可能であることを示すことができた。

さらに、提案法の実現可能性を検証するため、実機実験を行っ

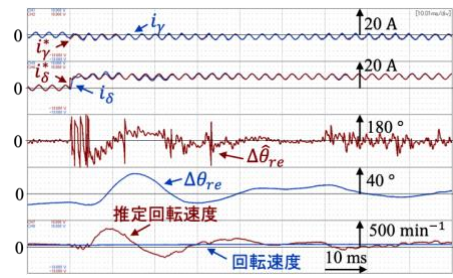
た。供試機として用いた IPMSM のパラメータ、制御器に用いた各設定値、電流指令値の生成、PLL の設計値はすべて 5 章で示したものと同一であり、シミュレーションと同様、 I_h および ω_h はそれぞれ 2 A および 2000 rad/s とした。負荷機によって回転速度を 30 min^{-1} に固定し、 i^* を 1 A から 8.66 A (定格電流) および 8.66 A から 1 A にステップ変化させた場合の i_γ , i_γ^* , i_δ , i_δ^* , $\Delta\hat{\theta}_{re}$, $\Delta\theta_{re}$ を評価した。図 16 に電流ステップ応答の結果を示す。同図より、定常的 $\Delta\theta_{re}$ が発生しており、過渡状態においては最大で約 30° の $\Delta\theta_{re}$ が発生しているが、位置センサレス制御系は破綻することなく動作していることから、提案法の実現可能性を確認することができた。実用化に向けては $\Delta\theta_{re}$ の低減が必要であるが、これは今後の検討課題としたい。

7. まとめ

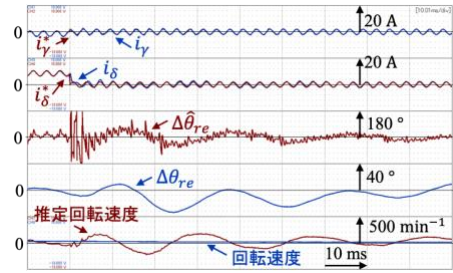
本論文では、IPMSM の位置センサレス制御法の一つとして電流位相収斂法に基づく手法を提案し、シミュレーションおよび実機実験によってその有効性および実現可能性を検証した。今後は高周波信号重畳時の位置推定誤差低減に向けた検討を行う予定である。

参考文献

- 1) 株式会社安川電機製作所:「メカトロニクスのためのサーボ技術入門」, 日刊工業新聞社 (1986)
- 2) 株式会社日立製作所総合教育センタ技術研修所:「わかりやすい小形モータの技術」, オーム社 (2002)
- 3) 財団法人新機能素子研究開発協会:「電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査」, 財団法人新機能素子研究開発協会 (2009)
- 4) 堀孝正:「モータ制御の 25 年」, 電気学会誌, Vol. 133, No. 10, pp. 668-670 (2013)
- 5) 武田洋次・松井信行:「永久磁石同期電動機とその制御技術の進歩」, 電気学会誌, Vol. 119, No. 8-9, pp. 503-504 (1999)
- 6) 竹下隆晴・市川誠・李宙祐・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」, 電気学会論文誌 D, Vol. 117, No. 1, pp. 98-104 (1997)
- 7) T. Aihara, A. Tobia, T. Yanase, A. Mashimo and K. Endo: "Sensorless Torque Control of Salient-Pole Synchronous Motor at Zero-Speed Operation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp. 202-208 (1999)
- 8) 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・速度センサレス制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 7, pp. 722-729 (2002)
- 9) 市川真二・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」, 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 12, pp. 1088-1096 (2002)



(a) 0 A から 8.66 A



(b) 8.66 A から 0 A

図 16 30 min^{-1} における電流ステップ応答の実験結果

- 10) 金子大吾・岩路善尚・坂本潔・遠藤常博:「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 2, pp. 140-148 (2003)
- 11) 谷本茂也・長竹和夫:「家電機器用のモータとインバータ」, 東芝レビュー, Vol. 55, No. 4, pp. 25-28 (2000)
- 12) 三上浩幸・井出一正・清水幸昭・妹尾正治・関秀明:「進化するモータ」, 日立評論, Vol. 92, No. 12, pp. 46-51 (2010)
- 13) 佐竹彰・山崎尚徳:「社会ニーズに応えるモータ駆動制御技術の進化と展望」, 三菱電機技報, Vol. 91, No. 7, pp. 43-46 (2017)
- 14) 近藤史弥・道木慎二:「位置センサレス制御技術を利用した永久磁石同期モータ電流制御系のフェイルセーフ化についての検討」, 平成 30 年電気学会全国大会, Vol. 5, No. 094, pp. 164-165 (2018)
- 15) Y.S. Jeong, S.K. Sul, S.E. Schulz and N.R. Patel: "Fault detection and fault-tolerant control of interior permanent-magnet motor drive system for electric vehicle", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 1, pp. 46-51 (2005)
- 16) 古田大地・井手徹・朝比奈和希・松本純:「SPMSM 位置センサレス制御における非干渉制御誤差を利用した脱調検出」, 2023 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 3, No. 70, pp. 387-388 (2023)
- 17) 電気学会・センサレスベクトル制御の整理に関する調査専門委員会:「ACドライブシステムのセンサレスベクトル制御」, オーム社 (2016)
- 18) 赤木泰文:「瞬時無効電力理論の 18 年 ―誕生, 応用, そして発展―」, パワーエレクトロニクス研究会論文誌, Vol. 26, No. 1, pp. 2-11 (2000)