

周期負荷を持つ PMSM の V/f 制御に基づく 速度リップル低減法の実機検証

内藤 雅久* 熊谷 崇宏 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Reduction of Speed Ripple Based on V/f control for PMSM with Periodic Load Fluctuation

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

The paper proposes a reduction of speed ripple method based on V/f control for PMSM with periodic load fluctuation. When periodic load fluctuation inputs, large speed ripples are generated with V/f control because V/f control is not able to control torque of the PMSM. In order to solve the problem, A method which has three features, are proposed: First point is using zero speed ripple and zero d-axis current voltage waveform that named ideal voltage waveform, second point is focusing to connection dq-axis, $\gamma\delta$ -axis and speed ripple, and third point is using band-elimination-filter where is stabilization control using effective current feedback. As a result, when $\gamma\delta$ -axis accord dq-axis, speed ripple can be reduced. As a result, the speed ripples are reduced by 9.25% when phase difference between the dq-axis and the $\gamma\delta$ -axis is zero. In addition, it is exposed that it is difficult to adjust the phase difference between the dq-axis and the $\gamma\delta$ -axis to zero with hill-climbing method because a 10-mA variation of a RMS value of r-axis current is very small for a controller.

キーワード：永久磁石同期電動機, V/f 制御, 速度リップル, 周期的負荷変動

(Permanent magnet synchronous motor, V/f control, speed ripple, periodic load fluctuation)

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, 家電製品に幅広く用いられている^{[1]-[4]}. エアコンや冷蔵庫などの家電製品には, いずれも冷媒を圧縮するためにコンプレッサが機器の内部に組み込まれており, モータによりコンプレッサを駆動することで冷気や熱を得る. しかし, コンプレッサ内部は高温, 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. したがって, 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, センサレスベクトル制御と V/f 制御が挙げられる. センサレスベクトル制御は磁極位置推定をおこなうため制御系が複雑である. そのため, 高精度な制御を行うため上で高速かつ正確な演算が必要となり低コスト化の妨げとなる. また, モータパラメータの変動に対するロバスト性が低く安定性や制御性の低下を招く. 加えて, 始動時は磁極位置推定が困難となる. 一方, V/f 制御はオープンループで制御するため複雑な演算が不要, かつ, モータパラメータの変動に強いといった特徴を有し, 製造コストを低減することが出来る. しかし, V/f 制御はトルクを制御することが出来ないためコンプレッサのような機械角に依存した周期的な負荷変

動が起きた際, 速度が収束せず, 持続的な速度リップルが発生し, 低速駆動時の騒音が問題となる.

ベクトル制御を行わず, コンプレッサのような周期的な速度リップルを低減する手法は, 多くの論文で検討されている⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾. まず, 加速度センサと学習制御を用いる方法が挙げられる^{[5][6]}. しかし, 加速度センサを使用することによりコストの増加や信頼性の低下といった問題が発生する.

センサを用いない手法として, 電圧と電流の位相差を制御することにより, 速度リップルを低減する手法が提案されている^{[7][8][9]}. しかし, 本制御法では回転子の位置推定やモータパラメータを使用しており, 複雑な演算が必要なことやロバスト性に欠けるといった問題点がある.

一方, 著書らは V/f 制御を基に負荷トルクに応じて出力電圧を補正する方法を提案している^[10]. 本方法では補正を行う際に速度リップルの情報を必要とする. そこで, コンプレッサの負荷変動が周期的であること, および, トルク変動と無効電流の関係に着目し, 出力電流ベクトル成分のリップルを速度リップルの評価に用い, モータの位置情報を使用せずに負荷トルクに対して最適な電圧を出力する制御法を提案した^[11]. しかし, これらの論文では有用性の検証をシミュレーションのみでしか行っていない.

そこで, 本論文ではモータの位置情報を使用せずに負荷

トルクに対して最適な電圧を出力する制御法の実機検証を行い、有用性を確認する。

本論文の構成は以下の通りである。まず 2 章にて、周期的な負荷変動を有する PMSM を V/f 制御法で駆動した際の挙動について説明する。次に 3 章にて、本論文で提案する制御系について説明する。その後 4 章にて検討した制御を用い実機検証を行った結果を示し、有用性と問題点の確認を行う。

2. PMSM における V/f 制御

本章では安定化制御に有効電流フィードバックを用いた V/f 制御に周期的な負荷トルクが印加された場合の問題点について述べる。また、本制御法では d 軸電流ゼロ制御($i_d=0$ 制御)を行うことを前提としている。

〈2・1〉有効電流フィードバックを用いた安定化制御

図 1 に $\gamma\delta$ 座標系と dq 座標系の関係を示す。dq 直交座標系は永久磁石の磁束方向を d 軸とし、d 軸から 90deg 進んだ軸を q 軸とした座標系である。 $\gamma\delta$ 直交座標系はインバータの出力電圧の方向を δ 軸とし、90deg 遅れた軸を γ 軸とした座標系である。dq 直交座標軸と $\gamma\delta$ 直交座標系は位相差 θ_G 有し、位相差 θ_G を軸のずれ角と呼称する。特に γ 軸電圧が 0 の場合、負荷角 δ は dq 座標軸と $\gamma\delta$ 座標軸の位相差に一致する。すなわち、 δ 軸電流は有効電流成分を意味し、 γ 軸電流は無効電流成分を意味する。

$i_d=0$ 制御を行った際の IPMSM のモータ出力トルク T_e と電流の関係式、モータの電気角周波数とトルクの関係式、軸のずれ角 θ_G と角速度の関係式、dq 軸電流と $\gamma\delta$ 軸電流の関係式、同期インダクタンス L_a と慣性モーメント J による共振周波数 ω_{IL} の関係式を(1)式から(5)式にそれぞれ示す。

$$T_e = P_f \psi_m i_q = P_f \psi_m \sqrt{i_y^2 + i_\delta^2} \sin \delta \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_{re} = \frac{P_f}{J} (T_e - T_L) \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \theta_G &= \omega_{mv} - \omega_{re} \quad \dots\dots\dots (3) \\ \theta_G &= \theta_{mv} - \theta_{re} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_y \\ i_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_G & \sin \theta_G \\ -\sin \theta_G & \cos \theta_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4) \\ \begin{cases} i_y = i_d \cos \theta_G + i_q \sin \theta_G \\ i_\delta = -i_d \sin \theta_G + i_q \cos \theta_G \end{cases} \end{aligned}$$

$$\omega_{IL} = \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{J L_a}} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 T_e はモータの出力トルク、 P_f は極対数、 ψ_m は永久磁石の鎖交磁束数、 J は慣性モーメント、 ω_{re} はモータの電気角周波数、 ω_{mv} はインバータ出力電気角周波数、 θ_{mv} はインバータ出力電気角、 θ_{re} はモータ電気角、 δ はモータ 0Hz 時における dq 軸と $\gamma\delta$ 軸の位相、 i_d, i_q は d 軸電流と q 軸電流、 i_y, i_δ は γ 軸電流と δ 軸電流、 ω_{IL} は慣性モーメント J と同期イン

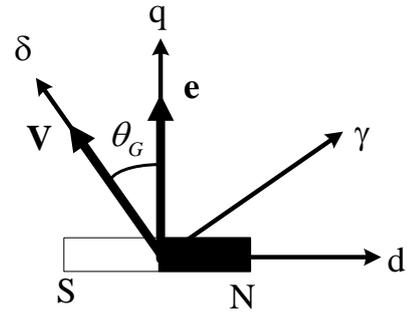


Fig. 1. Relationship between $\gamma\delta$ -axis and dq-axis.

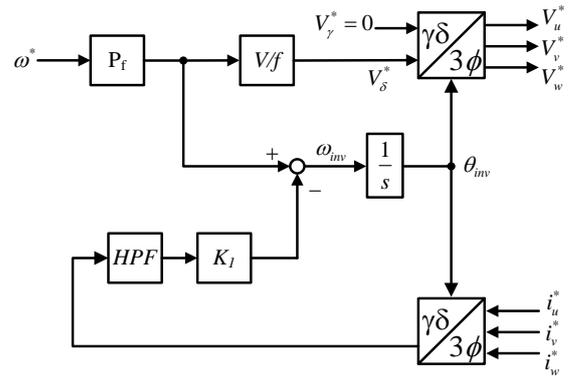


Fig. 2. Block diagram of V/f control based on $\gamma\delta$ -axis with stabilization control.

ダクタンス L_a の共振角周波数をそれぞれ表している。

(1)式と(2)式から、速度の変化 $\Delta\omega_{re}$ を求めると(6)式となる。

$$\Delta\omega_{re} = \frac{P_f}{J} (P_f \psi_m i_q - T_L) \quad \dots\dots\dots (6)$$

(6)式より一定の負荷トルクが入力された場合、q 軸電流を一定値にすることで、速度リプル $\Delta\omega_{re}$ を 0 にすることができる。

図 2 に有効電流フィードバックを用いた安定化制御を有する V/f 制御の制御ブロック図を示す。PMSM をオープンループの V/f 制御で駆動した場合、同期インダクタンスと慣性モーメント J の共振により周波数 ω_{IL} で負荷角 δ が継続的に振動し、制御系が不安定になることが知られている^[3]。これを防ぐため電流の有効成分である δ 軸電流 i_δ をインバータ出力電気角周波数の計算時にフィードバックすることで、近似的に負荷角 δ のフィードバックを実現している。本安定化制御は時定数 τ のハイパス・フィルタ (HPF) と安定化ゲイン K_f で構成される。

〈2・2〉 周期的な負荷変動による速度リプル 本論文で扱う機械角に対して周期的な負荷を(7)式に示す。

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

ここで、 T_L は負荷トルク、 T_{L0} は負荷トルクの平均値、 θ_m はモータの機械角、 $T_L(\theta_m)$ は負荷トルクの変動分をそれぞれ表している。(7)式を(2)式へ代入することで、負荷トルク

速度・位置情報が必要となるため、本来であれば V/f 制御に適用することはできない。しかし、理想電圧波形を用いることで、直接軸ずれ角 θ_G を推定することなく、軸ずれ角 θ_G が常に 0 になるよう制御できる。そのため、インバータ出力角速度 ω_{mv} から求めた機械角をモータの機械角として制御を行うことが可能である。

〈3・3〉 バンド・エリミネイト・フィルタ (BEF) を用いた有効電流フィードバック 従来の V/f 制御では、有効電流フィードバックのフィルタは図 1 に示すように HPF を用いて構成する。しかし、本検討では、理想電圧波形による速度リプル補償と有効電流フィードバックによる速度変動に対する補償で干渉が発生する。そこで、本制御法では有効電流フィードバックに BEF を用い、理想電圧波形で補償するモータの回転速度成分を除去する。このとき、BEF の中心周波数はモータの速度指令周波数と等しくする。また、負荷トルクのオフセット成分によってモータ速度が変動することを防ぐため、HPF を用いて有効電流の直流成分を除去する。

〈3・4〉 軸ずれ角 θ_G の補正法 図 5 に本制御法で適用した γ 軸電流リプル $i_{\gamma,rip}$ に対する山登り法を基にした位相補正器の概略図を、図 6 に制御のフローチャートを示す。本制御器は γ 軸電流 i_{γ} のモータ速度周波数成分が最小となるように電圧波形を出力する位相を調節する。リプルの抽出にはモータ速度指令周波数 ω^* をカットオフ周波数とする、バンド・パス・フィルタ (BPF) を通した γ 軸電流 $i_{\gamma,BPF}$ を用いる。リプル電流は交流成分であり、山登り法を行う際には、リプル分の大きさを抽出する必要がある。そこで、BPF により抜き出した交流成分に対し絶対値を求め、ロー・パス・フィルタ (LPF) によって平均化することで、大きさを抽出する。なお、山登り法は高速な応答を求めないので、カットオフ周波数の低い LPF を挿入しても問題はない。その後、山登り法により、電流リプルが最小となる位相補正量 θ_{Gc} を探索する。

4. 実験結果

本章では制御法の有用性を確認するために行った実験結果を示す。なお、負荷トルクのパターンは(12)式に示す値を使用した。

$$T_L(\theta_m) = \begin{cases} 0.002531\theta_m & (0 \leq \theta_m \leq 180) \\ -0.002531(\theta_m - 180) + 0.452 & (180 \leq \theta_m < 360) \end{cases} \quad (12)$$

また、本実験で使用するモータベンチは供試側を制御対象の IPMSM、負荷側をサーボモータで構成している。

図 7(a) に軸ずれ角 θ_G 0deg, (b) 軸ずれ角 θ_G 17deg および, (c) 軸ずれ角 θ_G -17deg の時の速度波形, $\gamma\delta$ 軸電流波形を、図 8 に各条件時の γ 軸電流 i_{γ} の FFT 結果を示す。図 7 より軸ずれ角 0deg 時の速度リプル率は 36.6%(1.56rps), 14deg 時は 41.7%(1.8rps), -14deg 時は 46.9%(2.0rps) であり、軸ずれ角が小さい程度速度リプルは小さくなることを確認した。一方、

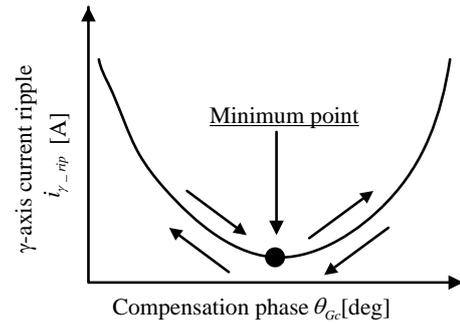


Fig.5. Schematic drawing of proposed phase correction method

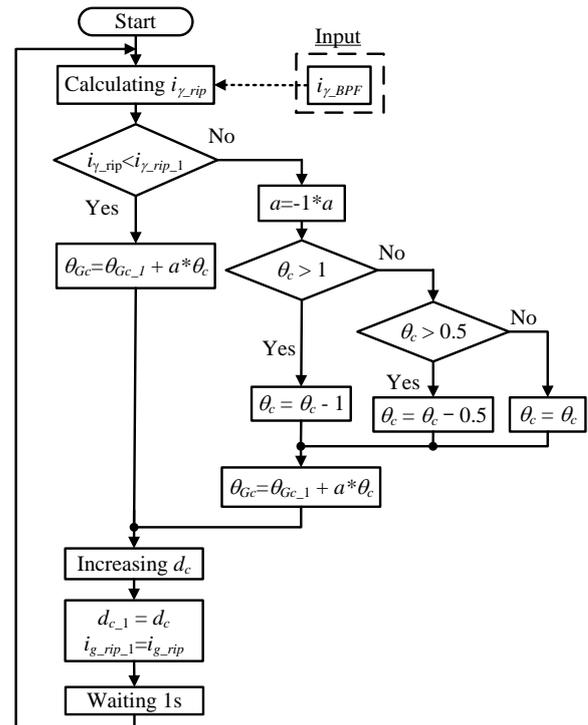


Fig.6. Flowchart of proposed phase correction method based on hill-climbing method.

図 8 より γ 軸電流 i_{γ} の周波数成分を解析した結果、軸ずれ角の違いにより、10mA 程度の差しかないことが判明した。この差を判別することは困難であり、山登り法による電圧波形出力の位相調整を行うことは困難である。また、軸ずれ角 0deg 時においてもモータ速度周波数成分(4.32Hz)成分が出ている。これは、軸ずれ角 0deg 時においても、36.6%の速度リプルが発生している影響だと考えられる。

5. まとめ

本論文では、以前提案した負荷トルクが周期的な変化をすることに注目し、V/f 制御を基に負荷トルクに応じた電圧を出力することにより速度リプルを低減する手法の実機検証を行った。その結果、提案法を適用することにより、従来法と比較し速度リプル率を最大 9.25%低減することを

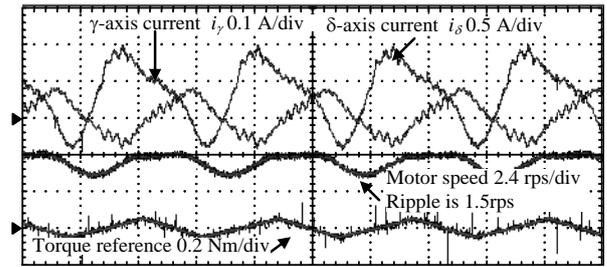
確認した。しかし、電流波形は、軸ずれ角のずれによる速度リップルの差、 γ 軸電流 i_γ のモータ速度指令周波数成分の差が 10 mA 程度と判別困難であり、山登り法を動作させることが困難であることが判明した。

今後の課題として以下の 2 点が挙げられる。

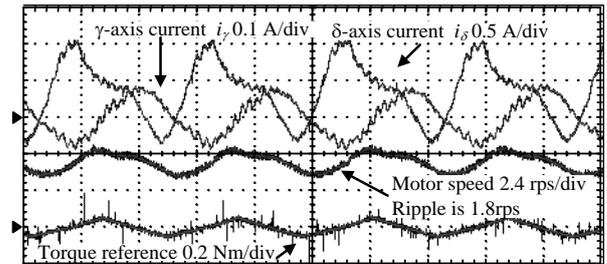
- 1). 電流指令値に制限を設けない場合の結果取得
- 2). 新たな速度リップル推定方法の検討

文 献

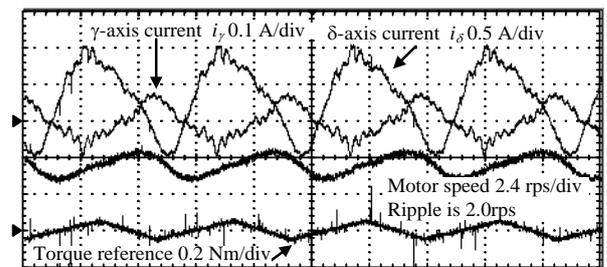
- (1) (1)木内光幸, 大西徳生:「V/f 制御によるファン・ポンプモータのセンサレス正弦波駆動」, 電気学会論文誌論 D, Vol. 130, No. 1, pp. 93-101, (2010)
- (2) 川端幸雄, 遠藤常博, 高倉雄八:「位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石同期モータ制御に関する検討」, 電学論 D, Vol. 134, No. 6, pp. 579-587, (2014)
- (3) 伊東淳一, 豊崎次郎, 大沢博:「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, Vol. 122, No. 3, pp. 253-259, (2002)
- (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) 服部知美, 石田宗秋, 堀孝正:「フレームの加速度信号を利用した PMSM のトルク脈動抑制制御法 - モータフレーム固定時 -」, 平成 19 年電気学会全国大会, 4-134, (2007)
- (6) 服部知美:「動作点変動に対応した学習制御による PMSM の振動抑制制御法」, 電学論 D, Vol.137, No.1, pp.10-16, (2017)
- (7) 松下元士, 亀山治幸, 池坊泰裕, 森本茂雄:「インバータ母線電流を用いた PM モータのセンサレス電圧/電流位相差正弦波駆動」, 電学論 D, Vol.129, No3, pp.281-288, (2009)
- (8) 船本七海, 井上征則, 森本茂雄, 真田雅之:「IPMSM の電圧/電流位相差制御における繰返し補償器を用いた速度リップル低減法」, 平成 28 年電気関係学会関西連合大会, G4-28, (2016)
- (9) 杉森弦太, 井上征則, 森本茂雄, 真田雅之:「IPMSM の電圧/電流位相差制御における負荷トルク推定を用いた速度リップル低減」, 平成 28 年電気関係学会関西連合大会, G4-29, (2014)
- (10) 内藤雅久, 熊谷崇宏, 渡辺大貴, 伊東淳一:「V/f 制御を基にした周期的な負荷変動に対する速度リップルを低減する制御法の検討」, 電気学会北陸支部大会, A-23, (2018)
- (11) 内藤雅久, 熊谷崇宏, 渡辺大貴, 伊東淳一:「周期負荷を持つ SPMSM」の V/f 制御法に基づく速度リップルの低減」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-19-030, MD-19-030, (2019)



(a) Axis gap θ_G is 0deg



(b) Axis gap θ_G is 14deg



(c) Axis gap θ_G is -14deg

Fig.7 Comparison of speed ripple and $\gamma\delta$ -axis current of deference in axis gap.

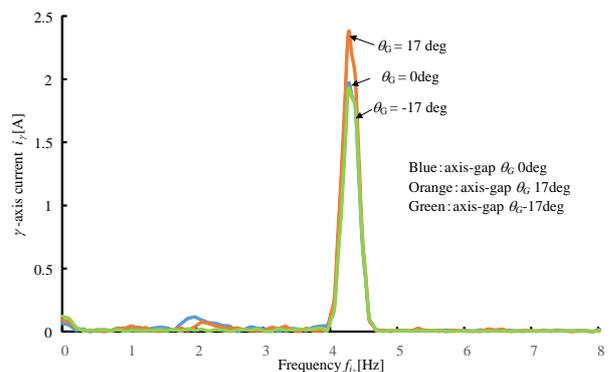


Fig.8 Comparison of gamma axis current FFT of deference in axis gap θ_G .