

負荷の周期性に注目した推定誤差補償を行う推定系を有する

PMSM のセンサレスベクトル制御の検討

内藤 雅久* 熊谷 崇宏 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Sensorless Control of PMSM with Estimated System to Reduce Estimated Error Focusing Periodic Load Fluctuation

Masayuki Naito*, Takahiro Kumagai, Hiroki Watanabe, Jun-ich Itoh (Nagaoka University of Technology)

The paper proposes a sensorless control of PMSM with estimated system to reduce estimated error focusing periodic load fluctuation. In the sensorless vector control, estimated precision of a position and the speed decides torque and speed control performance. If response of estimator is low, estimated errors are always remain when periodic load fluctuation is input. Method of reduced errors are raising estimated response. However, raising estimation response has limitations this limitation is controller. Proposed method is focusing estimated error has periodicity. Using periodicity, proposed method can reduce an estimated error. As a result, in simulation, position estimated error is reduced by 61.9 % in comparison to conventional.

キーワード: 永久磁石同期電動機, センサレスベクトル制御, 周期的な負荷変動, モータ定数

(Permanent Magnet Synchronous Motor, Sensorless Vector Control, Periodic Load Fluctuation, Motor Parameter)

1. はじめに

近年, 永久磁石同期電動機(PMSM)は小型, 高効率といった利点を有することから, 家電製品などに幅広く用いられている^{(1)~(4)}. エアコンや冷蔵庫などの機器には, いずれも冷媒を圧縮するためのコンプレッサが組み込まれており, モータによりコンプレッサを駆動することで熱交換を行う。コンプレッサは圧縮を行う際, 内部が高温, 高圧となるため, 位置センサや速度センサの取り付けが困難である。そのため, これらのセンサを用いずにモータを駆動する必要がある。センサを用いない PMSM の代表的な駆動方式として V/f 制御とセンサレスベクトル制御が挙げられる。

V/f 制御は, 複雑な演算が不要であるため, 安価な制御器を用いることによりコントローラのコストを低減できる。しかし, V/f 制御はトルク制御を行うことが出来ないため, 機械角に対して周期的に負荷変動が発生するコンプレッサを駆動した場合, 速度が収束せず持続的な速度リップルにより騒音が発生する。

それに対し, センサレスベクトル制御はトルク制御を行うことが出来るため, 速度リップルを低減することが可能である。その一方で, 位置, 速度の推定精度がトルクおよび速度の制御性能に直結する。負荷が一定の場合は, 推定系の応答速度が低速であっても推定誤差角度はゼロに収束し, 定常的には制御性能に影響を与えない。しかし, 負荷トルクが周期的かつ持続的な場合において, 推定系の応答が遅い場合, 角度や速度の推定誤差が発生し, 制御性能の悪化に繋が

る。本問題は, 推定系の応答を高めることにより解決できるが, 高性能な制御器を用いる必要があるため低コスト化の妨げとなる。

負荷の周期性を利用したセンサレス制御として, 速度制御に S 制御器を用いた手法が提案されている⁽⁵⁾. 特定の共振周波数を持つ正弦波伝達関数(S 制御器と呼称)⁽⁶⁾を利用しモータ速度の周波数とそれ以外の周波数を分離し, 個別に制御を行っている。しかし, 本制御における推定系の応答速度に関しては議論されていない。

そこで本論文では, コンプレッサの負荷変動が周期的であることに注目し, 周期的な変動を補償することにより, 位置速度推定系の応答が遅い場合でも位置推定誤差の低減が可能な推定系を提案する。

2. 拡張誘起電圧ベクトルを用いた位置速度推定法

本章では, 提案推定法の基となる拡張誘起電圧ベクトルを用いた位置速度推定法について説明する。

図 1 に本論文で使用する dq 座標系と $\gamma\delta$ 座標系の定義を示す。dq 座標系は永久磁石の磁束方向を d 軸とし, d 軸から 90deg 進みの軸を q 軸とした座標系である。 $\gamma\delta$ 座標系は位置推定系による推定された座標系であり, 推定された d 軸を γ 軸, γ 軸より 90deg 進みの軸を δ 軸とした座標系である。dq 軸と $\gamma\delta$ 軸は角度差 θ_c (軸ずれ角) を有しており, 軸ずれ角 θ_c がゼロのとき dq 軸と $\gamma\delta$ 軸は一致する。

図 2 に拡張誘起電圧ベクトルを用いた位置速度推定法を

有するベクトル制御系を、図 3 に拡張誘起電圧を用いた位置速度推定法のブロック図を示す。また、本論文では検討の簡単化のため d 軸インダクタンス L_d と q 軸インダクタンス L_q が等しい表面磁石型同期電動機(SPM)を用い、d 軸電流ゼロ制御($i_d=0$ 制御)を適用する。dq 軸上および $\gamma\delta$ 軸上の電圧方程式を(1)式、(2)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_d \\ \omega_e L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e L_d \\ \omega_e L_d & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_e \psi_m \begin{bmatrix} -\sin\theta_G \\ \cos\theta_G \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

※ $\theta_G = \theta_e - \hat{\theta}_e$

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_G & -\sin\theta_G \\ \sin\theta_G & \cos\theta_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_G & -\sin\theta_G \\ \sin\theta_G & \cos\theta_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

(1), (2)式において、p: 微分演算子、R: 巻き線抵抗 L_a : 同期インダクタンス、 ψ_m : 磁束鎖交数、 θ_e : モータの電気角 θ_e : 推定電気角をそれぞれ示す。

(3)式に拡張誘起電圧の推定式を示す⁽⁷⁾。

$$\begin{cases} \hat{e}_\gamma = v_\gamma - Ri_\gamma + \hat{\omega}_e L_a i_\delta \\ \hat{e}_\delta = v_\delta - Ri_\delta + \hat{\omega}_e L_a i_\gamma \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

次に計算した拡張誘起電圧を用いて、軸ずれ角を(4)式のように推定できる。

$$\begin{aligned} \theta_G &= \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta} \right) \\ &= \tan^{-1} \left(-\frac{v_\gamma - Ri_\gamma + \hat{\omega}_e L_a i_\delta}{v_\delta - Ri_\delta + \hat{\omega}_e L_a i_\gamma} \right) \\ &= \tan^{-1} \left(-\frac{(v_d \cos\theta_G - v_q \sin\theta_G) - R(-i_q \sin\theta_G) + \hat{\omega}_e L_a (i_q \cos\theta_G)}{(v_d \sin\theta_G + v_q \cos\theta_G) - Ri(i_q \cos\theta_G) + \hat{\omega}_e L_a (-i_q \sin\theta_G)} \right) \end{aligned} \dots\dots\dots (4)$$

拡張誘起電圧を用いた位置速度推定法では、PI 制御器で軸ずれ角 θ_G がゼロとなるよう、推定軸の速度を操作し実速度と推定速度を一致させる。(4)式において、dq 軸と $\gamma\delta$ 軸が一致している場合、つまり軸ずれ角 θ_G がゼロの場合、推定した誘起電圧は実際の誘起電圧と一致する。速度変動、負荷変動が発生しない場合、推定値は変化しないため PI 制御器による操作量もゼロに収束する。しかし、速度変動などが発生した場合、dq 軸と $\gamma\delta$ 軸が不一致となり、推定した誘起電圧が実際の誘起電圧と異なる値とる。つまり、軸ずれ角 θ_G の値が変動するため前述した通り、PI 制御器により推定軸の速度と実速度が一致するように操作が行われる。

3. 負荷変動の周期性を利用した推定誤差低減法

本章では、機械角に対して周期的な負荷変動を有する負荷を駆動した際の軸ずれ角 θ_G の挙動、問題点およびそれを利用した位置推定誤差の低減手法について示す。

(3・1) 提案推定法 図 4 に提案する位置速度推定

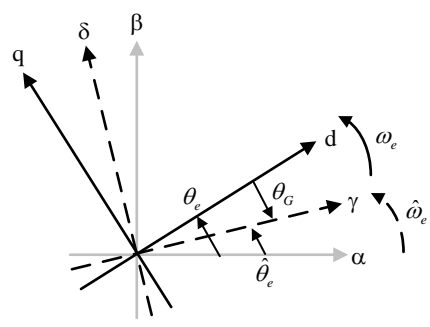


Fig.1 Relationship between motor-axis (dq-axis) and estimation-axis ($\gamma\delta$ -axis)

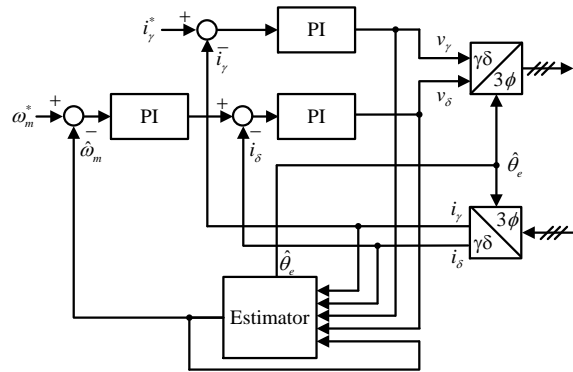


Fig.2 Diagram of sensorless vector control

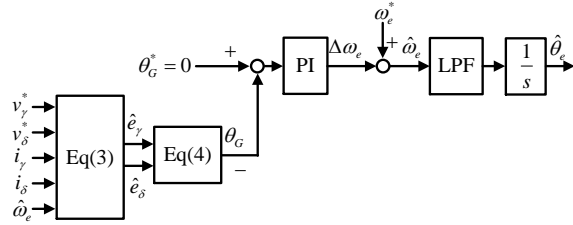


Fig.3 Estimator using vector of extended electromotive force.

系を示す。本推定系は、拡張誘起電圧を用いた位置速度推定法を基にしており、軸ずれ角 θ_G をゼロに制御する PI 制御器に対して中心周波数をモータ速度指令値 ω_m^* とするバンド・パス・フィルタ(BPF)とゲイン K_{BPF} を並列に追加している。これにより、負荷の周期的な変動に対する応答を高まる。その結果、PI 制御器の応答を上げることなく、負荷変動の周期性によって発生する軸ずれ角 θ_G を低減することが出来る。

モータ速度指令値の周波数を補償する理由を<3.2>項で示す。

(3・2) 周期的に変動をする負荷を駆動した場合の問題点 (7)式に本論文で扱う機械角に対して周期的に変動

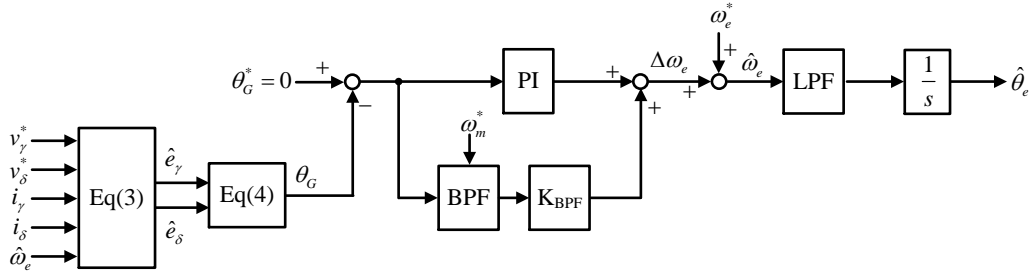


Fig.4 Block diagram of proposed position and speed estimator based on vector of extended electromotive force.

する負荷トルク T_L を示す。

$$T_L = T_{L0} + T_L(\theta_m) \dots\dots\dots (7)$$

ただし、(7)式において T_L : 負荷トルク, T_{L0} : 負荷トルクの平均値, θ_m : モータの機械角, $T_L(\theta_m)$: 負荷トルクの変動分をそれぞれ示す。つまり、負荷トルクの変動はモータ速度の周波数に依存する。(8)式に(7)式に示す負荷を駆動した場合の SPMSM における δ 軸電流 i_δ を示す。

$$i_\delta = \frac{1}{P_f \psi_m \cos \theta_G} \{T_{L0} + T_L(\theta_m)\} \dots\dots\dots (8)$$

(8)式より、機械角に対して周期的に変動する負荷を駆動した場合、 δ 軸電流 i_δ は周期的に変動することがわかる。よって、 δ 軸電流 i_δ は(9)式のように定常項と周期的に変動する項に分離して、表すことができる。

$$i_\delta = i_{\delta 0} + i_\delta(\theta_m) \\ *i_{\delta 0} = \frac{1}{P_f \psi_m \cos \theta_G} T_{L0}, \quad i_\delta(\theta_m) = \frac{1}{P_f \psi_m \cos \theta_G} T_L(\theta_m) \dots\dots\dots (9)$$

(4)式、および、ベクトル制御を行っているため、 γ 軸電圧 v_γ 、 δ 軸電圧 v_δ も同様に定常項と周期的に変動する項とに分離できる。ただし、 $i_d=0$ 制御より、 γ 軸に流れる電流の影響は小さいと仮定すると、 γ 軸電流 i_γ は常に 0 とおける。

$$\begin{cases} v_\gamma = v_{\gamma 0} + v_\gamma(\theta_m) \\ v_\delta = v_{\delta 0} + v_\delta(\theta_m) \end{cases} \dots\dots\dots (10)$$

(4)式、(9)式と(10)式より、周期変動負荷を駆動した場合の軸ずれ角 θ_G を(11)式に示す。

$$\theta_G = \tan^{-1} \left[-\frac{v_{\gamma 0} + v_\gamma(\theta_m) + \hat{\omega}_e L_a \{i_{\delta 0} + i_\delta(\theta_m)\}}{v_{\delta 0} + v_\delta(\theta_m) + R \{i_{\delta 0} + i_\delta(\theta_m)\}} \right] \dots\dots\dots (11)$$

(11)式より、周期的に変動する負荷トルクを印加した場合、軸ずれ角 θ_G の推定式は機械角 θ_m を含むため、周期的に変動する。軸ずれ角 θ_G を 0 に制御する PI 制御器の応答が十分に早い場合、(11)式の機械角 θ_m に関する項を無視できるため、一定の負荷を駆動した場合と同様の応答となる。しかし、実機において PI 制御の応答の高速化には限界があるため、PI 制御器単体で機械角 θ_m の変動による影響を無視することは難しい。そのため、提案法では周期的に変動する成分に注目し、補償を行うことにより推定系の応答を上げず、軸ずれ角 θ_G の低減を目指す。

Table1 Simulation parameters

Parameter	Value
Rated speed	4800 rpm
Rated frequency	80 Hz
Armature resistanse R	6.3 Ω
Inductance La	76.3 mH
Ineatia moment	0.00037 kgm ²
Response of current control	4000 rad/s
Response of speed control	400 rad/s

4. シミュレーション結果

本章では提案推定法の有用性を確認するためにシミュレーションを行った。

表 1 に本論文で用いたモータパラメータおよび各種条件を示す。なお、負荷トルクのパターン $T_L(\theta_m)$ は(12)式に示す値を使用した。

$$T_L(\theta_m)[Nm] = 0.25 + 0.25 \sin(\theta_m) \dots\dots\dots (12)$$

評価は電気角の推定誤差を意味する軸ずれ角 θ_G を用いており、最大軸ずれ角を θ_{G_MAX} 、最小軸ずれ角を θ_{G_min} 、軸ずれ角の振幅を θ_{G_rip} として評価した。

図 5 に BPF の出力ゲイン K_{BPF} が(a)0.0 および(b)7.0 のときのシミュレーション結果を示す。図 5 より、BPF を用いて周期的な変動を補償することにより、軸ずれ角 θ_G を低減可能になることがわかる。また、軸ずれ角 θ_G が低減することにより制御精度が向上し、速度リプル低減も可能である。dq 軸電流に注目すると、トルクを発生させる q 軸電流の振幅に変化見られないが、指令値をゼロとしている d 軸電流の変化が低減されていることが確認できる。つまり、提案法では軸ずれ角 θ_G を低減することにより、応答速度の遅い制御器を用いた場合でもトルク、速度の制御性能向上が期待できる。

図 6 に BPF の出力ゲイン K_{BPF} と位置推定誤差の関係を示す。図 6 より、BPF の出力ゲイン K_{BPF} を増加させると軸ずれ角 θ_G が減少しており、位置推定誤差を低減可能になることがわかる。提案推定法により、軸ずれ角の振幅を最大 9.7deg から 3.7deg に 61.9%低減可能であることを確認した。しか

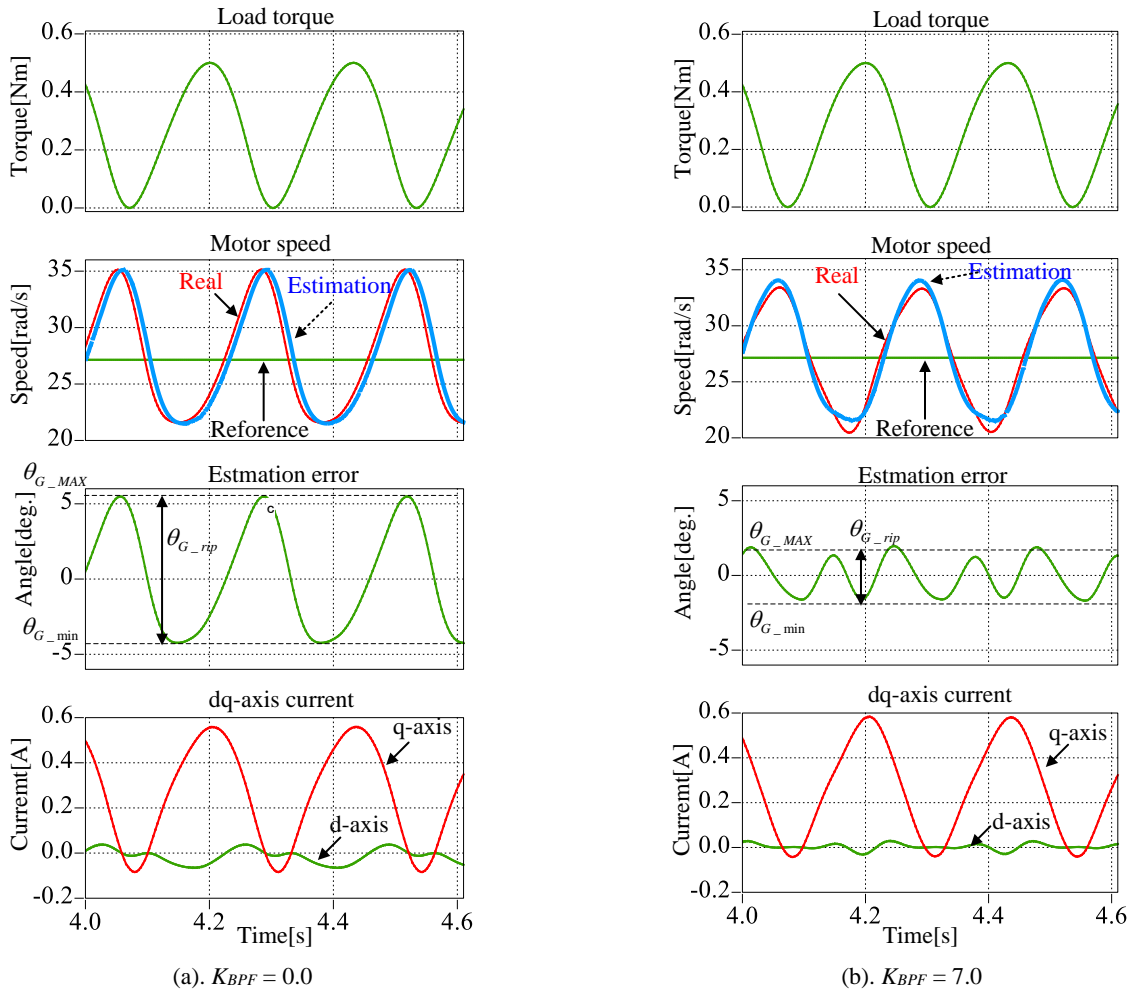


Fig.5 Simulation result

し、BPF の出力ゲイン K_{BPF} と軸ずれ角 θ_G は比例しない。そのため BPF の出力ゲイン K_{BPF} の最適値を評価する方法が必要となる。

5. まとめ

本論文では、機械角に対して周期的に変動する負荷を駆動した場合の軸ずれ角 θ_G の変動に注目し、推定器の PI 制御と並列に BPF を用いる事により、位置推定誤差を低減する推定系を提案した。その結果、軸ずれ角 θ_G を最大 61.9% 低減可能なこと判明した。

今後の課題として以下の 4 点が上げられる。

- 1). モータパラメータを用いず、周期性のみで位置、速度を推定する制御系の提案
- 2). BPF の出力ゲイン K_{BPF} の設定方針検討
- 3). 推定器の PI ゲインを含めた BPF の出力ゲイン K_{BPF} の設計
- 4). 実機実験による効果検証

文 献

- (1) 木内光幸, 大西徳生: 「V/f 制御によるファン・ポンプモータのセンサレス正弦波駆動」, 電気学会論文誌 D, Vol. 130, No. 1, pp. 93-101,

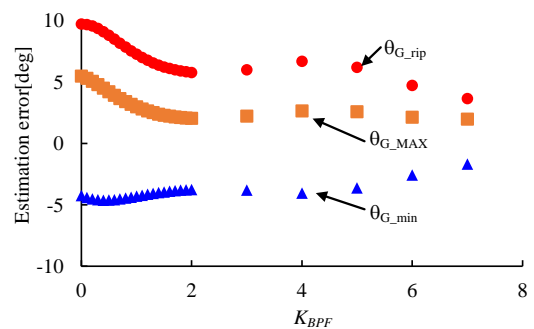


Fig.6 Relationship between K_{BPF} and estimation error.

- (2010)
- (2) 川端幸雄, 遠藤常博, 高倉雄八: 「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」, 電学論 D, Vol. 134, No. 6, pp. 579-587, (2014)
- (3) 伊東淳一, 豊崎次郎, 大沢博: 「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, Vol. 122, No. 3, pp. 253-259, (2002)
- (4) R. Tanabe, K. Akatsu, "Advanced Torque and Current Control Techniques for PMSMs with a Real-time Simulator Installed Behavior Motor Model", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 2, pp. 167-173, (2016)
- (5) 能登原保夫, 李東昇, 岩路善尚, 田村正博, 月井浩二: 「ロータリ圧縮機向け振動抑制制御の検討」, 2019 年電気学会産業応用部門大会, No.3-57 (2019)

- (6) 福田・今村：「PIS 補償器を用いた系統インタフェースコンバータの電流制御」, 電学論 D, Vol.124-1, pp.131-137 (2004)
- (7) 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, Vol.122, No.12 pp.1088~1096 (2002)