

瞬時無効電力を利用した IPM モータのオンラインパラメータ同定法

熊切 有希* 野口 季彦 (静岡大学)

On-line Parameter Identification of IPM Motor Using Instantaneous Reactive Power

Yuki Kumakiri*, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

The reluctance torque of an IPM motor can be effectively utilized by applying the maximum torque per ampere (MTPA) control algorithm, which improves efficiency of the motor. However, the motor is unable to operate on the MTPA curve due to the parameter mismatch caused by magnetic saturation and/or temperature variation. This paper proposes the d -axis inductance, the q -axis inductance, and the magnetic flux linkage identification strategy by using instantaneous reactive power of the IPM motor. The key feature of the technique is robustness against the winding resistance variation. Several experimental tests have been conducted to verify the feasibility of the proposed technique, and it has been confirmed that every parameter identification can be achieved within 5 % error.

キーワード : 最大トルク制御, 磁気飽和, パラメータ同定, 瞬時無効電力
 (maximum torque control, magnetic saturation, parameter identification, instantaneous reactive power)

1. はじめに

埋込磁石同期モータ (IPM モータ) は高効率・高出力密度といった特長から, 近年, 産業用をはじめ家電製品や自動車などに応用範囲が拡大している。また, PM モータの制御ではトルクの高応答性の観点から, ベクトル制御が適用されている。特に, 車載用ではハイブリッド自動車, 電気自動車のトラクションコントロールにおいてトルクの高応答性に対する期待が強い。IPM モータのベクトル制御では電流位相を最適にして, マグネットトルクだけでなくリラクタンストルクも有効利用することで所望のトルクを最小電流振幅で出力できる最大トルク/電流 (MTPA) 制御が適用される。しかし, MTPA 制御では磁気飽和によるインダクタンスの減少, 温度変化による磁束鎖交数の変動により動作点が最適値から逸脱することがある。これにより銅損が増大し効率を悪化させるため, 運転状況に応じて動作点を修正する必要がある。

そこで, 本稿では IPM モータのインダクタンス, 磁束鎖交数をオンラインで同定する手法を提案する。この同定したパラメータにより動作点を最適な MTPA 曲線上に修正することでトルク出力特性を改善する。このとき, パラメータ同定は他のパラメータが変動した場合でも, その影響を受けることなく実現できることが望ましい。そのため, 提案する手法はモータ巻線抵抗の変動に対して不感であり, さらに複数のパラメータを異なる周波数成分に基づいて分離同定するアルゴリズムを採用した。本稿ではまずトルク特性の測定により, 磁気飽和が原因で MTPA 制御曲線が変動することを確認し, 次に各パラメータの同定特性, 提案法を適用した場合のトルク特性, パラメータ感度について

実機検証を行った。これらの検証において良好な結果が得られたので報告する。

2. 磁気飽和の影響

単位電流あたりのトルクを最大化する MTPA 制御における d 軸, q 軸電流 i_d , i_q の関係は(1)のように与えられる。

$$i_d = \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (1)$$

この条件を満たすように電流制御を行うことで, 最小の電流振幅で効率よくトルクを出力することができる。ここで磁気飽和によるインダクタンスの減少等により(1)におけるパラメータが変動したとすると, 実際の運転条件が最適動

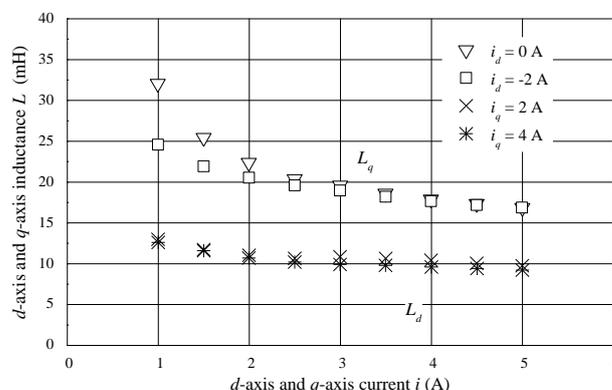


図1 磁気飽和特性

Fig. 1. Magnetic saturation characteristics.

作点から逸脱し、電流ノルムが増大するために銅損が増加して効率を低下させる。

磁気飽和については図1に例示したインダクタンスの特性を考慮しなければならない。上記磁気飽和特性においてクロスサチュレーションの影響が若干見られるが、既ね d 軸、 q 軸インダクタンスは各軸の電流振幅増大に伴って単調に減少する。このとき、 q 軸インダクタンスはノミナル値から30~35%、 d 軸インダクタンスは10%程度減少している。このようなパラメータ変動に対してロバストなパラメータ同定法を検討する。

3. MTPA 曲線の変動

表1に示すパラメータを有するIPMモータを使用してトルク測定を行い、供試モータのMTPA制御曲線を確認した。実験システムは図2のように構成され、DSP (TI社製TMS320C6713)によりインバータにゲート信号を入力し、供試モータの制御を行っている。供試モータはトルク検出器を介してACサーボモータ(負荷機)に直結されている。負荷側のACサーボモータで速度制御を行い、供試モータでトルク制御を行う。ロータリーエンコーダで磁極位置を検出し通常のベクトル制御を行う。PWMの三角波キャリア周波数は10kHz、デッドタイムは4 μ sとしている。

MTPA点の探索を行うため、電流振幅一定として電流位相 β を進角させて(2)のように d 軸電流、 q 軸電流の組み合わせを変化させたときのトルクを測定した。

$$i_d = -I_a \sin \beta, \quad i_q = I_a \cos \beta \quad (2)$$

図3は回転数1000 r/min、(2)に従い電流制御したときの出力トルクを示している。また、実線は表1に示したモータパラメータのノミナル値を用いて(3)より計算したトルクである。ここで、 p は極対数を示している。

$$T = p \left\{ \psi_f I_a \cos \beta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_a^2 \sin 2\beta \right\} \quad (3)$$

図4は各電流振幅での最大トルクを出力する電流位相から i_d と i_q を計算し、プロットしたMTPA制御曲線である。実線は(1)にノミナル値を代入した場合の曲線を示している。

図3より磁気飽和の影響により、(3)で得られる計算値とトルク測定値との差が電流振幅増大に伴い開いてくることが確認できる。

図4より実際の最適動作点がノミナル値を使用して計算したMTPA制御曲線上に乗っていないことが確認できる。このずれはインダクタンスのミスマッチが低電流領域では小さいが、電流振幅の増加により磁気飽和が進行することで顕著に現れる。以上のように磁気飽和が起こると正しくMTPA制御が行われなくなるため、運転状況に応じて動作点を修正する必要がある。

4. 提案するパラメータ同定法

瞬時無効電力 Q は二相電流と二相電圧の外積より(4)のように求められる。

表1 モータパラメータ

Table 1. Motor parameters.

Number of poles	8
Rated power (W)	1000
Rated speed (r/min)	2000
Rated current (A)	3.70
Armature resistance (Ω)	1.10
Number of magnetic flux linkage (Wb)	0.174
d -axis inductance (mH)	11.0
q -axis inductance (mH)	25.0

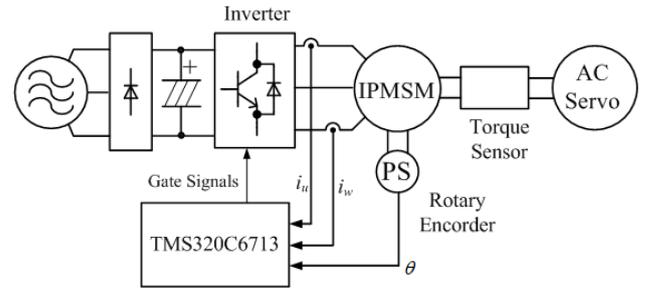


図2 実験システム

Fig. 2. Experimental system.

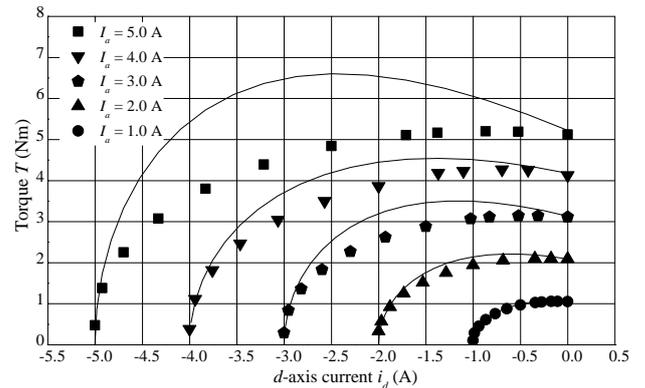


図3 トルク特性

Fig. 3. Torque characteristic.

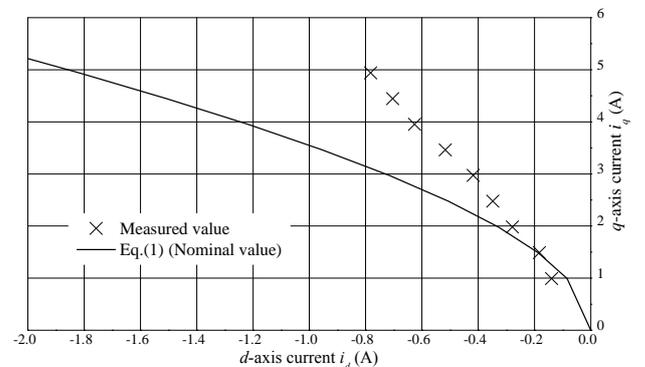


図4 最大トルク/電流 (MTPA) 制御曲線

Fig. 4. Maximum torque per ampere control curves.

$$Q = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (i_\alpha v_\beta - i_\beta v_\alpha) \quad (4)$$

また、定常状態における IPM モータの電圧方程式(5)を使用して(6)のように瞬时无効電力 Q を求めることもできる。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$Q = \frac{3}{2} \omega (L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \psi_f i_d) \quad (6)$$

(4), (6)より Q は電機子巻線抵抗 R_a を一切含んでおらず、温度変化により R_a が変動しても、それに対して不感であることがわかる。

ここで、 L_d , ψ_f を同定するため d 軸電流 i_d に角周波数 ω_h , 振幅 i_{dh} の高周波成分を注入する。このとき、(6)は(7)のようになる。

$$Q = \frac{3}{2} \omega \{ (L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + \psi_f i_d) + \frac{L_d}{2} i_{dh}^2 + (2L_d i_d + \psi_f) i_{dh} \cos \omega_h t + \frac{L_d}{2} i_{dh}^2 \cos 2\omega_h t \} \quad (7)$$

(7)に示されたように、 Q は注入した周波数成分である ω_h 成分とその二倍の $2\omega_h$ 成分をもつ。BPF により ω_h 成分を取り出すと L_q を含まない第三項だけを抽出することができる。さらに $i_d = 0$ と制御すれば(8)のように $\hat{\psi}_f$ のみを含んだ数学モデル \hat{Q}_ψ を得ることができる。

$$\hat{Q}_\psi = \frac{3}{2} \omega \hat{\psi}_f i_{dh} \cos \omega_h t \quad (8)$$

図5に示す同定システムのように、(4)から BPF により分離して得られる規範モデル Q_ψ と一致するように、(9)に基づいて数学モデル(8)を修正する。ただし、 γ_ψ は同定ゲインである。

$$\hat{\psi}_f = \gamma_\psi \int \frac{Q_\psi - \hat{Q}_\psi}{\omega i_{dh} \cos \omega_h t} dt \quad (9)$$

(9)において規範モデルと数学モデルの差が 0 になるまで $\hat{\psi}_f$ を修正し、計算を繰り返すことで $\hat{\psi}_f$ は真値に収束する。

次に L_d については(7)の第三項において ψ_f にミスマッチがないため、(10)のように数学モデル \hat{Q}_{Ld} が得られる。

$$\hat{Q}_{Ld} = \frac{3}{2} \omega (2\hat{L}_d i_d + \psi_f) i_{dh} \cos \omega_h t \quad (10)$$

規範モデルを Q_{Ld} とすると(11)のように \hat{L}_d を修正することで同定できる。ただし、 γ_{Ld} は同定ゲインである。

$$\hat{L}_d = \gamma_{Ld} \int \frac{Q_{Ld} - \hat{Q}_{Ld}}{2\omega i_d i_{dh} \cos \omega_h t} dt \quad (11)$$

ψ_f の場合と同様に規範モデルと数学モデルの差を積分し、 \hat{L}_d を真値に収束させる。なお(9), (11)の分母は $\cos \omega_h t$ を含みゼロクロス点をもつため、図5のように BPF 通過後に実効値を計算し、それを用いてパラメータの修正を行う。瞬时无効電力についても同様に実効値を使うものとする。

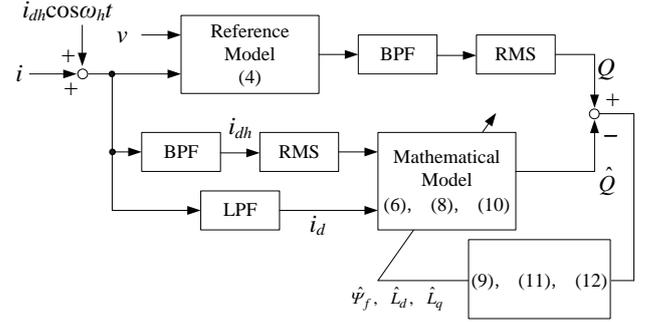


図5 同定システム

Fig. 5. Identification system.

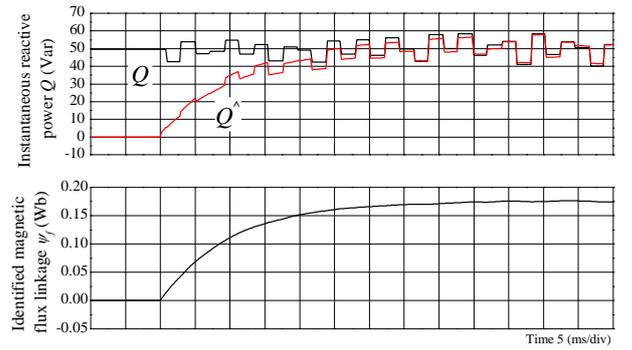


図6 磁束鎖交数同定特性

Fig. 6. Magnetic flux linkage identification characteristic.

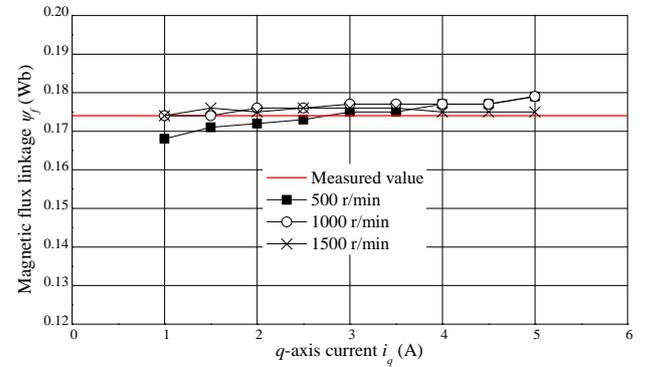


図7 磁束鎖交数同定結果

Fig. 7. Experimental results of magnetic flux linkage identification.

最後に L_q の同定であるが、(7)から LPF により抽出した瞬时无効電力の直流分(6)を用いて行う。 L_d , ψ_f に関するミスマッチはすでに解消されており、抽出した瞬时无効電力を規範モデル Q , 数学モデルを \hat{Q} , 同定ゲインを γ_{Lq} として(12)により L_q の同定を行う。

$$\hat{L}_q = \gamma_{Lq} \int \frac{Q - \hat{Q}}{\omega i_q^2} dt \quad (12)$$

以上のように d 軸電流指令値に高周波を重畳することで各パラメータを分離して同定することができる。また、(9), (11), (12)の同定式において同定ゲインを $1/\omega$ の関数とする

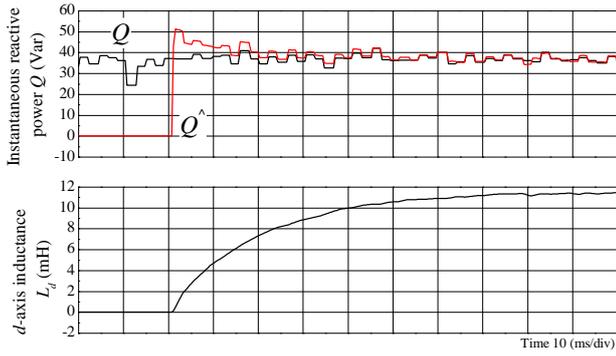
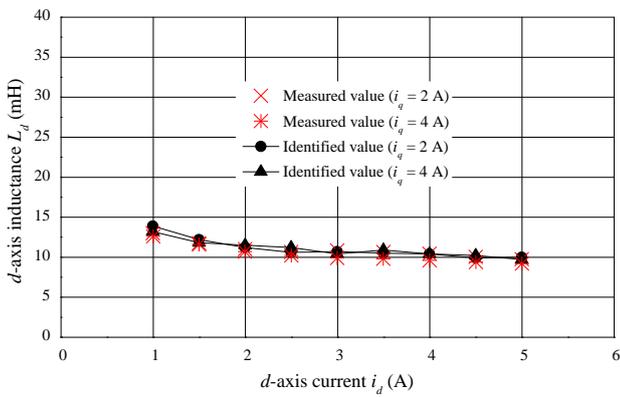
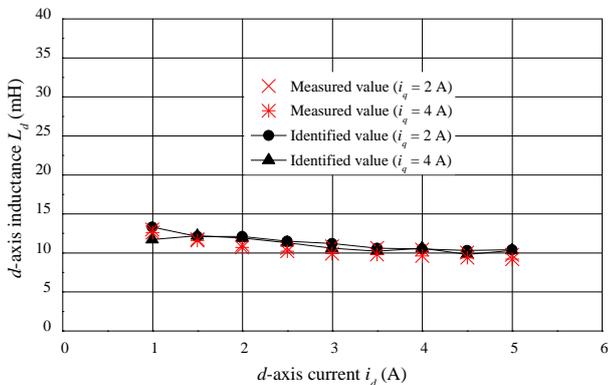


図8 d 軸インダクタンス同定特性

Fig. 8. d -axis inductance identification characteristic.



(a) 500 r/min

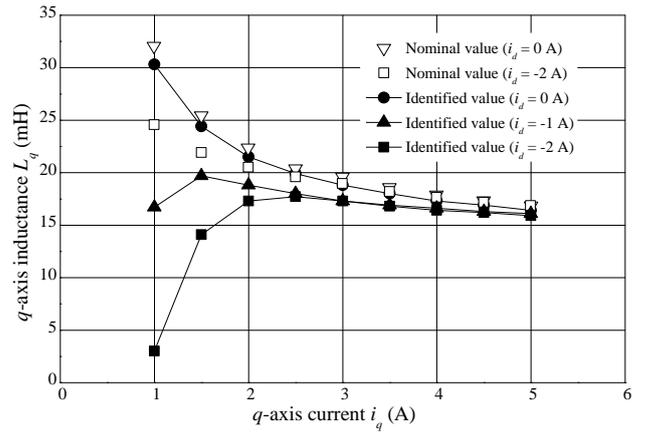


(b) 1500 r/min

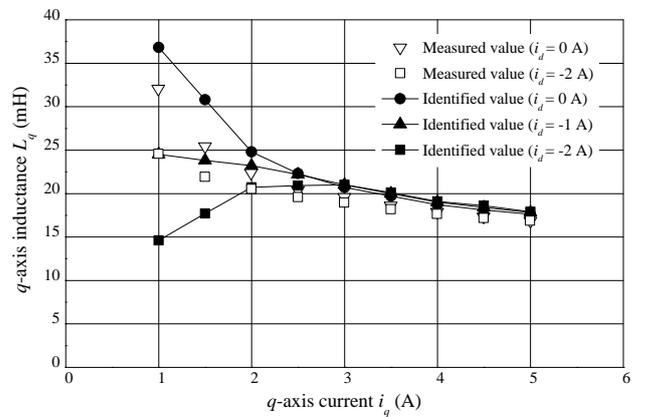
図9 d 軸インダクタンス同定結果

Fig. 9. Experimental results of d -axis inductance identification.

ことにより、回転数に関わらずパラメータ同定にかかる時間が一定になるようにしている。以上の方法で同定したパラメータを用いて MTPA 制御曲線を修正する。なお、本手法は車載用モータを対象としているため、電流指令値は 500 ms 前後の時定数で比較的緩慢に変動する。そのため、同定時間に関しては 500 ms 以内で同定することを目標としている。



(a) 500 r/min



(b) 1500 r/min

図10 q 軸インダクタンス同定結果

Fig. 10. Experimental results of q -axis inductance identification.

5. 実機検証

<5.1> 磁束鎖交数の同定

図6は前章で示した図2の実験システムを使用して回転数 1000 r/min、電流指令値 $i_d^* = 0$ A、 $i_q^* = 3$ A で制御し、(9)に基づいて磁束鎖交数の同定を行った際の特性である。なお、(8)において d 軸電流指令値に重畳する \cos 波の振幅は $i_{dh} = 0.3$ A、角周波数は $\omega_h = 2000\pi$ rad/s としている。また、図7は回転数一定で i_q を変化させたときの磁束鎖交数の同定値をプロットしたものである。

図6から規範モデルにしたがって数学モデルを修正し、磁束鎖交数推定値が真値に収束していることがわかる。このときの同定時間は 50 ms であり、前述の電流指令値の変化に対して 1/10 の時間で同定を完了することができる。図7において実線は測定値である 0.174 Wb を示しており、提案手法はあらゆる回転数、 q 軸電流値に対して誤差率 5% 以内の良好な精度で磁束鎖交数の同定が可能であることを示している。

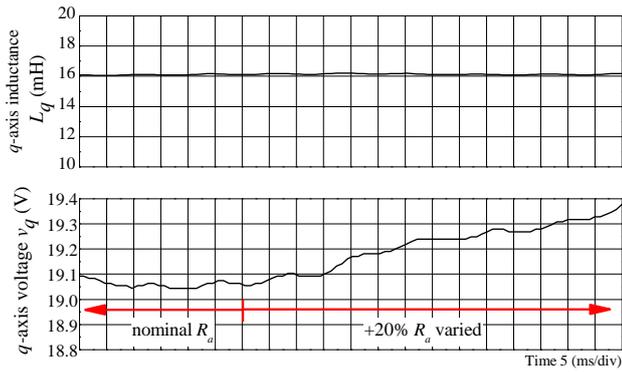


図 11 q 軸インダクタンス同定特性比較

Fig. 11. Comparison of q -axis inductance identification characteristic.

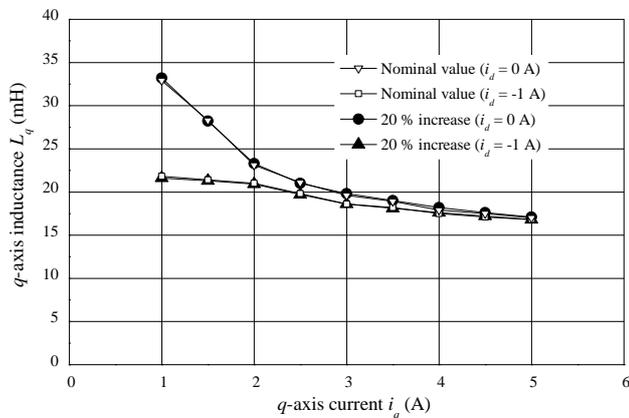


図 12 q 軸インダクタンス同定に対する巻線抵抗の影響

Fig. 12. Parameter sensitivity of winding resistance to q -axis inductance identification.

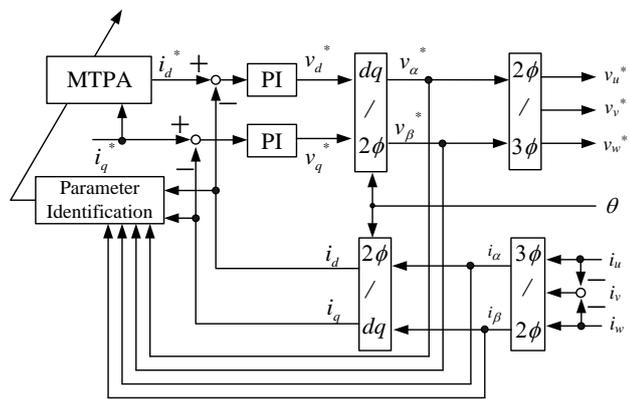


図 13 MTPA 制御システム

Fig. 13. MTPA control system.

<5.2> d 軸インダクタンスの同定

磁束鎖交数同定後のパラメータミスマッチがない状態において、 d 軸インダクタンスの同定を行った。図 8 に回転数 1000 r/min, $i_d^* = -3$ A, $i_q^* = 3$ A において、(11)に基づいて d 軸インダクタンスの同定を行ったときの収束特性を示

している。 d 軸インダクタンスの同定においても重畳する \cos 波は磁束鎖交数同定時と同様である。図 9(a)は回転数 500 r/min, 図 9(b)は回転数 1500 r/min において, $i_q = 2.0$ A, 4.0 A 一定で i_d を変化させたときの d 軸インダクタンスの同定結果を示している。図 9 には同定値のプロットと併せて測定した磁気飽和特性のプロットも示している。

図 8 の d 軸インダクタンス同定特性においても収束時間は 70 ms であり, 良好な結果が得られていることがわかる。また, 図 9 の同定結果と d 軸インダクタンス磁気飽和特性の比較においても回転数や電流値によらず, 全領域で測定値とよく一致することが確認できた。

<5.3> q 軸インダクタンスの同定

(6)で磁束鎖交数, d 軸インダクタンスのパラメータミスマッチを解消した状態で q 軸インダクタンスの同定を行った。図 10(a)と(b)はそれぞれ回転数 500 r/min, 1500 r/min において(12)に基づいて q 軸インダクタンスの同定を行った結果と測定した磁気飽和特性を示している。 q 軸電流が小さい領域では同定値と測定値の誤差が見られるが, q 軸電流を増大させていくにつれ, 測定した磁気飽和特性曲線とよく一致する結果が得られた。

<5.4> パラメータ感度

巻線抵抗が温度上昇により増加した場合の影響を検証するため, 図 2 におけるインバータと IPMSM の間に作作的に抵抗を挿入して巻線抵抗に関するパラメータ感度を確認した。図 11 は $i_d = 0$ A, $i_q = 5.0$ A に制御したとき, 0.2Ω の抵抗を挿入し, 巻線抵抗がノミナル値から 20%増加した場合を示している。

図 12 は回転数 1000 r/min, $i_d = 0$ A, -1.0 A 一定制御時において巻線抵抗の変動に対する q 軸インダクタンスの同定特性を示している。図 11 より巻線抵抗がノミナル値から 20%増加した場合でも同定結果に影響がないことがわかる。また, 図 12 のインダクタンス同定特性の比較においても同様であり, 提案法は巻線抵抗の変動に対して不感であるといえる。

<5.5> MTPA 制御曲線の修正

図 13 に示すような制御システムにおいて, 以上に示した手法で同定したパラメータを使用して(1)の MTPA 制御曲線を修正する。図 14 はこの提案法を適用したときの MTPA 制御曲線を示している。比較として図 4 で示した測定値, 従来法として(1)のパラメータとしてノミナル値を使用した場合も示している。図 4 にも示した通り, ノミナル値を使用した場合には最適な MTPA 制御曲線から逸脱するのに対して, 提案法では動作点を修正することができ, 測定値通りの曲線が得られている。

図 15(a)と(b)はそれぞれ回転数 500 r/min, 1500 r/min における測定値, 従来法, 提案法の単位電流あたりのトルクを示している。図 15(a), (b)ともに q 軸電流が増大し, 出力ト

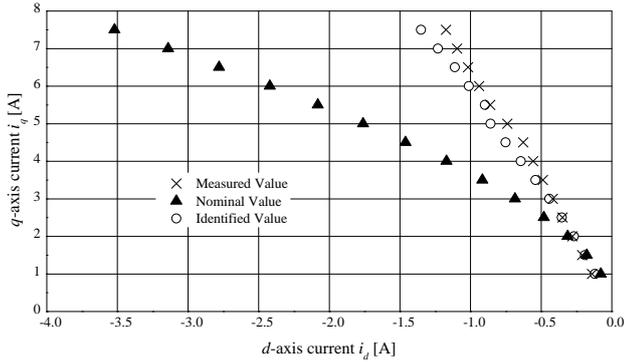
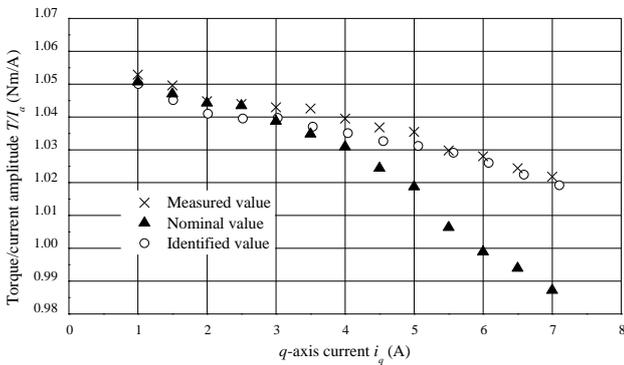
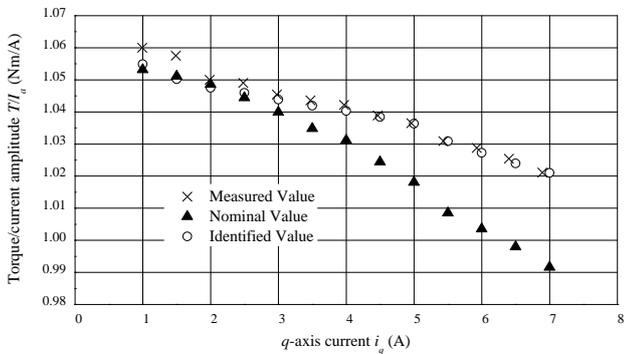


図 14 MTPA 制御曲線の比較
Fig. 14. Comparison of MTPA curves.



(a) 500 r/min



(b) 1500 r/min

図 15 トルク/電流特性比較

Fig. 15. Comparison of MTPA characteristics.

ルクが大きい領域において単位電流あたりのトルクが改善し、ノミナル値と同定値の差が顕著に現れていることが確認できる。さらに回転数に関わらず、測定値の特性とよく一致することから提案法では単位電流あたり最大トルクを出力するように制御できていることを示している。

6. まとめ

本稿では磁気飽和や温度変化によるパラメータ変動に対してロバストな最大トルク制御法を提案した。提案法では巻線抵抗の変動に不感な瞬时无効電力を用いて、磁束鎖交

数、 d 軸および q 軸インダクタンスを同定することができることを実機検証により確認した。これらのパラメータの同定時間に関しては目標とした 500 ms 以内を満たし、同定精度についても 5 % 以内と良好な結果が得られた。また、巻線抵抗の変動に対してパラメータ感度をもたないことも実証した。次に、パラメータ同定値を使用した MTPA 制御曲線の修正ではノミナル値を使用して最適点から逸脱した動作点を真の MTPA 曲線上に追従させることができた。これにより単位電流あたりの出力トルクを最大化していることも確認できた。

文 献

- (1) Y. Kumakiri and T. Noguchi: "Study on Maximum Torque Control of PM Motor", IEEJ Proc. IAS Annual Conference, Vol.3, pp.271-272 (2013) (in Japanese)
熊切有希・野口季彦:「PM モータのロバストな最大トルク制御に関する検討」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, Vol.3, pp.271-272 (2013)
- (2) T. Noguchi, K. Yamada, S. Kondo and I. Takahashi: "Quick-Response Torque Control of Induction Motor with Robustness against Variations of Primary and Secondary Resistances", IEEJ Trans., Vol. 115-D, No. 9, pp. 1115-1122 (1995) (in Japanese)
野口季彦・山田和範・近藤正示・高橋勲:「一次抵抗と二次抵抗の変動にロバストな誘導電動機の高速度トルク制御」, 電学論 D, Vol.115, No.9, pp.1115-1122 (1995)
- (3) M. Ohara and T. Noguchi: "Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor at Standstill", IEEJ Trans. IA, Vol. 132, No. 11, pp. 1082-1083 (2012) (in Japanese)
小原正樹・野口季彦:「内部永久磁石モータの停止時磁極位置推定法」, IEEJ Trans. IA, Vol.132, No.11, pp.1082-1083 (2012)
- (4) S. Morimoto, T. Ueno and Y. Takeda: "Wide Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEJ Trans., Vol. 114, No. 6, pp. 668-673 (1994)
森本茂雄・上野智広・武田洋次:「埋込磁石構造 PM モータの広範囲変化制御」, 電学論 D, Vol. 114, No. 6, pp. 668-673 (1994)
- (5) S. Lerdudomsak, S. Doki and S. Okuma: "Method to Calculate Reference Currents to Achieve Fast Torque Response of IPMSM", IEEJ Trans., Vol. 131, No. 1, pp. 45-52 (2011) (in Japanese)
Lerdudomsak Smith・道木慎二・大熊繁:「IPMSM の最大トルク応答のための電流指令値計算法」, 電学論 D, Vol. 131, No. 1, pp.45-52 (2011)
- (6) Seung-Ki Sul, Sungmin Kim: "Sensorless Control of IPMSM: Past, Present, and Future", IEEE Journal of Industry Applications, Vol. 1, No. 1, pp. 15-23 (2012)
- (7) Quoc Khanh Nguyen, Matthias Petrich, Jorg Roth-Stielow: "Implementation of the MTPA and MTPV control with online parameter identification for a high speed IPMSM used as traction drive", The 2014 International Power Electronics Conference, 19P4-2(2014)