論文

# 埋込磁石同期電動機の V/f 制御に基づく山登り法による パラメータを用いない最大トルク/電流制御

学生員 東井 孝途\* 正員 加藤 尚和\* 上級会員 伊東 淳一\*a)

Maximum Torque per Ampere Control Using Hill-Climbing Method Based on V/f Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Takato Toi<sup>\*</sup>, Student Member, Masakazu Kato<sup>\*</sup>, Member, Jun-ichi Itoh<sup>\*a</sup>, Senior Member,

(20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

This paper proposes a novel V/f control method for interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs) in order to achieve maximum torque per ampere (MTPA) control without motor parameters such as d-q axis inductance and flux linkage of a permanent magnet. V/f control does not require either information of rotor position or the motor parameters in order to construct the control system. However, the conventional MTPA control method requires the motor parameters because the control determines the compensation voltage depending on reactive power. On the other hand, in the proposed MTPA control method, a hill-climbing method is utilized. The proposed MTPA control method calculates the compensation voltage depending on the output current in order to track the MTPA operation point without the motor parameters. The validity of the proposed method is confirmed by the experimental results using a 3.7-kW IPMSM. The experimental results indicate that the magnitude of the phase current decreased by 61% at the rated speed. Furthermore, the proposed MTPA control method is effective regardless of the magnitude of the load torque.

キーワード:埋込磁石同期電動機,最大トルク/電流制御, V/f制御

Keywords : Interior permanent magnet synchronous motor, Maximum torque per ampere control, V/f control

# 1. はじめに

近年,埋込磁石同期電動機(IPMSM)は高パワー密度,高効率といった利点を有することから産業用途に幅広く用いられている<sup>(1)~(3)</sup>。IPMSMの代表的な駆動方式としてベクトル制御と V/f 制御の 2 種類がある<sup>(4)</sup>。

ベクトル制御では、d、q 回転座標軸に基づいて電流や速 度を制御する。そのため、ホールセンサなどを用いて磁極位 置を検出する必要がある。しかし、位置、速度センサの使用 はコストの増加やシステムの信頼性の低下を招く<sup>(5)</sup>。また、 エアコンのようにモータと負荷がビルトインで接続されて いる場合、構造上位置センサを取り付けることは不可能で ある<sup>(6)</sup>。そのため、センサレスベクトル制御に関する研究が 盛んに行われている<sup>(7)~(9)</sup>。センサレスベクトル制御の場合、 制御系の構成時にモータパラメータが必要となるため、モ ータパラメータを推定または測定する必要がある<sup>(10)</sup>が、モ ータパラメータの設定誤差は安定性や制御性能の低下を招 く<sup>(11)</sup>。

また, IPMSM を高効率で駆動するためには,最大トルク /電流制御が必要となる。センサレスベクトル制御に基づく 最大トルク/電流制御には,モータパラメータを用いて最大 トルク/電流制御動作点を計算する方式や,電流指令値に高 調波を重畳し探索する方式などがある<sup>(12)(13)</sup>。しかし,セン サレスベクトル制御に基づく方式では,前述の通り制御系 を構成時にモータパラメータが必要となる。

一方,ファン,ポンプなどの速度制御が中心で高速トルク 応答を要求されない用途では V/f 制御が有効である<sup>(14)(15)</sup>。 V/f 制御はインバータ出力電圧を基準とした回転座標軸に 基づいて制御されるため,本質的に磁極位置情報を必要と しないといった特長がある<sup>(16)</sup>。V/f 制御では制御系構成時, モータの銘板に記載されているパラメータ以外は不要であ る。V/f 制御でもベクトル制御と同様に,電流位相や無効電 力を制御し最大トルク/電流制御を達成する方式が提案され ている<sup>(17)(18)</sup>。しかし,これらの方式ではモータパラメータ

a) Correspondence to: Jun-ichi Itoh. E-mail: itoh@vos.nagaokaut.ac.jp \* 長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1 Nagaoka University of Technology, 1603-1, Kamitomioka, Nagaoka Niigata 940-2188

<sup>© 200</sup> The Institute of Electrical Engineers of Japan.

が必要となるため、V/f 制御の利点を十分生かしているとは いえない。

そこで本論文では、V/f 制御に基づく山登り法(Hillclimbing method)を用いた最大トルク/電流制御を提案する。 山登り法に基づく方式では、電流値のみを用いて最大トル ク/電流制御動作点を探索するため、モータパラメータが不 要であるといった特長がある。

本論文は以下のように構成される。はじめに、インバータ 出力電圧を基準とした V/f 制御について述べる。続いて, V/f 制御に基づく最大トルク/電流制御として,従来の無効電力 に基づく方式および提案する山登り法を用いた方式につい て説明する。最後に、提案手法の有用性を確認するため、3.7 kWの IPMSM を用いて実験を行った結果について述べる。

## 2. V/f 制御に基づく最大トルク/電流制御

〈2·1〉 インバータ出力電圧に基づく V/f 制御 図 1 にγ-δ軸と d-q 軸の関係を示す。それぞれの軸はモータ速度 に同期した回転座標軸である。永久磁石同期電動機のベク トル制御では、一般に回転子の永久磁石が発する磁束の方 向を d 軸と定義し、速度起電力が発生する方向を q 軸とし て定義する座標系が使用される。一方, V/f 制御では, イン バータ出力電圧ベクトルの方向にδ軸を定義し、δ軸より90° 遅れた軸をγ軸と定義した γ-δ軸に基づいて制御されるため、 磁極位置情報を必要としない。また、各軸の定義より、δ軸 成分は有効成分を表し,γ軸成分は無効成分を表す。

d-q座標系で表した IPMSM の電圧方程式は(1)式で与えら れる。

ただし、 $v_d: d$  軸電圧、 $v_q: q$  軸電圧、 $\omega_{re}: 電動機の回転電$ 気角速度, p: 微分演算子, R: 電機子抵抗, Ld: d 軸インダ クタンス, Lq:q軸インダクタンス, ψm:永久磁石の磁束鎖 交数である。

前述の定義より、インバータ出力電圧はδ軸上に定義さ れ、速度起電力 one ψm は q 軸上に定義される。そのため、ず れ角は負荷角δと一致し, (2)式で表される。

 $p\delta = \omega_1 - \omega_m \tag{2}$ 

ただし、 ω1: インバータ出力電気角周波数である。 (1), (2)式より, 負荷角 δを用いると, γ-δ座標系の IPMSM の 電圧方程式は(3)式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma} \\ v_{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - \omega_{1}L_{\gamma\delta} + pL_{\gamma} & -\omega_{1}L_{\delta} + pL_{\gamma\delta} \\ \omega_{1}L_{\gamma} + pL_{\gamma\delta} & R + \omega_{1}L_{\gamma\delta} + pL_{\delta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} + \omega_{re}\psi_{m} \begin{bmatrix} -\sin\delta \\ \cos\delta \end{bmatrix}$$

ただし、 $v_{\gamma}$ : γ軸電圧、 $v_{\delta}$ : δ軸電圧、 $i_{\gamma}$ : γ軸電流、 $i_{\delta}$ : δ軸電 流である。ここで、L<sub>1</sub>, L<sub>6</sub>, L<sub>1</sub>, L<sub>1</sub>は(4)式から(8)式で 与えられる。



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

| $L_{\gamma} = L_0 + L_1 \cos 2\delta$ | (4) |
|---------------------------------------|-----|
|---------------------------------------|-----|

$$L_{\delta} = L_0 - L_1 \cos 2\delta \tag{5}$$

$$L_{0} = \frac{L_{d} + L_{q}}{2}$$
(7)  
$$L_{1} = \frac{L_{d} - L_{q}}{2}$$
(8)

$$L_1 = \frac{1}{2}$$

また, IPMSM の出力トルク T は(9)式となる。

$$T = P_f \{ \psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \}$$
(9)

ここで、 $P_f:$ 極対数である。

図 2 にγ-δ軸に基づく V/f 制御の制御ブロック図を示す。 図 2 の制御ブロック図には、安定化制御と従来手法の最大 トルク/電流制御が含まれる。

V/f制御の場合,δ軸電圧指令値v<sub>δ</sub>\*はモータ速度指令値ωm\* と V/f 比の積として与えられ, y軸電圧指令値 v,\*はゼロとし て与えられる。δ軸電圧指令値 νs\*は最大トルク/電流制御を 達成するため、補償電圧Avaによって調整される。また、フ ィードバックのないγδ軸に基づく V/f 制御によって永久磁 石同期電動機が駆動された場合、インダクタンスとモータ の慣性モーメントJの共振により負荷角 が持続的に振動す ることが知られている(16)。そこで、有効電流 isを電気角周波 数指令値ω\*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、制御系の安定化を図る。安定化 制御はハイパスフィルタ(HPF)と安定化ゲイン K1 によって 構成され,δ軸電流 isを入力とする。

〈2·2〉 無効電力制御に基づく最大トルク/電流制御 従来法の最大トルク/電流制御のブロックでは, d-a 軸および γ-δ軸それぞれの無効電力に基づいて補償電圧Avoが決定さ れる。ここで、d-q 軸における無効電力 Qdq は(10)式で表さ れる。

 $Q_{dq} = v_q i_d - v_d i_q \tag{10}$ 

また,(1)式を(10)式に代入すると(11)式が得られる。

ここで, d, q 軸電流 *i*<sub>d</sub>, *i*<sub>q</sub>と出力電流 *I*<sub>a</sub>の関係は(12)式で表 される。

よって、(11)、(12)式より出力電流  $I_a$ と電流位相 $\beta$ を用いると d-q軸における無効電力  $Q_{dq}$ は(13)式となる。

$$Q_{dq} = \omega_1 \left( L_d I_a^2 \sin^2 \beta + L_q I_a^2 \cos^2 \beta - \psi_m I_a \sin \beta \right) (13)$$

また,同一電流に対して出力トルクが最大となるように制 御する最大トルク/電流制御達成時の電流位相*β*は(14)式で 与えられる<sup>(19)</sup>。

ここで, *I*<sub>a</sub>sin β を X とすると,最大トルク/電流制御時の無効 電力は(15)式で表される。

$$Q_{dq} = \omega_1 \left\{ L_d X^2 + L_q \left( I_a^2 - X^2 \right) - \psi_m X \right\} \dots \dots \dots (15)$$

負荷角δが一定であり、出力トルクが一定の場合、最大ト ルク/電流制御達成時の位相角βにより力率角φも一意に定ま るため、最大トルク/電流時の無効電力は座標系によらず、 一意に決定される。そのため、γ-δ軸における無効電力 Q<sub>ro</sub>が (15)式の d-q 軸における最大トルク/電流制御達成時の無効 電力 Q<sub>dq</sub>に等しい場合、最大トルク/電流制御が達成される。 したがって、最大トルク/電流制御を達成するためには(16)式 を満たせばよい。

$$\omega_1 \left\{ L_d X^2 + L_q \left( I_a^2 - X^2 \right) - \psi_m X \right\} = v_\delta i_\gamma \quad \dots \dots \quad (16)$$

図 3 に V/f 制御に基づく従来の最大トルク/電流制御ブロ ックを示す。(16)式を満たすため, $\gamma$ -δ軸における無効電力  $Q_{j\delta}$ と d-q 軸における無効電力  $Q_{dq}$ の偏差を求め,PI 制御器によ ってδ軸電圧を調整する。本制御法では,最大トルク/電流制 御を達成するために電流ベクトルを d-q 軸成分に分解する 必要がないため,モータの磁極位置情報を必要としない。し かし,無効電力指令値を計算するために d 軸インダクタン ス  $L_d$ , q 軸インダクタンス  $L_q$ , 永久磁石の磁束鎖交数 $\psi_m$  と いったモータパラメータが必要となる。

### 3. 山登り法を用いた最大トルク/電流制御

<3.1> 出力電流と補償電圧の関係 図4に提案する最大トルク/電流制御を有する V/f 制御ブロック図を示す。提案手法では、出力電流 *Ia* を用いて山登り法に基づき、補償 電圧*Avs*を決定する。そこで、補償電圧*Avs*に応じて出力電流 *Ia* がどのように変化するかを求める。

まず,定常状態を仮定し,微分項 *p* を 0 とおいて(1)式を 変形すると(17)式が得られる。





Fig. 2. Block diagram of V/f control based on the  $\gamma\delta$ -frame with the conventional MTPA control.



Fig. 3. Conventional MTPA control block diagram.



Fig. 4. Block diagram of V/f control based on the  $\gamma\delta\text{-frame}$  with the proposed MTPA control.

ここで、V/f制御では $\gamma$ 軸電圧  $v_{\gamma}$ は0のため、d、q 軸電圧  $v_d$ 、  $v_q$ は(18)式で表される。

$$\begin{cases} v_d = v_\delta \sin \delta \\ v_q = v_\delta \cos \delta \end{cases}$$
(18)

また, d, q 軸電流 *i*<sub>d</sub>, *i*<sub>q</sub>, 出力電流 *I*<sub>a</sub>, 力率 *φ*の関係は(19) 式で表される。

よって,(17),(18),(19)式より,出力電流 *I*aは(20)式となる。

$$I_a = \left\{ \left( Z_d^2 \sin^2 \delta + Z_q^2 \cos^2 \delta + 2Z^2 \sin \delta \cos \delta \right) v_\delta^2 - 2\omega_1 \psi_m \left( Z_q^2 \cos \delta + Z^2 \sin \delta \right) v_\delta + (\omega_1 \psi_m)^2 Z_q^2 \right\}_q^{\frac{1}{2}} Y^2$$

ただし,

$$Z_d^2 = R^2 + (\omega_1 L_d)^2$$
 .....(21)

$$Z_q^2 = L_d^2 \left\{ \left( \frac{R}{L_d} \right)^2 + (\omega_1 \sigma)^2 \right\}$$
 .....(22)

$$Z^{2} = R\omega_{1}L_{d}(\sigma - 1) \dots (23)$$

ここで, σ: 突極比である。なお, (21)式から(24)式におい て, 定常状態では電動機の回転電気角速度 ω<sub>re</sub> はインバータ 出力電気角周波数 ω<sub>l</sub> に一致するため, ω<sub>re</sub> は ωl として表して いる。(20)式より,補償電圧 Δv<sub>d</sub>による出力電流 I<sub>a</sub> の変化は2 次関数で表すことができ,補償電圧 Δv<sub>d</sub>によりδ軸電圧指令値 v<sub>δ</sub>\*を制御することにより,出力電流 I<sub>a</sub> を制御することがで きる。

図5に補償電圧Δvsと出力電流 Laのグラフを示し、表1に IPMSMのパラメータを示す。前述の通り、出力電流に対 して最も効率的に出力トルクを発生させる条件が最大トル ク/電流制御達成時である。すなわち、出力トルクが一定の 場合、最大トルク/電流制御達成時に出力電流が最小とな る。図5より、補償電圧Δvsによって電流の位相を調整する ことで最大トルク/電流制御を達成し、出力電流 La は最小値 La min となる。

<3.2> 山登り法を用いた最大トルク/電流制御のモード

図6に山登り法を用いた最大トルク/電流制御のフローチ ャートを示す。図5に示すように、山登り法は電流値の大小 関係に応じて4モードに分割される。モード1では、出力 電流最小値を探索するため、補償電圧Δv<sub>o</sub>を増加させる。モ ード2では、出力電流の今回値と前回値が比較される。出力 電流の今回値が電流最小値によって決まる電流閾値 I<sub>a\_t</sub> よ

| Table 1. Motor parameters of load PMSM. |                         |  |  |  |  |
|---|-------------------------|--|--|--|--|
| Rated mechanical power $P_m$            | 3.7 kW                  |  |  |  |  |
| Electromotive force $e_q$               | 151 V                   |  |  |  |  |
| Rated voltage V <sub>n</sub>            | 180 V                   |  |  |  |  |
| Rated current I <sub>n</sub>            | 14 A                    |  |  |  |  |
| Synchronous speed $\omega_s$            | 1800 r/min              |  |  |  |  |
| Rated torque $T_{eR}$                   | 19.6 Nm                 |  |  |  |  |
| Winding resistance R <sub>w</sub>       | 0.693 Ω                 |  |  |  |  |
| d-axis inductance $L_d$                 | 6.2 mH                  |  |  |  |  |
| q-axis inductance $L_q$                 | 15.3 mH                 |  |  |  |  |
| Inertia moment J                        | 0.0372 kgm <sup>2</sup> |  |  |  |  |
| Number of pole pairs $P_f$              | 3                       |  |  |  |  |



Fig. 5. Relationship between the output current  $I_a$  and the compensation voltage  $\Delta v_{\phi}$ 

りも小さい場合,補償電圧Δvsを増加させる。モード3および モード4では,補償電圧Δvsが減少させ,それぞれモード1, モード2と同様の処理が行われる。

出力電流 *I*a が最小点に追従した後,山登り法はモード1 から4を繰り返す。電流最小点に追従後も補償電圧の変動 量が一定の場合,電流リプル *I*a\_ripple が発生し,トルクリプ ルの増加を引き起こすおそれがある。そのため,モード4 では,補償電圧の変動量を減少させ,電流リプルを低減さ せる。なお,ここでは電流最小点追従後,負荷トルクの変



Fig. 6. Flowchart of proposed MTPA control based on the hill-climbing method.

4

動により出力電流  $I_a$ が電流最小値  $I_{a,min}$ より 0.2 p.u.変化した場合, 1 s 経過後,制御器で設定した電流最小値  $I_{a,min}$ ,電流閾値  $I_{a,th}$ ,補償電圧の積算値および変化量を初期化し、山登り法により最大トルク/電流制御動作点を探索している。なお,初期化後の設定値は電流最小値を過電流閾値である 20 A,電流閾値を 0 A,補償電圧の積算値および変化量をそれぞれ 0 V としている。

山登り法を用いた最大トルク/電流制御では,γ,δ軸電流 *i*,*i*を用いて計算した出力電流 *I*<sub>a</sub>に応じて補償電圧を決定 するため、モータパラメータを必要としない。

<3.3> 補償電圧の変動量 山登り法を用いた最大トル ク/電流制御では,最大トルク/電流制御点探索中に出力電流 *Ia* の変動による出力トルクの変動を抑制する必要があるた め,今回は出力電流変動量*ΔIa* が 0.1 p.u.以下となるように補 償電圧*Δvs*の変動量を決定した。

また,離散化やデッドタイムの影響によって発生する出 力電流のリプルに対して,補償電圧Δvaによって変化する出 力電流の値が十分大きくなければ電流値の比較が正しく行 えず,山登り法による最大トルク/電流制御での電流最小点 への追従が不可能となる。そのため,補償電圧Δvaの下限値 に関しては,離散化やデッドタイムによる電流リプルへの 影響を考慮して決定する必要がある。

<3.4> 補償電圧変動時の出力電流の変化量とモータパラ メータの関係 山登り法を用いた最大トルク/電流制御の 効果について、モータパラメータの依存性に関して検討す る。補償電圧Δvsと出力電流 Iaの関係について、ここでは簡 単化のため、出力電流の二乗 Ia<sup>2</sup>と補償電圧Δvsの関係式より 検討する。(20)式より、補償電圧Δvsと出力電流の二乗 Ia<sup>2</sup>の 関係は(26)式で表される。

ただし,

$$a = \left(Z_d^2 \sin^2 \delta + Z_a^2 \cos^2 \delta + 2Z^2 \sin \delta \cos \delta\right) Y^4 \dots (27)$$

$$-2ab = 2\left\{\psi_{\delta}^{*}\left(Z_{d}^{2}\sin^{2}\delta + Z_{q}^{2}\cos^{2}\delta + 2Z^{2}\sin\delta\cos\delta\right) \\ -\omega_{l}\psi_{m}\left(Z_{d}^{2}\cos\delta + Z^{2}\sin\delta\right)Y^{4} \qquad \dots (28)$$

$$ab^{2} + c = -2\omega_{1}\psi_{m} \left(Z_{q}^{2}\cos\delta + Z^{2}\sin\delta\right)Y^{4}v_{\delta}^{*} + \left(Z_{d}^{2}\sin^{2}\delta + Z_{q}^{2}\cos^{2}\delta + 2Z^{2}\sin\delta\cos\delta\right)Y^{4}v_{\delta}^{*2} + \left(\omega_{1}\psi_{m}\right)^{2}Y^{4}Z_{q}^{2}$$

2次関数では、曲線の傾きは係数 a に依存する。傾きが大きいほど、補償電圧変動時の出力電流の変動量が大きくなるため、山登り法を用いた最大トルク/電流制御によって電流最小点を探索しやすいといえる。そのため、ここでは係数 a について、モータパラメータの依存性について考える。

図7に基準化したd軸インダクタンス%Xuまたは突極比 のを変更した際の係数 a のグラフを示す。図7(a)より,基準 化したd軸インダクタンス%Xuが小さいほうが負荷トルク







Fig. 8. Relationship between output current  $I_a$  and compensation voltage  $\Delta v_{\delta}$  with different normalized d-axis inductance  $\frac{9}{X_{Ld}}$ .

によらず係数 a が大きくなることがわかる。(27)式より,軽 負荷領域では負荷角  $\delta$ が小さくなるため、 $Z_q \cos^2 \delta$ の項が支配 的となる。また、d 軸インダクタンス  $L_d$ の変化に不感であ るため、d 軸インダクタンス  $L_d$ に対する係数 a の変化は  $Y^4$ に依存する。さらに、(24)式より、 $Y^2$ とd 軸インダクタンス  $L_d$ との間には反比例の関係があるため、d 軸インダクタンス  $L_d$ が小さくなるほど、 $Y^2$ は大きくなり、係数 a は大きくな る。一方、図 7(b)より、係数 a は突極比 $\sigma$ によらず、ほぼ一 定であることがわかる。(22)式より、突極比 $\sigma$ に対して、 $Z_q$ は 反比例的に変化する。 $Y^4$ の影響のほうが大きいため、突極比  $\sigma$ の変化に対して係数 a の変化は小さくなる。

図8に定格速度かつ負荷トルクが0.1 p.u.のときに基準化 した d 軸インダクタンス%X<sub>Ld</sub>を変化させたときの補償電圧 Δνδと出力電流 Laのグラフを示す。図8より,基準化した d 軸インダクタンス% $X_{Ld}$ が小さく,係数aが大きいほうが,補償電圧 $\Delta v_d$ に対する出力電流 $I_a$ の変動量が大きいことがわかる。

d 軸インダクタンス La が小さくなる構造としては,永久 磁石を半径方向に 2 分割する 2 層埋込磁石構成の回転子が 挙げられる。この構造は,コンプレッサモータなどリラクタ ンストルクを有効的に利用する用途に適している<sup>(20)</sup>。

#### 4. 実験結果

実機検証において, IPMSM は2 レベルインバータによっ て駆動される。負荷側のモータは一定の負荷トルクを与え るために汎用インバータによって駆動される。供試側電動 機のパラメータは表1に示す通りである。また, d, q 軸電 流を計算するため,ホールセンサにより磁極位置情報を取 得しているが,制御には使用していない。

図 9 に 1800 r/min (1 p.u.)および 900 r/min (0.5 p.u.)での山 登り法を用いた最大トルク/電流制御適用時の補償電圧,従 来手法の最大トルク/電流制御を用いて計算した補償電圧, 山登り法のモード, U相電流波形を示す。なお, 補償電圧Avs が負となる場合, 定格速度においては電圧指令値が飽和す るため、負荷側インバータの直流電圧は320Vとしている。 図9より、前述の通り、山登り法は最大トルク/電流制御点 探索後,モード1から4を繰り返していることがわかる。 よって、補償電圧の変動量はモード4で減少し、モータパラ メータを用いた従来手法の最大トルク/電流制御時の補償電 圧Avoと一致していることがわかる。補償電圧の変化量に関 しては、出力電流の変動量ALaが 0.1 p.u.を超過しないように 0.02 p.u.としている。なお、図 9(b)では、従来法と提案法の 補償電圧Δνδが一致していないが、相電流が減少し、後述す るように、最大トルク/電流制御動作点で動作している。ま た, 1800 r/min, 負荷トルク TL が 1.6 Nm (0.08 p.u.)のとき, U 相電流は 0.18 p.u.から 0.07 p.u.へ 61%減少している。ま た, 1800 r/min, 負荷トルク TLが 19.8 Nm (1 p.u.)時, U相電 流は 0.78 p.u.から 0.75 p.u.へ 4%減少している。したがって, 1800 r/min, 負荷トルク TLが 1.6 Nm (0.08 p.u.)のときの銅損 は最大トルク/電流制御適用前と比較して 85%減少すること となる。同様に, 900 r/min の場合, 負荷トルク TL が 1.6 Nm (0.08 p.u.)のときの銅損は 90%減少する。

図 10 に 1800 r/min および 900 r/min での山登り法を用いた最大トルク/電流制御適用時の d, q 軸電流  $i_d$ ,  $i_q$ , 出力電流  $I_a$ , U 相電流波形を示す。なお、前述の通り、定格速度において、補償電圧  $\Delta v_{\delta}$ が負となる場合、負荷側インバータの 直流電圧は 320 V としている。図 10 より、山登り法を用いた最大トルク/電流制御適用時、特に軽負荷領域では、d 軸電流  $i_d$ が大きく変動し、q 軸電流  $i_q$ はほぼ一定であることがわかる。1800 r/min、負荷トルク  $T_L$ が 1.6 Nm のとき、d 軸電流  $i_a$ は 0.15 p.u.から 0.01 p.u.へ 93%減少している。また、最大トルク/電流制御達成時、d 軸電流  $i_d$ がほぼ 0 となっていることがわかる。よって、突極比のが 2.5 の IPMSM で高速領域かつ軽負荷領域の最大トルク/電流制御は  $i_a=0$  制御時の結



Fig. 9. Waveforms of the compensation voltage of each method, modes of the hill-climbing method and the U-phase current under different operating points.



(d) At 900 r/min (0.5 p.u.) and 19.3 Nm (0.98 p.u.). Fig. 10 Waveforms of the dq-axis current, the output current and the Uphase current under different operating points.



(d) At 900 r/min (0.5 p.u.) from 0 Nm (0 p.u.) to 19.6 Nm (1 p.u.). Fig. 11. Relationship between the load torque and the output current with/without MTPA control at 1800 r/min (1 p.u.) and 900 r/min (0.5 p.u.). 果と同等であることがわかる。

図 11 に 1800 r/min および 900 r/min での最大トルク/電流 制御適用前後の出力電流 *Ia* と負荷トルク *TL*の関係を示す。 なお,前述の通り,定格速度時,負荷トルク *TL*が 7.8 Nm (0.4 p.u.)以上の場合,負荷側インバータの直流電圧は 320 V とし ている。図 11 より,1800 r/min の場合,最大トルク/電流制 御適用後の出力電流値は理論値と最大誤差 3.2%,900 r/min の場合,最大誤差 3%でそれぞれ一致している。よって山登 り法を用いた最大トルク/電流制御の場合でも,負荷トルク

| 0 | 0.08<br>p.u.<br>X | 0<br>  | utput t<br>10.<br>Transi | orque [<br>57 p.u.<br>ent stat | l p.u./d | liv]<br>₩ | otor spe | eed [0.5 | ••• 0.(<br>p.u./d | 08 p.u.<br>¥<br>iv]↑ |
|---|-------------------|--------|--------------------------|--------------------------------|----------|-----------|----------|----------|-------------------|----------------------|
| 0 |                   |        |                          |                                | 5        |           |          | 1 p.u    |                   |                      |
| 0 | 0.08<br>p.u.<br>V |        | put cui                  | 0.46 p                         | .5 p.u./ |           |          |          | • 0.08            | 3 p.u                |
| 0 | · <b>∤</b> i.o    | 6 p.u. |                          | n voitaș                       | -0.01    | p.u./di   |          |          | · · 0.0           | )6 p.u.<br>∤         |

(a) From 1.59 Nm (0.08 p.u.) to 11.1 Nm (0.57 p.u.) at 1800 r/min (1 p.u.).



(b) From 11.1 Nm (0.57 p.u.) to 19.2 Nm (0.98 p.u.) at 1800 r/min (1 p.u.).

|   | Output torque [1 p.<br>0.08 Transient state<br>p.u. | u./div]<br>↔       |          |    |   | · 0.08    | p.u. •  |
|---|---|--------------------|----------|----|---|-----------|---------|
| 0 | Motor speed [0.5 p.u./div<br>10.5 p.u               | v]                 |          |    |   |           | (       |
| 0 | 0.08 Output current [0.5<br>p.u.                    | p.u./div           | ]        |    |   | • 0.08    | p.u     |
| 0 | Compensation volta                                  | p.u.<br>1ge [0.1   | p.u./div | v] |   | · • • 0.0 | )2 p.u. |
| 0 | ₩<br>10.01 p.u.                                     | ¥ <sup>-0.03</sup> | p.u.     | _  | ~ | 2 s/div   | ~*      |

(c) From 1.5 Nm (0.08 p.u.) to 11.1 Nm (0.57 p.u.) at 900 r/min (0.5 p.u.).



(d) From 11.4 Nm (0.58 p.u.) to 18.8 Nm (0.96 p.u.) at 900 r/min (0.5 p.u.).





(b) d, q-axis current, output current  $I_a$  and U-phase current. Fig. 13. Waveforms when the resistance R is varied at the rated speed and the rated torque.

*T*<sub>L</sub>によらず最大トルク/電流制御を達成できていることがわ かる。

図 12 に山登り法を用いた最大トルク/電流制御適用時に 負荷トルク TL がステップ状に変化した際の出力トルク T, モータ回転速度,出力電流 Ia,補償電圧Avsの波形を示す。 モータ速度はそれぞれ 1800 r/min (1 p.u.), 900 r/min (0.5 p.u.) である。なお、負荷トルクのステップ量はそれぞれ 1.59 Nm (0.08 p.u.)から 11.1 Nm (0.57 p.u.), 11.1 Nm (0.57 p.u.)から 19.6 Nm(1 p.u.)付近の値としている。なお、定格速度時は負荷側 インバータの直流電圧は320 Vとしている。前述の通り、補 償電圧の変動量は出力電流の変動量が 0.1 p.u.を超過しない ように決定する。よって、電流リプルを考慮し、出力電流 Ia が 0.2 p.u 変化した際に最大トルク/電流制御が再開されるよ うに設定する。なお、山登り法により最大トルク/電流制御 動作点を探索する場合,出力電流 Laは負荷トルク TLの変動 ではなく、補償電圧Avaによってのみ変動させなければなら ないため、負荷トルク TLの変動によって生じる出力電流 La の過渡期間中は最大トルク/電流制御を再開するべきではな い。図 12 より, 負荷トルク TL がステップ状に増加または減 少後、出力電流 La が定常状態に落ち着いてから最大トルク/ 電流制御が再開されていることがわかる。

図13に抵抗変動時の安定性を評価するため、提案する最 大トルク/電流制御適用時に各相の抵抗値を変化させたとき の波形を示す。なお、実験はV/f 制御が最も不安定となる定 格速度かつ定格トルクの条件で行っている。温度変化によ る抵抗値の変化を考慮し,各相の抵抗値がノミナル値の1.7 倍となるようマグネットコンタクタにより各相に抵抗を挿 入する。図13より,抵抗値が変化した後も脱調することな く,安定して最大トルク/電流制御を維持できていることが わかる。

以上の結果より、山登り法を用いた最大トルク/電流制御 を有する V/f 制御の有効性を実験により確認した。

#### 5. まとめ

本論文では、山登り法に基づく最大トルク/電流制御を用 いた V/f 制御について提案した。提案手法では、モータパラ メータを用いることなく最大トルク/電流制御を達成するこ とが可能である。また実機実験により、従来手法と提案手法 の最大トルク/電流制御を比較した。実験結果より、定格速 度および負荷トルクが 0.08 p.u.の場合、最大トルク/電流制 御適用時、適用前と比較して出力電流 Ia は最大 61%減少す ることを確認した。また、銅損は最大トルク/電流制御適用 前と比較して、85%減少することを確認した。さらに、提案 する最大トルク/電流制御は従来手法と同様、負荷トルク TL の大きさによらず達成できることを確認した。また、負荷ト ルクがステップ状に変化した際に再び最大トルク/電流制御 達成点を探索し、追従することを確認した。

本制御法は V/f 制御が主に適用される中速から高速領域 では、負荷条件によらず適用可能である。また、V/f 制御に おける安定化制御のゲイン K<sub>1</sub>の決定方法が明確化されてい ないため、提案する最大トルク/電流制御の応答性に関して の議論は今後の課題とする。

#### 献

- S. Kim, Y. Yoon, S. Sul, K. Ide, "Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 28, No. 1, pp. 488-497, (2013)
- (2) R. Tanabe, K. Akatsu, "Advanced Torque and Current Control Techniques for PMSMs with a Real-time Simulator Installed Behavior Model", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 2, pp. 167-173, (2016)
- (3) T. Zanma, M. Morimoto, K. Yubai: "Suppression of harmonic Current for IPMSM using Generalized Repeatitive Control", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, No. 3, pp. 214-220, (2014)
- (4) J. Itoh, N. Nomura, H. Ohsawa, "A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor", Proc. of the Power Conversion Conference PCC Osaka 2002, Vol. 3, pp. 1310-1315, (2002)
- (5) M. J. Corley, R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 34, No. 4, pp. 784-789, (1998)
- (6) 関原聡一・蛭間淳之:「エアコン用正弦波駆動インバータ-コンプレ ッサモータの高性能駆動」,東芝レビュー, Vol. 57, No.10, pp. 42-45, (2002)
- (7) M. Hasegawa, S. Yoshioka, K. Matsui, "Position Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Using Unknown Input Observer for High-Speed Drives", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 45, No. 3, pp. 938-946, (2009)
- (8) K. Tobari, Y. Iwaji, "Quick-Response Technique for Simplified Position Sensorless Vector Control in Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 5, pp. 582-588, (2015)

- (9) S. Sul, S. Kim, "Sensorless control of IPMSM: Past, Present, and Future", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 1, No. 1, pp. 15-23, (2012)
- (10) S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda, "Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 42, No.5, (2006)
- (11) T. Fukumoto, S. Togashi, Y. Hayashi "Performance Improvement of IPMSM Position Sensorless Vector Control System by the Online Identification of Stator Resistance and Permanent Magnet Flux", T. IEEJ, Vol. 129-D, No. 7, pp. 698-704 (2009) 福本哲哉・富樫重則・林洋一:「固定子抵抗と永久磁石鎖交磁束のオ ンライン同時同定による IPMSM 位置センサレスベクトル制御の高 性能化」, 電学論 D, Vol. 129, No. 7, pp. 698-704 (2009)
- (12) T. M. Jahns, G. B. Kliman, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, pp. 738-747, (1986)
- (13) S. Kim, Y. Yoon, S. Sul, K. Ide, "Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of an IPM Machine Based on Signal Injection Considering Inductance Saturation", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 28, No. 1, pp. 488-497, (2013)
- (14) P. D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J, K, Pederson, P. Thøgersen, "A Sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 39, No. 3, pp. 783-791, (2003)
- (15) M. Kiuchi, T. Ohnishi, "Sesnsorless Sinusoidal Drives for Fan and Pump Motors by V/f Control", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 130, No. 1, pp. 93-101 (2010) 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」, 電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp. 93-101 (2010)
- (16) J. Itoh, J. Toyosaki, H. Ohsawa, "High performance V/f control method for PM Motor", Trans. IEE of Japan, Vol. 122-D, No. 3, pp. 253-258 (2002) 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-D, No. 3, pp. 253-258 (2002)
- (17) J. Itoh, Y. Nakajima, G. T. Chiang, "Maximum Torque per Ampere and Maximum Efficiency Control Methods based on V/f control for IPM Synchronous Motor", IEEJ Journal of Industry Applications, pp. 112-120, (2014)
- (18) Z. Tang, X. Li, S. Dusmez, B. Akin, "A New V/f-Based Sensorless MTPA Control for IPMSM Drives", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 31, No. 6, pp. 4400-4415, (2016)
- (19) 武田洋次,松井信行,森本茂雄,本田幸夫:「埋込磁石同期モータの 設計と制御」,オーム社,(2001)
- (20) Y. Honda, H. Murakami, K. Narazaki, T. Higaki, S. Morimoto, Y. Takeda "Optimum design of a multi layer interior permanent magnet synchronous motor using reluctance torque", T. IEEJ, Vol. 117-D, No. 7, pp. 898-904 (1997)

本田幸夫・村上浩・楢崎和成・檜垣俊郎・森本茂雄・武田洋二:「リ ラクタンストルクの有効利用をめざした多層埋込磁石構造 PM モー タ」, 電学論 D, Vol. 117, No. 7, pp. 898-904 (1997)



(学生員) 1993年6月26日生。2016年3月, 長岡技術科学大学卒業。同年4月,同大学大学 院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻 に進学。現在に至る。主に永久磁石同期電動機 制御に関する研究に従事。



(正員) 1989年7月4日生。2012年3月,長岡技術科学大学卒業。2014年3月,同大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月,同大学博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。 2017年3月,長岡技術科学大学大学院博士後期課程修了。博士(工学)。同年4月,長岡モー ターディベロップメント株式会社設立。主に電動機制御に関する開 発に従事。



月,長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課 程修了。同年4月,富士電機(株)入社。2004 年4月,長岡技術科学大学電気系准教授。2017 年4月,同大学電気系教授。現在に至る。主に 電力変換回路,電動機制御の研究に従事。博士 (工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回 電気学術振興賞進歩賞受賞。2010年 Takahashi

(上級会員) 1972年1月6日生。1996年3

Isao Award (IPEC Sapporo), 第58回電気科学技術奨励賞, 2012 年イ ンテリジェントコスモス奨励賞, 2014 年, 2016 年電気学会産業応 用部門論文賞, 2017 年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門), 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。