

V/f 制御に基づく IPMSM の最大トルク/電流制御

中島 雄希* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Maximum Torque per Ampere Control based on V/f Control
for Interior Permanent Magnetic Synchronous Motor
Yuki Nakajima*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes Maximum Torque per Ampere control method for IPMSM based on V/f control. Maximum Torque per Ampere control can be achieved to control reactive power. This method is inherently sensorless because this method is based on V/f control. Therefore, this method is simpler as against conventional method such as sensorless vector control method.

キーワード：内部永久磁石同期電動機 V/f 制御 最大トルク/電流制御 無効電力
(IPMSM, V/f control, Maximum Torque per Ampere control, reactive power)

1. はじめに

近年、省エネルギーの観点から、インバータを用いたモータドライブシステムはさまざまな分野に適用されている。また、モータドライブシステムの高効率を目的として、内部永久磁石同期電動機(IPMSM)の適用が盛んに行われている。

永久磁石同期電動機の駆動には一般に、エンコーダやレゾルバを用いて磁極位置を検出し、それに応じて電流を制御するベクトル制御が用いられている。しかし、磁極位置検出器を用いることは、モータドライブシステムの高コスト化の原因となる。

そこで、磁極位置検出器を用いずに、永久磁石同期電動機の磁極位置を推定する、センサレスベクトル制御が多く提案されている^[1-6]。センサレスベクトル制御は一般にモータパラメータや電圧指令値、電流検出値を用いて磁極位置を推定する。そのため、モータパラメータの誤差や検出誤差が存在すると、磁極位置推定誤差が発生する特徴を持つ。磁極位置推定誤差が大きくなると、最悪の場合モータは脱調する。また、磁極位置推定のための演算は複雑であり、磁極位置推定器自体の設計も難しいという問題がある。

一方、永久磁石同期電動機の簡単な制御法として、電動機の直交座標 dq 軸と制御器の直交座標 gd を一致させるフィードフォワード制御が提案されている^[7-8]。この方法は永久磁石電動機における V/f 制御の一手法と考えることができる。しかし、 dq 軸に制御器の軸を一致させようとすると、制御パラメータが増加し、制御が簡単であるという V/f 制御の利点を活かすことができない。

この問題に対して、電動機の直交座標 dq 軸とは別に、インバータの出力電圧ベクトルを基準として制御器の直交座標を定義した V/f 制御が提案されている^[9]。本制御法は dq 軸に基づくよりも非常に簡単な構成で安定化でき、また無効電力を用いることで d 軸電流を 0 に制御することが可能である。したがって、本制御法は表面永久磁石同期電動機(SPMSM)の高効率駆動を実現する。

しかしながら、本制御法を IPMSM に適用した場合、高効率制御器が具体的にどのような構成になるかは記述されていない。また、IPMSM においてはマグネットトルクに加えリラクタンストルクを有効に活用することが求められており、 d 軸電流を 0 に制御することは適切でない。IPMSM において高効率制御を行うためには、最小の電流で最大のトルクを出力する、最大トルク/電流制御を必要とする。

そこで本論文では、V/f 制御に基づく IPMSM の最大トルク/電流制御を提案する。本制御法は V/f 制御を元にしており、磁極位置情報を必要とせず、本質的にセンサレスである。また、無効電力を制御することで電流位相を調節し、最大トルク/電流制御を実現する。したがって、高速なトルク応答を必要としないファンやポンプといったアプリケーションにおいて、本制御法は有効である。以上の提案法の効果をシミュレーションと実機検証により検証し、提案法の有用性を確認したので報告する。

2. インバータの出力電圧を基準とした V/f 制御

(2-1) 基本原理

図 1 に $\gamma\delta$ 座標系と dq 座標系の関係を示す。一般に永久磁石同期電動機の制御では、永久磁石が発する磁石の方向を d

軸、逆起電力が発生する方向を q 軸とする直行座標を定義する。しかしながら、磁極位置センサを用いない V/f 制御では磁極位置が不明であり、dq 軸を定義することができない。そこで、本制御法ではインバータの出力電圧ベクトルの方向を δ 軸、δ 軸より 90 deg 遅れた軸を γ 軸とした、γδ 軸直交座標を定義する。

(1)式に dq 座標上で突極性のない表面永久磁石同期電動機の電圧方程式を示す。(1)式をγδ座標に変換することで(2)式を得る。同様に、トルクの関係式は(3)式、電気角速度とトルクの関係は粘性抵抗を無視すれば(4)式で表される。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & -\omega_{re}L_a \\ \omega_{re}L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & -\omega_1 L_a \\ \omega_1 L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_{re}\psi_m \begin{bmatrix} \sin\delta \\ \cos\delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2)$$

$$T = P_f \psi_m i_q = P_f \psi_m (i_\gamma \sin\delta + i_\delta \cos\delta) \dots\dots\dots(3)$$

$$p\omega_{re} = \frac{P_f(T - T_L)}{J} \dots\dots\dots(4)$$

(5)式にγδ軸と dq 軸の間のずれ角 θ を表す。2 つの座標の回転速度は常的には同一だが、過渡的に回転速度が変化することで 2 つの座標軸にずれが生じる。このときずれの角度の微分は、インバータの出力電気角速度と、回転電気角速度の差に等しい。

$$p\theta = \omega_1 - \omega_{re} \dots\dots\dots(5)$$

γδ軸の定義より、インバータの出力電圧ベクトル v_δ が δ 軸上に印加され、電動機の逆起電力 $\omega_{re}\psi_m$ は q 軸上に発生する。したがって、γ軸と q 軸の間のずれ角 θ は負荷角と一致する。

(2・2) 安定化制御

図 2 に永久磁石同期電動機の V/f 制御の制御ブロック図を示す。ここで、V/f 制御系の特性方程式を求め、制動係数 ζ および固有角周波数 ω_n を求めると、(6)式および(7)式を得る。

$$\zeta = 0 \dots\dots\dots(6)$$

$$\omega_n = \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{JL_a}} \dots\dots\dots(7)$$

(6)式および(7)式より、単純な V/f 制御で永久磁石同期電動機を駆動すると、固有角周波数 ω_n の持続振動が発生し、動作が不安定になることが分かる。そこで先行研究として、有効電流である δ 軸電流をフィードバックし、トルクの振動を抑制する安定化制御が提案されている^[9]。安定化制御を適用したときの V/f 制御系の特性方程式を求め、制動係数 ζ および固有角周波数を求めると、(8)式および(9)式を得る。

$$\zeta = \frac{1}{2P_f} \sqrt{\frac{J}{L_a}} \cos\delta_0 K_I \dots\dots\dots(8)$$

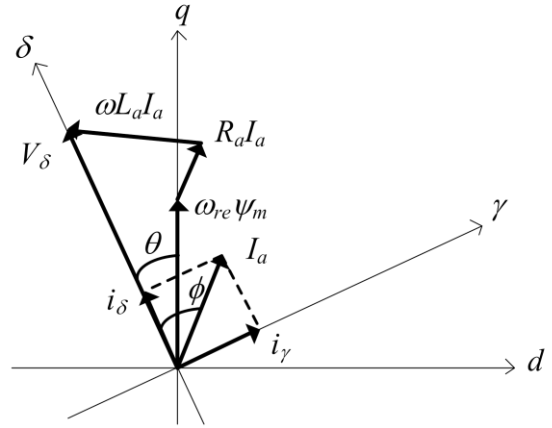


Fig.1 Relationship between γδ-axis and dq-axis.

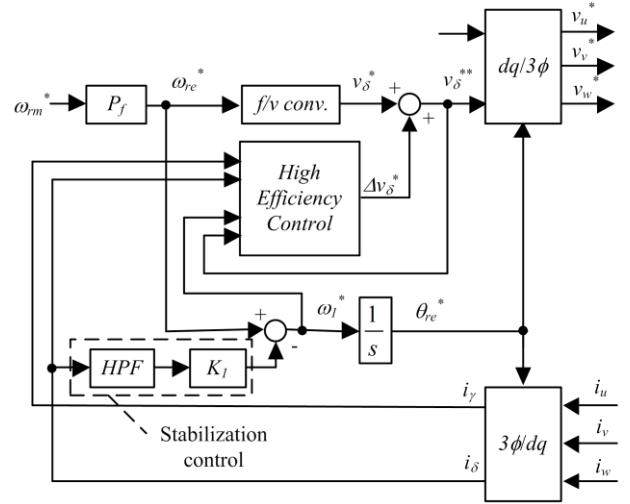


Fig.2 V/f control method based on γδ axis.

$$\omega_n = \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{JL_a}} \dots\dots\dots(9)$$

したがって、制動係数がフィードバックゲイン K_I の関数となり、安定化が可能となる。

(2・3) 無効電力を用いた $i_d=0$ 制御

突極性のない永久磁石同期電動機では、d 軸電流をゼロに制御する(以下 $i_d=0$ 制御と呼ぶ)ことで、発生トルクに対して電機子電流を最小にすることができ、電動機効率を向上させることができる。しかしながら、V/f 制御ではγδ軸に基づいて制御を行うため磁極位置は不明であるため、回転座標変換により dq 軸電流を分離し、d 軸電流を制御することができない。そこで、電動機の無効電力に着目し、γδ座標上にて間接的に $i_d=0$ 制御を実現する手法が提案されている。

dq 座標上における永久磁石同期電動機に入力される無効電力 Q_{dq} は、遅れ力率の場合を正とすると(10)式で表される。

$$Q_{dq} = v_q i_d - v_d i_q \dots\dots\dots(10)$$

(10)式に dq 座標上での電圧方程式(1)式を代入し、dq 軸

電圧を消去し、定常状態を考慮して微分演算子 $p=0$ とおけば、(11)式が得られる。

$$Q_{dq} = \omega_{re} \{L_d(i_d^2 + i_q^2) + \psi_m i_d\} \dots\dots\dots (11)$$

ここで、発生トルクに対して電流が最小となるように $i_d=0$ とすると、(11)式より(12)式を得る。

$$Q_{dq} = \omega_{re} L_d i_q^2 = \omega_{re} L_d I_a^2 \dots\dots\dots (12)$$

一方、 $\gamma\delta$ 軸座標上での無効電力 $Q_{\gamma\delta}$ は(13)式で表される。

$$Q_{\gamma\delta} = v_\delta i_\gamma \dots\dots\dots (13)$$

したがって、 $\gamma\delta$ 座標上で求めた無効電力((13)式)が $i_d=0$ の場合の無効電力((12)式)に一致するように v_δ を調節すればよい。すなわち、(14)式が成立するように制御する。

$$\omega_{re} L_d (i_\gamma^2 + i_\delta^2) = v_\delta i_\gamma \dots\dots\dots (14)$$

(14)式は電流ベクトルを dq 座標上に分解する必要がなく、電流の大きさと電気角周波数とインダクタンスの値のみの関係式であり、非常に簡単である。

図3に高効率制御の制御ブロック図を示す。(12)式および(13)式の偏差を求め、PI制御器により偏差を0にするよう δ 軸電圧を補償する。また、効率は定常的に評価されるものであり、定常的には $\omega_{re}=\omega_l$ であるので、(12)式で用いる ω_{re} はインバータの角周波数指令値 ω_l を用いることができる。更に、PI制御器の後段のローパスフィルタは、高周波成分に対するゲインを小さくすることで、(14)式を定常的に成立させるために挿入している。

3. V/f 制御に基づく最大トルク/電流制御

(3・1) 無効電力指令値の式の導出

2.3章で示した(12)式は、表面磁石同期電動機を $i_d=0$ 制御で駆動する際の無効電力を導出するものである。しかしながら、IPMSMに適用する場合、 $i_d=0$ 制御ではリラクタンストルクの活用ができず、IPMSMの利点を活かすことができない。そこで、本章では本制御法をIPMSMに適用するために、最大トルク/電流制御時の無効電力を導出する過程を示す。

(15)式に dq 座標上で突極性をもつ内部永久磁石同期電動機の電圧方程式を示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega_{re}L_d \\ \omega_{re}L_q & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

(10)式および(15)式より導出される、IPMSMにおける定常状態時の dq 軸座標上の無効電力の式を(16)式に示す。

$$Q_{dq} = \omega_{re} \{L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \psi_m i_d\} \dots\dots\dots (16)$$

(16)式は電流ベクトル I_a および電流位相 β により、(17)式のように書きなおすことができる。

$$Q_{dq} = \omega_{re} \{L_d I_a^2 \sin^2 \beta + L_q I_a^2 \cos^2 \beta - \psi_m I_a \sin \beta\} (17)$$

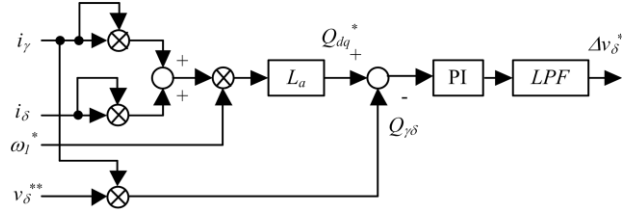


Fig.3 High Efficiency control method for SPMSM.

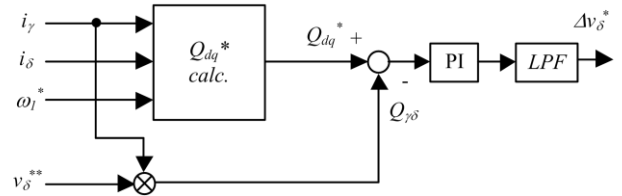


Fig.4 High Efficiency control method for IPMSM.

ここで、(18)式に最大トルク/電流制御時の電流位相 β の式を示す[10]。

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{-\Psi_a + \sqrt{\Psi_a^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d) I_a} \right) \dots\dots\dots (18)$$

(18)式より(19)式を定義し、(17)式に代入することで(20)式を得る。

$$X = \frac{-\Psi_a + \sqrt{\Psi_a^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d)} \dots\dots\dots (19)$$

$$Q_{dq} = \omega_{re} \{L_d X^2 + L_q (I_a^2 - X^2) - \psi_m X\} \dots\dots\dots (20)$$

(20)式は最大トルク/電流制御を達成した時の無効電力である。したがって、 $\gamma\delta$ 軸上で求めた無効電力((13)式)が(20)式に一致するように v_δ を調節すれば、 dq 軸座標上の情報を用いず最大トルク/電流制御が達成される。すなわち、(21)式が成り立つように制御する。

$$\omega_{re} \{L_d X^2 + L_q (I_a^2 - X^2) - \psi_m X\} = v_\delta i_\gamma \dots\dots\dots (21)$$

図4に最大トルク/電流制御の制御ブロック図を示す。2.3章で述べた従来手法と同様に、(13)式と(20)式の偏差を求め、PI制御器にて偏差が0になるよう δ 軸電圧を調節する。また、(21)式で用いる ω_{re} は、従来手法と同様にインバータの角周波数指令値 ω_l を用いることができる。更に、(21)式を定常的に成立させるために、PI制御器の後段のローパスフィルタを挿入している。

4. シミュレーション結果

提案法の妥当性を確認するために、Pleximが提供しているシミュレータ「PLECS」を用いてシミュレーションを行った。表1にシミュレーションに用いたモータパラメータを示す。シミュレーションに用いたモータは、突極比2の

IPMSM である。図 5 にシミュレーションモデルを示す。シミュレーションモデルは 2 レベルインバータに、図 2 および図 4 に示す提案法を適用したものである。また、最大トルク/電流制御の効果を確認するために、モータの磁極位置情報を用いて dq 軸電流を算出している。しかしながら提案法は、V/f 制御に基づいているため、磁極位置情報無しでもモータの駆動は可能である。また、負荷は定トルク負荷である。

V/f 制御の電圧指令値 v_s^* は、(22)式で算出している。

$$v_s^* = vf(1 - vbst)\omega_{re}^* + vbst \dots \dots \dots (22)$$

ここで、 vf は V/f 比、 $vbst$ はトルクブースト電圧値である。V/f 比は、定格速度指令で定格電圧指令を出力するため、1 とした。また、トルクブースト電圧は電機子抵抗値の電圧降下分を補助するため、 $\%R_a$ と等しい 0.05p.u. とした。これらは 5 章に述べる実機実験時においても同様である。

図 6 に、最大トルク/電流制御を適用した時の dq 軸電流波形、出力電流波形および δ 軸電圧指令値を示す。ここでは速度指令値 0.2p.u.、負荷トルク 0.2p.u. としている。2.0s までは安定化制御を適用した V/f 制御でモータを駆動し、2.0s 以降は安定化制御に加え、最大トルク/電流制御を適用した V/f 制御でモータを駆動した。

まず、最大トルク/電流制御を適用することで、高効率制御器により δ 軸電圧指令が補償され、dq 軸電流が変化する。しかしながら、このとき出力トルクは一定のままである。また、最大トルク/電流制御適用前後で、インバータ出力電流の振幅は 0.57p.u. から 0.20p.u. へ 0.37p.u. 減少した。したがって、提案法は出力トルクを変化させないまま、電流位相を調節してインバータ出力電流の低減が可能である。

更に、6.0s 時の電流位相は、最大トルクを出力する電流位相 $\beta = 4.5 \text{deg}$ に一致しており、最大トルク/電流制御が達成されている。以上から、最大トルク/電流制御により δ 軸電圧指令が補償され、電流位相が最大のトルクを出力する位相に推移し、その結果、出力トルクを変化させることなくインバータ出力電流を低減したことが分かる。

図 7 に、最大トルク/電流制御を適用した時の無効電力指令値および検出値を示す。シミュレーション条件は図 6 と同様である。無効電力検出値は PI 制御器によって無効電力指令値に収束しており、無効電力の制御が実現できていることが分かる。

図 8 に、最大トルク/電流制御適用前と適用後における電流位相の変化を示す。このとき、負荷トルクは 0.2p.u. とした。最大トルク/電流制御を適用していない場合、電流位相は負荷に応じた負荷角の変化により変化する。加えて、電流位相は最大トルクを出力する位相とは異なり、リラクタンストルクを最大限活用できていない。一方、最大トルク/電流制御を適用した場合、電流位相は最大トルクを出力する位相に一致している。以上から、提案法を適用することでリラクタンストルクを最大限活用することができる。

図 9 に、最大トルク/電流制御時の電流位相の理論値と、最大トルク/電流制御適用後のシミュレーション結果からの

Table.1 Motor Parameters used in simulations.

Motor Power	1.5kW
Rated Current	6.1A _{rms}
Rated Speed	1800rpm
Number of Poles	6poles
Winding Resistance	0.783Ω
d-axis Inductance	11.5mH
q-axis Inductance	23.0mH
Interlinkage magnetic flux	0.246V·s/rad

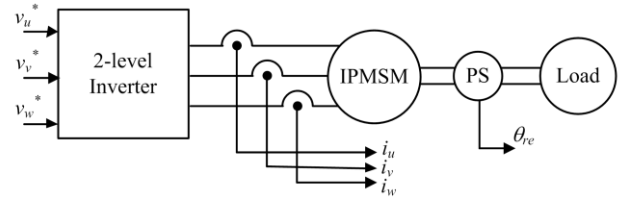


Fig.5 Simulation model.

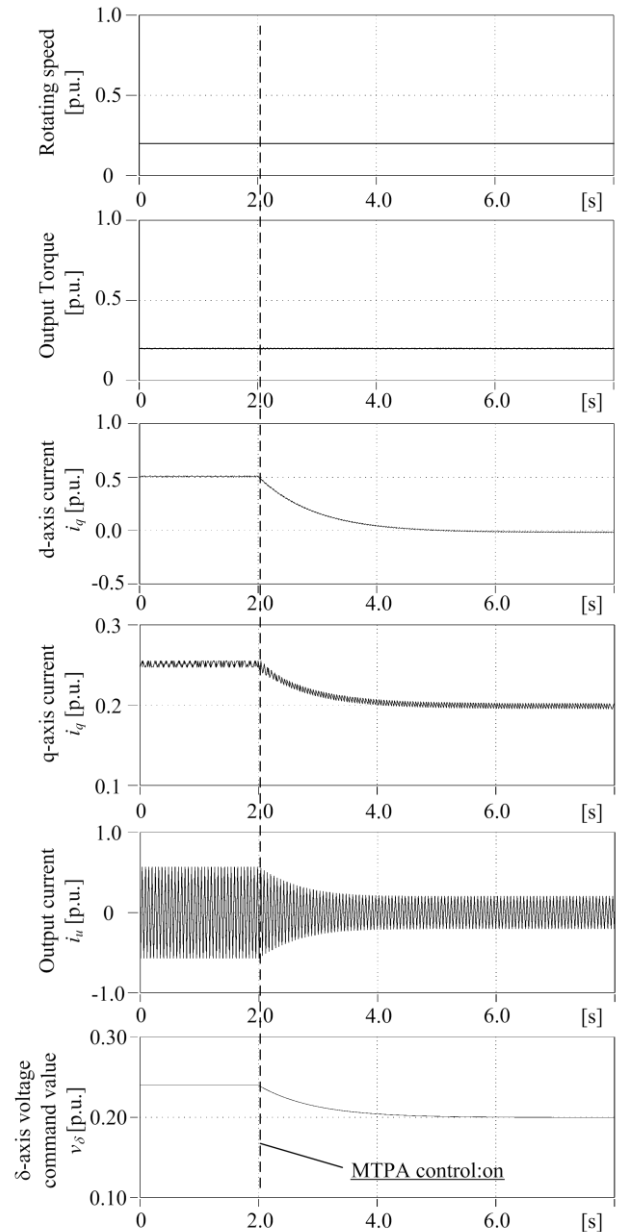


Fig.6 Operation of MTPA control method based on V/f control (Load Torque is 0.2p.u. and Rotation speed is 0.2p.u.).

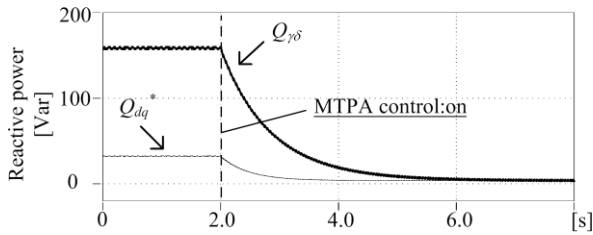


Fig.7 Variation of reactive power

(Load Torque is 0.2p.u.and Rotation speed is 0.2p.u.).

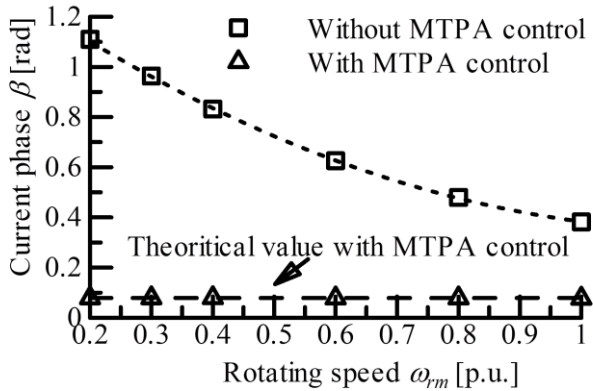


Fig.8 Variations of Current phase with/without MTPA control method (Load torques are 0.2p.u.).

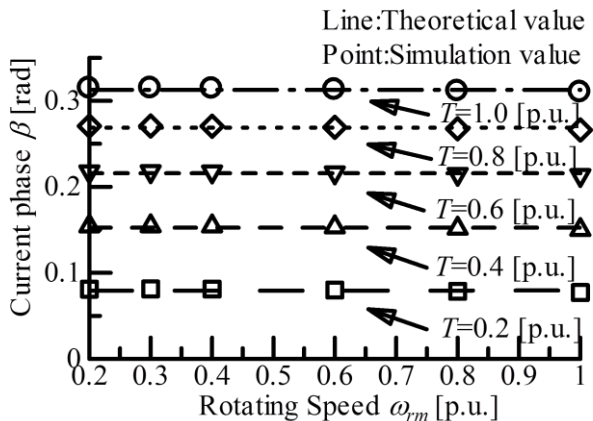


Fig.9 Comparison of current phase between simulation results and ideal values.

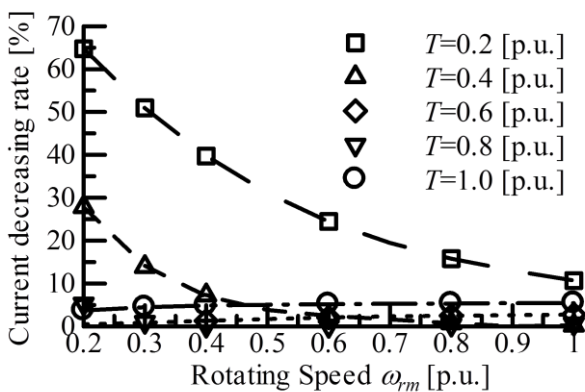


Fig.10 Current decreasing rates with MTPA control.

電流位相算出値を示す。このとき、負荷条件は速度、トル

クともに 0.2p.u.から 1.0p.u.までの間で変化させた。結果、いずれの負荷条件においても、最大トルク/電流制御を適用することで、電流位相は最大トルク出力位相に一致することが分かる。したがって、提案法はいずれの負荷条件においても最大トルク/電流制御を実現することが可能である。

図 10 に、様々な負荷条件における最大トルク/電流制御適用前後による電流ベクトルの大きさ I_a の減少率を示す。ここで、 I_a の減少率は、 $1 - (\text{MTPA 制御適用後の } I_a / \text{MTPA 制御未適用の } I_a)$ より求めており、値が大きいほど提案法によってインバータ出力電流がより低減できることを示す。図 10 より、回転速度および負荷トルクが 0.2p.u.から 1.0p.u.の間において、提案法の適用による電流低減が確認された。例えば、回転速度 0.2p.u.かつ負荷トルク 0.2p.u.の負荷条件では、インバータ出力電流は 60%以上低減される。また、最も低減効果が小さい点(回転速度 0.6p.u., 負荷トルク 0.6p.u.)においても、1%の電流低減を確認した。したがって、提案法を適用することで、どの負荷領域においても安定した電流低減効果が得られる。

以上から、本制御法の妥当性と有用性、およびその特性をシミュレーションにより確認した。

5. 実験結果

提案法の妥当性を確認するために実機実験を行った。図 11 に実機検証に用いたシステムの概要図を示す。実験システムは IPMSM を 2 レベルインバータで駆動するものである。また、負荷モータを定トルク負荷として用いる。加えて、今回は最大トルク/電流制御の効果を分かりやすくするため、磁極位置情報をホールセンサにて取得し、インバータ出力電流から dq 軸電流を算出した。しかしながら、実際の制御には磁極位置情報を用いておらず、IPMSM は位置センサレスで駆動している。なお、実験に用いたモータのパラメータは表 1 と同様である。

図 12 に、最大トルク/電流制御を適用した時の dq 軸電流および u 相電流波形を示す。このとき、回転速度指令値 0.4p.u., 負荷トルク 0.2p.u.とした。最大トルク/電流制御を適用することで、インバータ出力電流の振幅が 0.72p.u.から 0.23p.u.へ 0.49p.u.低減していることが分かる。したがって提案法はインバータ出力電流の低減に有効である。

図 13 に無効電力指令値を、理論値から変化させたときの電流ベクトルの大きさ I_a の変化を示す。横軸は無効電力指令値が理論値から何 p.u.異なるかを示している。電流ベクトルの大きさ I_a は無効電力指令値が理論値と一致した時、0.23p.u.で最小となった。したがって、提案法は電流がほぼ最小となる無効電力指令値を本制御系に与え、最大トルク/電流制御を達成していることが分かる。

図 14 に負荷を変化させた時のインバータ出力電流ベクトルの大きさ I_a の変化をしめす。特に軽負荷時において、最大トルク/電流制御の適用による電流低減効果がより顕著に現れている。この傾向はシミュレーション結果と一致している。また、電流低減率がシミュレーション結果よりも大

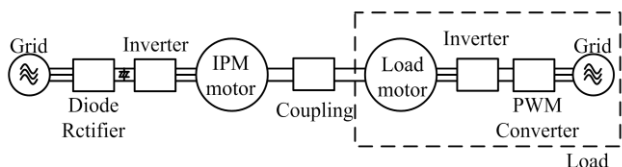


Fig.11 Experimental system.

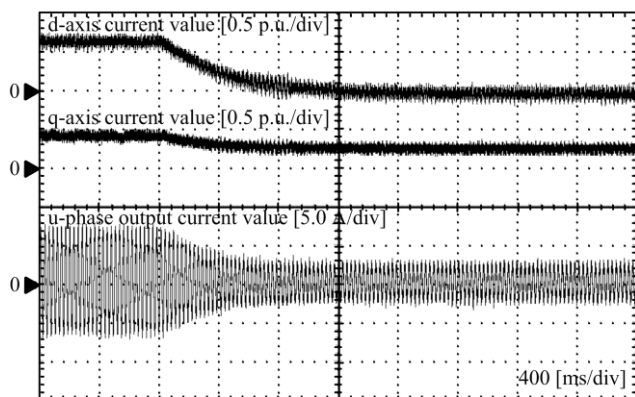


Fig.12 Experimental results

(load torque is 0.2p.u. and rotating speed is 0.4p.u.).

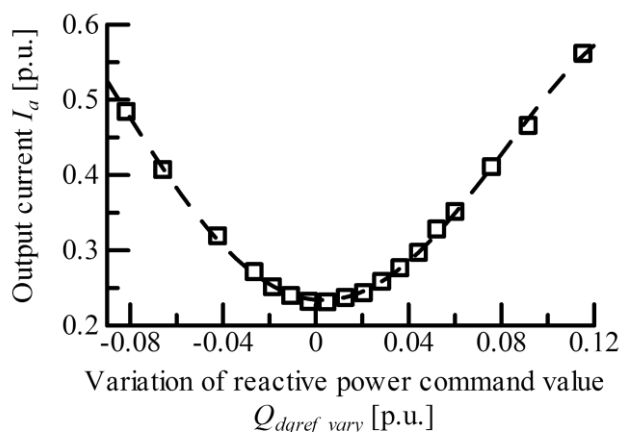


Fig.13 Relationship between Q_{dref} and I_d

(load torques are 0.2p.u. and rotating speeds are 0.2p.u.).

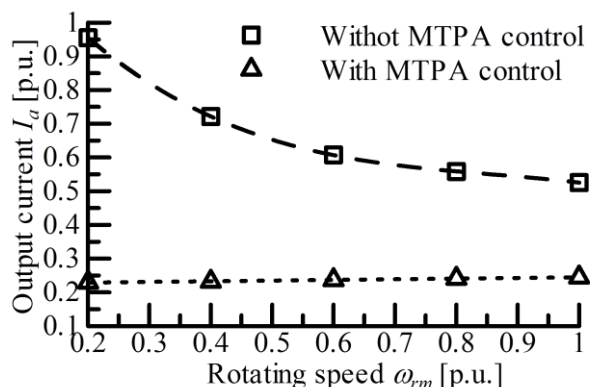


Fig.14 Variation of output current with/without MTPA control method (Load torques are 0.2p.u.).

きいが、これはモータのシミュレーションモデルと実機の間のパラメータ誤差によるものと考える。

以上から、本制御系の有用性を実機にて確認した。

6. まとめ

本論文では、V/f制御に基づく最大トルク/電流制御を提案し、その妥当性を確認した。はじめに、従来手法を紹介し、IPMSMに適用する上での問題点を指摘した。次に、提案した手法の原理を述べた。最後に、シミュレーション結果および実機検証結果から、以下のような結論を得た。

- (1) 提案法を適用することで、位置センサを用いずに最大トルク/電流制御を実現することが可能。
- (2) 提案法の適用により、ほぼ全負荷領域において電流低減が可能。

文 献

- (1) M. J. Corley, and R. D. Lorenz : "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds", IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 34, No. 4, pp.784-789 (1998)
- (2) S.Morimoto, K.Kawamoto, and Y.Takeda : "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", T.IEEJapan Vol.122, No.7, pp.722-729 (2002)
森本・河本・武田 : 「推定位置誤差を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御」, 電学論 D, Vol.122, No.7 pp.722-729 (2002)
- (3) S.Ichikawa, Z.Chen, M.Tomita, S.Doki, and S.Okuma : "Sensorless Controls of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models", T.IEEJapan Vol.122, No.12, pp.1088-1096 (2002)
市川・陳・富田・道木・大熊 : 「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)
- (4) S.Ogasawara, H.Kurokawa, and H.Akagi : "A Position-Sensorless IPM Motor Drive System Using a Detection Circuit of Current Variations", T.IEEJapan Vol.123, No.6, pp.667-674 (2003)
小笠原・黒川・赤木 : 「新しい電流リップル検出回路を適用した位置センサレス IPM モータ駆動システム」, 電学論 D, Vol.123, No.6, pp.667-674 (2003)
- (5) K.Shingai, and T. Noguchi : "Spatial Harmonics Based Mechanical Sensorless Control of Concentrated Wound IPM Motor", Proc. of IEEJapan IAS 2004, pp.1-343-346(2004)
新開・野口 : 「集中巻 IPM モータの空間高調波に着目した磁極位置センサレス制御法」, 平成 16 年度産業応用, pp.1-343-346(2004)
- (6) M.Tomita, M.Hasegawa, and K.Matsui : "Design Method of Full-Order Extended Electromotive Force Observer for Sensorless Control of IPMSM", Proc. of IEEJapan IAS 2009, pp.1-339-342 (2009)
富田・長谷川・松井 : 「IPMSM センサレス制御のための同次元拡張誘起電圧オブザーバの設計法」, 平成 21 年度産業応用, pp.1-339-342(2009)
- (7) K. Kaku, N. Yamamura, Y. Tanehiro: "A Novel Technique for a DC Brushless Motor Having No Position Sensors", T.IEEJapan, Vol. 111, No. 8, pp. 639-644 (1991)
角・山村・常広 : 「DC ブラシレスモータの位置センサレス制御法」, IEEJ Trans. D, Vol. 111, No. 8, pp. 639-644 (1991)
- (8) H. Urita, N. Yamamura, Y. Tanehiro: "On General Purpose Inverter for Synchronous Motor Drive", T.IEEJapan, Vol. 119, No. 5, pp. 707-712 (1999)
瓜田・山村・常広 : 「同期機駆動用汎用インバータについて」, IEEJ Trans. D, Vol. 119, No. 5, pp. 707-712 (1999)
- (9) J. Itoh, J. Toyosaki, H. Ohsawa: "High performance V/f control method for PM Motor", T.IEEJapan, Vol. 122, No. 3, pp. 253-259 (2002)
伊東・豊崎・大沢 : 「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)
- (10) 武田・松井・森本・本田 : 「埋込磁石同期モータの設計と制御」