

周期負荷を持つ SPMSM の V/f 制御に基づく速度リップルの低減

内藤 雅久* 熊谷 崇宏 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Reduction of Speed Ripple Based on V/f control for SPMSM with Periodic Load Fluctuation
Masayuki Naito*, Takahiro Kumagai, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh(Nagaoka University of Technology)

The paper proposes a reduction of speed ripple method based on V/f control for SPMSM with periodic load fluctuation. If periodic load fluctuation input, V/f control is happen large speed ripple because V/f control cannot torque control. Proposed method has three characteristics. 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. Third point is using band-elimination-filter where is stabilization control using effectivity current feedback. As a result, proposed method can building not using speed sensor and position sensor. In simulation, speed ripple is reduced by 95.9 % in comparison to conventional.

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
(PMSM, 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, コンプレッサは内部が高温, 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センサレスベクトル制御と V/f 制御がある。

センサレスベクトル制御は磁極位置を推定するため, 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能の低下を招く。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であり, 製造コストを抑えられる。しかし, コンプレッサは周期的な負荷変動が発生するため, トルクを制御できない V/f 制御では大きな速度リップルが発生する。大きな速度リップルは騒音につながり, 特に低速駆動を行う際の妨げとなる。

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方法として様々な手法が検討されている。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。

センサを用いない方法として, 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^[7]。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が, 論文中には速度センサを用いずに速度リップルを取得する方法については未検討であった。

一方, 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^{[8][9][10]}。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。

そこで本論文では, ファン・ポンプ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關係に着目し, 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する。

本論文の構成は以下の通りである。まず第 2 章にて, V/f 制御駆動する SPMSM における周期的負荷変動に対する挙動について説明する。次に第 3 章にて, 本論文で提案する制御系について説明する。第 4 章にて検討した制御系を用いてシミュレーションを行った結果を示し, 有用性の確認を行う。最後に第 5 章にて全体のまとめを行う。

2. SPMSM 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。ただし, 本論文では検討の簡単化のため d

軸インダクタンスと q 軸インダクタンスが等しい表面磁石型同期型電動機 (SPMSM) を用いる。

〈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。

(1)式に SPMSM のモータ出力トルク T_e と電流の関係式、(2)式にモータの電気角周波数とトルクの関係式、(3)式に軸のずれ角 θ_G と角速度の関係式、(4)式に dq 軸電流と $\gamma\delta$ 軸電流の関係式をそれぞれ示す。また(5)式に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} を示す。

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

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

$$\frac{d}{dt} \theta_G = \omega_{inv} - \omega_{re} \dots\dots\dots (3)$$

$$\theta_G = \theta_{inv} - \theta_{re}$$

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_G & \sin \theta_G \\ -\sin \theta_G & \cos \theta_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

$$\begin{cases} i_\gamma = i_d \cos \theta_G + i_q \sin \theta_G \\ i_\delta = -i_d \sin \theta_G + i_q \cos \theta_G \end{cases}$$

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

ただし、 T_e : モータの出力トルク、 P_f : 極対数、 ψ_m : 永久磁石の鎖交磁束数、 J : 慣性モーメント、 ω_{re} : モータの電気角周波数、 ω_{inv} : インバータ出力電気角周波数、 θ_{inv} : インバータ出力電気角、 θ_{re} : モータ電気角、 δ : モータ 0Hz 時における dq 軸と $\gamma\delta$ 軸の位相、 i_d, i_q : dq 軸電流、 i_γ, i_δ : $\gamma\delta$ 軸電流、 ω_{IL} : 慣性モーメント J と同期インダクタンス L_a の共振角周波数をそれぞれ示す。

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

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

(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により速度リップル $\Delta\omega_{re}$ を 0 にすることが出来ることがわかる。

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

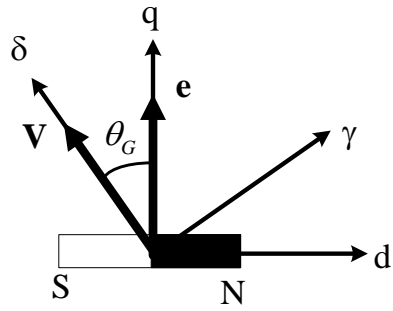


Fig.1. Relationship between $\gamma\delta$ -axis and dq-axis

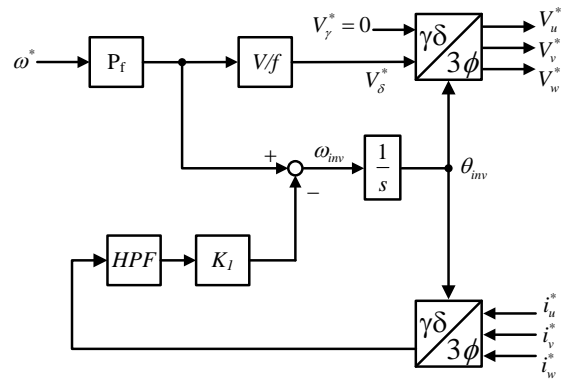


Fig.2. Block diagram of V/f control based on $\gamma\delta$ -axis with stabilization control

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により、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_1 で構成される。

〈2・2〉周期的な負荷変動による速度リップル (7)式に

本論文で扱う機械角に対して周期的な負荷を示す。

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

ただし、(7)式中の 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。(8)式に、(7)式を(2)式へ代入し負荷トルク T_L が周期的に変化する場合の速度とトルクの関係を示す。

$$\Delta\omega_m = \frac{P_f}{J} (T_e - T_{L0}) - \frac{P_f}{J S} T_L(\theta_m) \dots\dots\dots (8)$$

(8)式において第一項は平均速度を、第二項は周期的な負荷変動によって発生する速度リップルを示す。(9)式に周期的な負荷変動が発生している場合の速度リップルと q 軸電流、負荷トルクの関係式を示す。

$$\Delta\omega_m = \frac{P_f}{J} (P_f \psi_m i_q - T_{L0}) - \frac{P_f}{J S} T_L(\theta_m) \dots\dots\dots (9)$$

(9)式第一項は(6)式と同型であり収束することがわかる。しかし、第 2 項はモータ機械角 θ_m の関数となっており、継続的に値が変動し収束しない。

そこで持続的な振動を収束させる方法として、振動に対してフィードフォワード的に電圧指令値に補正を与え、q軸電流を振動させる方法等が挙げられるがV/f制御では、磁極位置情報が不明のため最適な補正を加えることが困難である。

3. V/f 制御をベースとした定周期トルク変動がある負荷での速度リップル補償

図3に本論文で提案する制御系を示す。本制御法の目的はモータの位置情報を使用せず、周期的に変動する負荷トルクに対して最適な補正を行うことである。そのために速度リップルの評価方法が重要となる。3章では本目的を達成するために必要な各要素について説明する。

〈3・1〉 速度リップルと $\gamma\delta$ 軸電流の関係 (1)式より、

SPMSMの出力トルク T_e はq軸電流 i_q のみで決まる。また、(9)式をq軸電流 i_q について解くと(10)式を得る。

$$i_q = \frac{1}{P_f \psi_m} \left\{ T_{L0} + \frac{1}{s} T_L(\theta_m) + \frac{J}{P_f} \frac{d}{dt} \omega_m \right\} \dots\dots\dots (10)$$

(10)式より、SPMSMを用いて周期的に変動する負荷を駆動する場合、q軸電流 i_q に負荷の変動分が表れる。また、速度リップルが存在しない場合、つまり常にインバータの出力電気周波数 ω_{inv} とモータの電気角周波数 ω_e が一致している場合、軸のずれ角 θ_G の変動分は0である。特に(4)式において軸ずれ角 θ_G の初期値が0のとき(12)式を得る。

$$\begin{cases} i_\gamma = i_d \\ i_\delta = i_q \end{cases} \dots\dots\dots (11)$$

(11)式より、 $\gamma\delta$ 座標軸とdq座標軸が一致している場合、負荷の変動は δ 軸電流 i_δ のみに表れる。つまり、 γ 軸電流の変動を最小に制御することにより、dq座標軸と $\gamma\delta$ 座標軸を一致させることができる。

〈3・2〉 理想電圧波形を利用した速度リップル補償

3.1節で述べた γ 軸電流リップル最小時に速度リップルが最小となることを確認するためには、負荷の変動に応じたインバータ電圧を出力する必要がある。本検討では事前にベクトル制御を用いて速度リップルをほぼ0にできる電圧波形を求め、V/f制御の出力電圧に適用した。また、今回は検討を簡単化するために、 $i_d=0$ 制御を適用した。今後、本波形を理想電圧波形と呼称する。

表1に本検討で用いたモータパラメータを示す。また、図4に理想電圧波形を求めた際の実験速度波形とdq軸電流波形を示す。理想電圧波形により発生した速度リップルはモータ速度8Hzに対してリップル率0.1%以下であり、指令値に対して十分に小さく無視できる。また、電流波形より $i_d=0$ 制御を達成していることを確認できる。

V/f制御は $\gamma\delta$ 座標系、ベクトル制御で求めた理想電圧波形はdq座標系である。そのため、図1より理想電圧波形をV/f制御に適用する際には負荷角 δ を考慮しなくてはならない。負荷角 δ を算出するためにはモータの速度・位置情報が必要

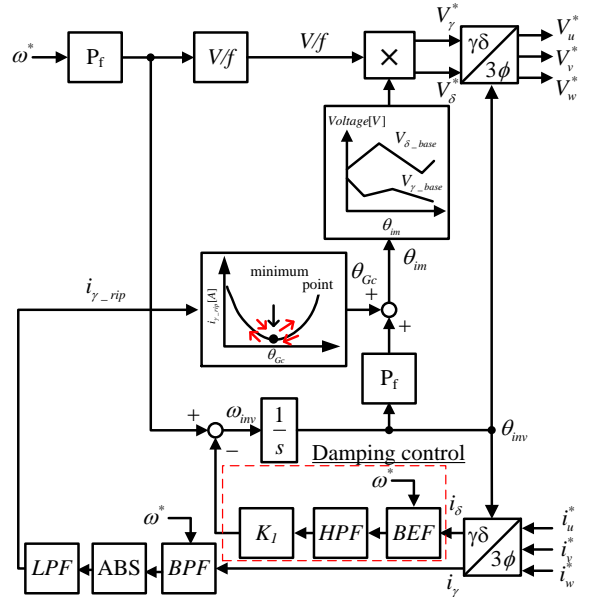


Fig.3. Block diagram of proposed method

Table1. Motor parameters

Parameter	Value
Rated speed[rpm]	4800
Rated speed[Hz]	80
Rated torque[N・m]	0.237
Number of pole pairs[pole]	3
Armature resistance [Ω]	6.2
Inductance[mH]	76.3
Inertia moment[Kgm ²]	3700×10 ⁻⁷
Resonance frequency of inductance and inertia [Hz]	23.7

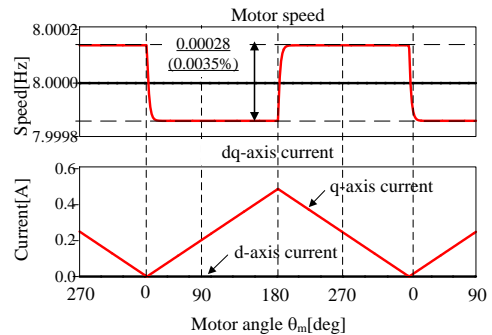


Fig.4. Speed and dq-axis current when making ideal voltage waveform.

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、本制御法では直接負荷角 δ を推定することなくdq座標軸と $\gamma\delta$ 座標軸を常に一致させるように制御する。そのため、インバータ出力角速度 ω_{inv} 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、機械角に対して周期的に変動する負荷

に対して補償を行う場合、定周期負荷変動の影響を大きく受けるので、BEFを用いて、定周期負荷変動の影響を除去する。定周期負荷変動は機械角1周期に対して、負荷変動が発生することを想定しているので、BEFの中心周波数はモータ速度指令周波数 ω^* と等しくする。HPFはトルクのオフセット分により、速度が低下することを防止するため、有効電流の直流部を除去する目的で設定する。ここでは、カットオフ周波数は1Hzに設定した。

〈3・4〉 軸ずれ角 θ_c の補正法 図5に本制御法で適用した γ 軸電流リプル i_{γ_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_{γ_BPF} のリプルを抽出する。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)により平均化することで、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、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。山登り法の補正量 θ_{Gc} の初期操作量は10degとし、山登り法の進行方向が変化する毎に操作量を減らしていき、最終的には0.5deg刻みとする。このように操作量を可変とすることにより、軸ずれ角 θ_c が大きい場合の山登り法が収束するまでの時間を短縮している。しかし、軸ずれ角 θ_{G0} が小さい場合、収束時間の増加に繋がる。そのため、今後は γ 軸電流リプル i_{γ_rip} の大きさに合わせて、操作量を変化させる方法を検討する予定である。

4. シミュレーション結果

本章では提案した制御法の有用性を確認するために種々のシミュレーションを行った結果について示す。本検討では表1に示すモータを使用した。また、インバータは3相の理想電圧源とした。

なお、負荷トルクのパターンは(13)式を用いた。

$$T_L(\theta_m) = \begin{cases} 0.00263\theta_m & (0 \leq \theta_m \leq 180) \\ -0.00263(\theta_m - 180) + 0.474 & (180 \leq \theta_m \leq 360) \end{cases} \cdot (13)$$

図7に本検討で用いたモータ速度指令周波数 ω^* の変動パターンを示す。速度変化時の加速度は8Hz/sとした。

図8に図7の速度指令値を用い、軸ずれ角 θ_{G0} は0、負荷トルクは(13)式を用いたときの運転波形を示す。図8に示す2つの波形は図2に示す従来法で駆動した場合と図3に示す提案法で駆動した結果である。

図8より、モータ速度によらず、提案法適用することにより、従来法と比較し、速度リプルを大幅に修正できている。

図9に図8の3.0秒から3.5秒を拡大した波形を示す。速度リプル率を比較したところ、95.9%低減することを確認した。また、表2に従来法と提案法のモータ速度8Hz、16Hz、20Hz時の速度リプル率を示す。モータ速度が上昇するほど、

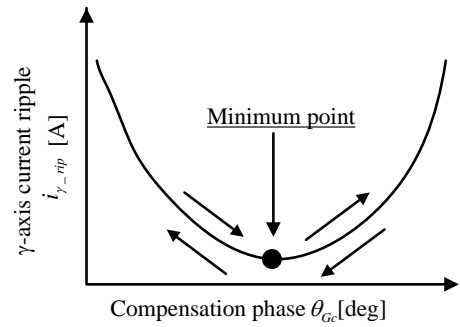


Fig.5. Schematic drawing of proposed phase correction method

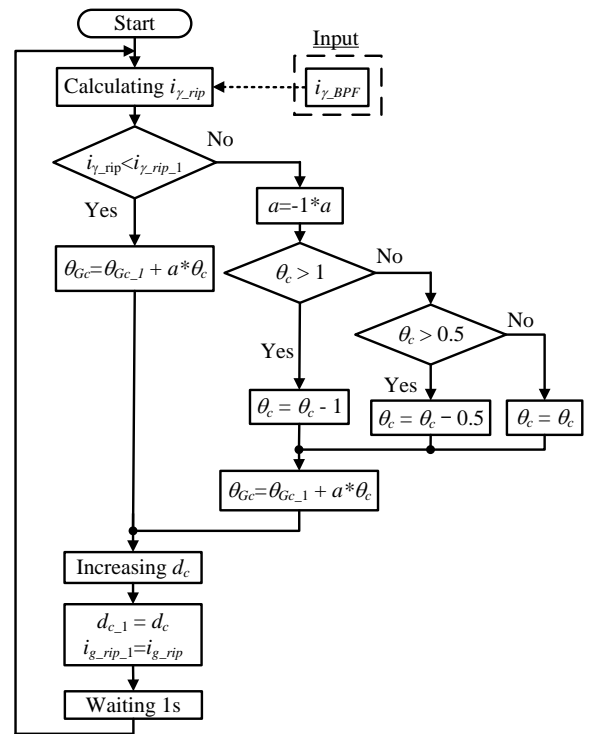


Fig.6. Flowchart of proposed phase correction method based on hill-climbing method

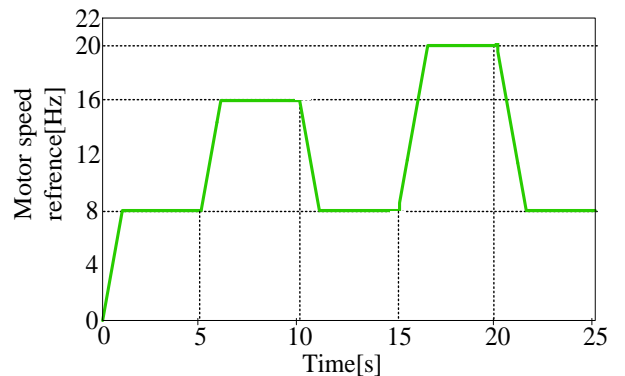


Fig.7. Motor speed reference

速度リプル率の改善幅は小さくなる。しかし、いずれのモータ速度でも90%以上リプル率を低減可能である。

次に、軸ずれ角 θ_G 補償による速度リプル補償について確認する。軸ずれ角 θ_G の補正確認は、回転速度の変動による影響を除去するために、速度指令を8Hz一定とした場合と、モータ速度を変動させた場合の2つの条件に分けて行った。また、軸ずれ角 θ_G は理想電圧波形の出力位相に対してオフセット θ_{G0} を与え再現した。負荷トルクは(13)式を用いた。

図10にモータ速度を8Hz一定、オフセット θ_{G0} の値を40degとした場合の結果を示す。その結果、 γ 軸電流リプルが最小となるように位相を補正することにより、オフセットとして与えた40degを補償し、速度リプルが最小化することを確認した。最小化後の速度リプル率を確認したところ、0.8%となっており、表2に示す結果と比較しリプル率が悪化した。悪化した原因として位相補正に山登り法を用いているため、速度リプル最小点で留まることなく、値が変化し続けるためと推定できる。また、論文中に示した軸ずれ角40deg以外である場合も同様に速度リプルを最小化できることを確認している。

図11に速度指令を図7のように変動、理想電圧波形の出力位相に対して40degのオフセット θ_{G0} を与えた場合のシミュレーション結果を示す。その結果、モータ速度が変動している場合でも、 γ 軸電流リプルを最小化することにより、速度リプルを最小化することが可能であることを確認した。

なお現状では条件に関わらず軸ずれ補正の収束時間が30秒前後と長いので短縮方法の検討については今後の検討課題とする。

5. まとめ

本論文では、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について提案した。提案法を適用することにより従来法と比べ速度リプルを最大95.9%低減することをシミュレーションにより確認した。ま

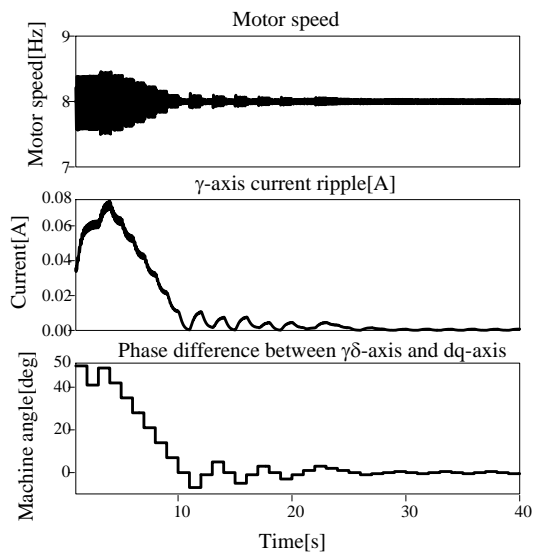


Fig.10. Result of converging speed ripple (@constant speed and offset θ_{G0} is 40deg.)

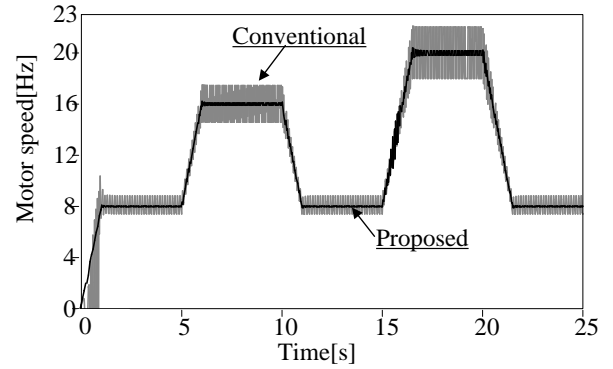


Fig.8. Motor speed waveform comparing conventional and proposed.

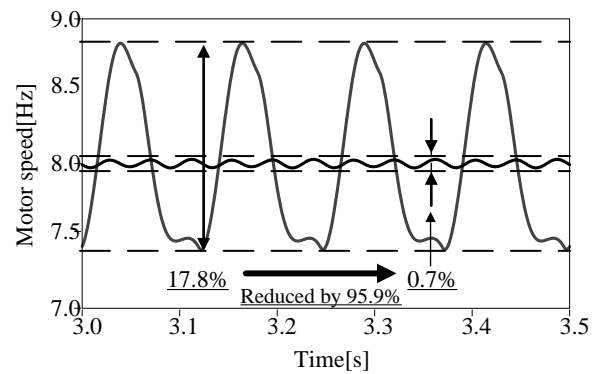


Fig.9. Extend waveform of Fig.8 (between 3.0s and 3.5s)

Table2. Speed ripple comparison of each speed

Speed reference[Hz]	Speed ripple percentage[%]		Improvement[%]
	Conventional	Proposed	
8	17.8	0.7	95.9
16	18	1.2	93.3
20	20.2	1.8	91.0

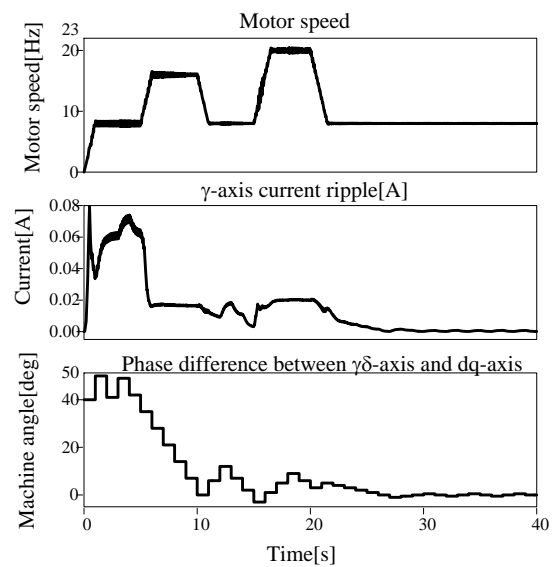


Fig.11. Result of converging speed ripple (@valuable speed and offset θ_{G0} is 40deg.)

た、モータの位置情報を使用せずに、軸ずれ角 θ_{G0} が存在する場合でも速度リップルを低減できることを確認した。現時点での本制御法の課題として、以下の3点が挙げられる。

1)理想電圧波形の作成方法である。本論文ではベクトル制御を用いて作成したが、実機では別途磁極位置フィードバックを有する試験ベンチを用いて、データを取得する必要がある。今後は、V/f制御で駆動しながらオンラインで求める方法を検討していく予定である。

2)本論文での検討は簡単化のためSPMSMを対象とした。今後は突極性を有するIPMSMに対して検討を行っていく予定である。この場合、突極性トルクが与える影響や高効率制御との両立が必要となる。

3)実機による検証

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) 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)
- (8) 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)
- (9) 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)
- (10) 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)