

電流ノルム特性に着目した IPM モータのオフラインパラメータ同定法

季 翔* 野口 季彦 (静岡大学)

Off-Line Parameter Identification of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Current Norm Characteristics

Xiang Ji*, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes a novel off-line parameter identification technique of an interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM). In general, the motor controller requires its parameter information for initial value setup. Therefore, the off-line parameter identification is indispensable to avoid degradation of the control performance. The proposed technique changes structure of the current controller, and seeks the minimum point of the current norm where the parameter mismatch can be eliminated. The unique feature of the method is to use only the current information. The paper presents simulation results of the d-axis inductance, the q-axis inductance and the magnetic flux linkage identification, followed by the theoretical analysis. In addition, experimental set up and its results are presented to demonstrate validity of the proposed technique.

キーワード : IPM モータ, パラメータ同定, 山登り法, 電流ノルム, 最小値, 電流制御器
(IPMSM, parameter identification, hill climbing method, current norm, minimum point, current regulator)

1. はじめに

近年, 永久磁石同期モータ (PMSM) は, 小形, 高効率, 高出力であるため, 様々な応用分野で使用されている。PMSM は内部構造によって二種類に分類される。一つは表面永久磁石同期モータ (SPMSM) であり, もう一方は内部永久磁石同期モータ (IPMSM) である。この内 IPMSM は永久磁石によるマグネットトルクとロータの突極性によって発生するリラクタンストルクを併用してトルクを出力できるモータであるため, マグネットトルクしか利用できない SPMSM に比べて大幅な高出力, 高効率, 高パワー密度化を図ることができる。一般に PMSM の電流制御にはモータパラメータが必要とされ, 初期パラメータの設定によっては制御特性に悪影響を及ぼす。このような問題を解決するために, 初期パラメータ設定のためのオフラインパラメータ同定は不可欠である。SPMSM でも IPMSM でも同様の問題があるので, 統一されたオフラインパラメータ同定法の確立も重要な課題である。

筆者らは, IPMSM の電流制御システムにおいて, 電流情報だけを用いてモータの各種パラメータをオフライン同定する手法を既に提案した。本稿ではその全体アルゴリズムを説明するとともに, シミュレーションや実験によって提案法の有効性を確認したので報告する。

2. 提案するオフラインパラメータ同定法

IPMSM の制御は同期回転座標 (dq 座標) における電流制御に基づいており, d 軸, q 軸双方の非干渉制御が行われる。図 1 は電流制御システムのブロック線図をしめしたものである。

図 1 に示されたように IPMSM の電流制御に 4 つのモータパラメータが必要である。これら 4 つのパラメータは q 軸インダクタンス L_q , d 軸インダクタンス L_d , 磁束鎖交数または誘導起電圧定数 Ψ , 巻線抵抗 R である。本稿で提案するオフラインパラメータ同定する法は制御系の構造を変

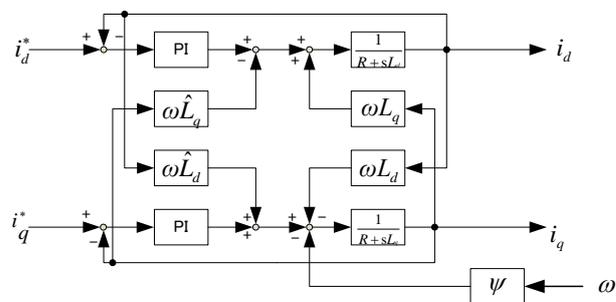


図 1 IPMSM の電流制御システム

Fig. 1. Current control system of IPMSM.

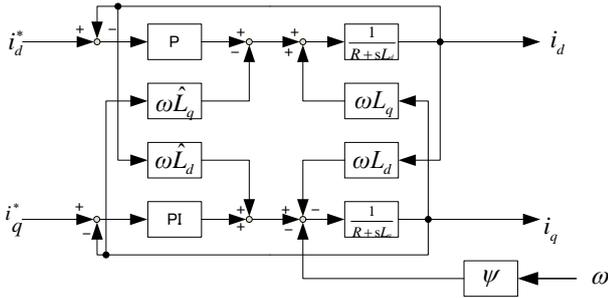


図2 L_q 同定時の電流制御システム
Fig. 2. Current Control system on L_q identification.

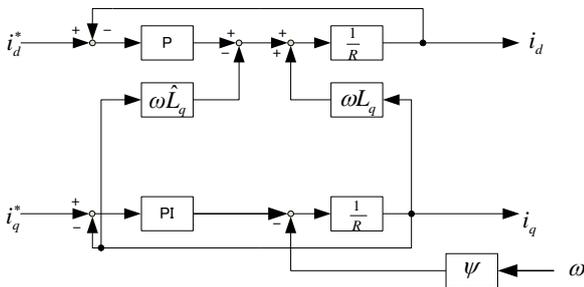


図3 簡略化された L_q 同定時の電流制御システム
Fig. 3. Simplified current control system on L_q identification.

更するとともに、制御条件を変更することによって実現する。

本パラメータ同定法の特徴を以下に示す。

- (1) 電流情報だけを利用する。
- (2) 巻線抵抗の変動に対してロバストである。

〈2.1〉 L_q のオフライン同定 L_q のオフライン同定を行うため、電流制御システムの構造を変更する。まず、 d 軸のPIレギュレータをPレギュレータに変更する。これにより、 d 軸の定常的な電流偏差が生ずる。一方、 q 軸にはそのままPIレギュレータを使用する。PIレギュレータを使用するため L_d と Ψ のミスマッチが存在しても定常偏差を完全に排除することができる。PIレギュレータの設定は(1)と(2)に基づいて行う。以上のように d 軸電流制御システムの構造を変更したブロック線図を図2に示す。

$$\tau_q = \frac{L_q}{R} \quad (1)$$

$$G_{PI} = \omega_c L_q \quad (2)$$

続いて制御条件として d 軸電流指令値を0に設定する。これにより電流制御システムは図3のように簡略化できる。(図3参照)。 d 軸電流と q 軸電流は(3)と(4)のようになる。したがって、電流ノルムは式(5)で求められ、 $\hat{L}_q = L_q$ のときに最小値となる。

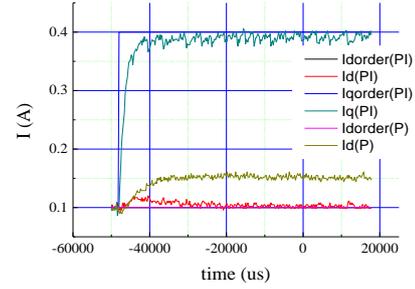


図4 PIとPレギュレータの応答比較実験結果
Fig. 4. Experiment result of current response with PI and P regulators.

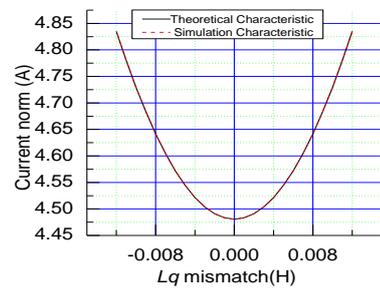


図5 L_q ミスマッチに対する電流ノルム特性
Fig. 5. Current norm characteristic to L_q mismatch.

表1 シミュレーション用パラメータ

Table 1. Parameters used in simulation.

Symbol	Description	Value
R	Winding resistance	0.48 Ω
P_o	Rated output power	1.5 kW
ζ	Damping coefficient	0.00019 Ns/r
P	Number of poles	4
ω	Rotation speed	50 r/s
Ψ	Magnetic flux linkage	0.06737 Wb
L_q	q axis inductance	12.0 mH
L_d	d axis inductance	7.3 mH
G_{PI}	Gain of P regulator	1.0 V/A

$$i_q = i_q^* \quad (3)$$

$$i_d = \frac{i_q^* \omega (\hat{L}_q - L_q)}{(G_{PI} + R)} \quad (4)$$

$$i_n = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (5)$$

図4はPレギュレータとPIレギュレータの d 軸、 q 軸電流応答波形の比較したものである。PIレギュレータを使った場合、 q 軸の電流指令値を変化させても定常的には d 軸電流の偏差を生じないが、Pレギュレータの場合は q 軸電流指令値変化とともに L_q のミスマッチや R に起因した d 軸の電流偏差を確認することができる。

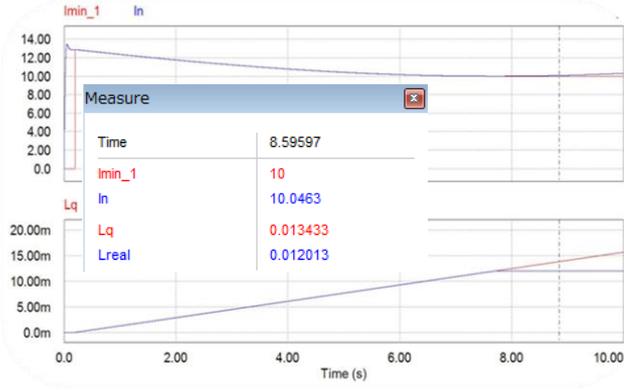


図 6 外乱による L_q 電流ノルム特性シミュレーション結果
Fig. 6. Simulation result to L_q with sensitive problem.

表 2 外乱によるシミュレーション用パラメータ
Table 2. Parameters used in simulation testing for sensitive problem.

Symbol	Description	Value
R	Winding resistance	0.48 Ω
P_o	Rated output power	1.5 kW
ζ	Damping coefficient	0.00019 Ns/r
P	Number of poles	4
ω	Rotation speed	50 r/s
ψ	Magnetic flux linkage	0.06737 Wb
$\hat{\psi}$	Setup magnetic flux linkage	0 Wb
L_q	q axis inductance	12.0 mH
L_d	d axis inductance	7.3 mH
\hat{L}_d	Setup d axis inductance	0 mH
G_{Pd}	Gain of P regulator	1.0 V/A

図 5 は L_q のミスマッチに対する電流ノルム特性を示したものである(3)~(5)で示されたように、コントローラで設定された \hat{L}_q の値とモータの真値 L_q が等しくなった場合、電流

ノルムは最小になる。ミスマッチの絶対値が大きくなるにしたがって電流ノルムも大きくなる。この特性を活して、 L_q の真値は探索できる (表 1 参照)。

図 6 は ψ と L_d 同定していない場合の電流ノルムシミュレーション特性結果を示す。同定結果は 12.0mH, 真値は 12.0mH。同定誤差は 0.1% です。結果より q 軸の PI レギュレータはミスマッチの影響を抑制できることを示した。シミュレーションの条件 (表 2 参照)。

L_q 同定できた後、 d 軸の電流は式 (6) で表せる。

$$i_{dc} = \frac{i_d^* G_{Pd}}{R + G_{Pd}} \quad (6)$$

d 軸電流指令値は L_q 同定時の 0 から一定の値に設定する。IPMSM は安定状態で式 (6) の値、P レギュレータゲインと d 軸電流指令値を記録して、次の ψ 同定と R 同定を利用する。

〈2・2〉 ψ のオフライン同定 L_q が同定した後、 ψ 同

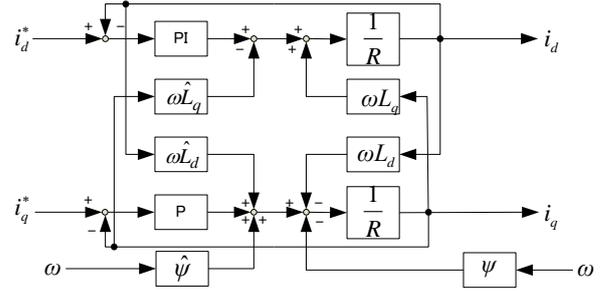


図 7 提案した ψ と L_d 同定電流制御システム
Fig. 7. Proposed ψ and L_d identification system.

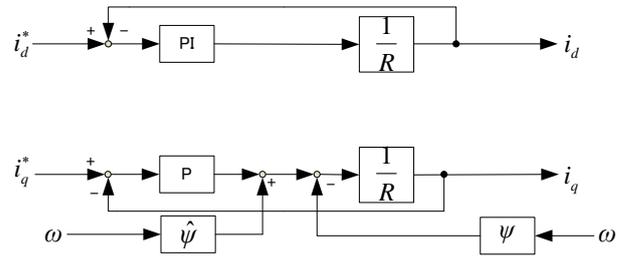


図 8 簡略化された ψ 同定時の電流制御システム
Fig. 8. Simplified current control system on ψ identification.

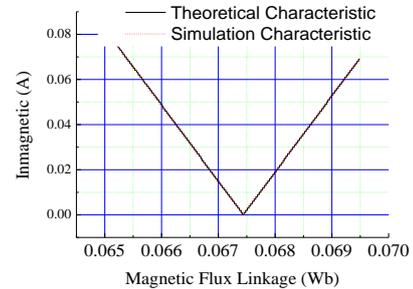


図 9 ψ ミスマッチに対する電流ノルム特性
Fig. 9. Current norm characteristic to ψ mismatch.

定は次のステップとして始める。まず、電流制御の構造を提案したように変更する (図 7 参照)。この構造の同定システムは ψ 同定と L_d 同定が併用と考える。

ψ 同定するため、 d 軸は PI レギュレータ引用して、 d 軸の電流指令値は 0 に設定する。そうした後で L_d は同定しなくても q 軸電流に影響が抑制できる。 L_q が同定したので同定システムの構造は簡略化できる。この簡略された同定システムは図 8 のように示す。

図 7 の構造より d 軸と q 軸電流式 (7) と (8) が求められる。

$$i_d = 0 \quad (7)$$

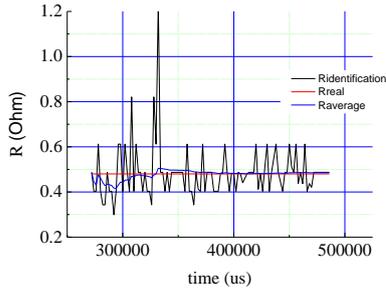


図 10 R 同定実験結果

Fig. 10. Experiment result of identification R .

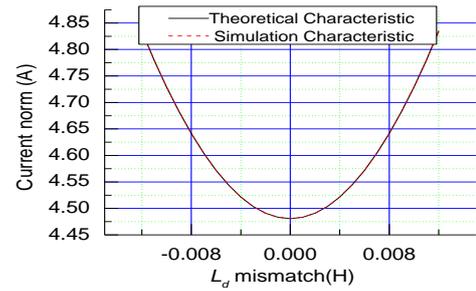


図 12 L_d ミスマッチに対する電流ノルム特性

Fig. 12. Current norm characteristic to L_d mismatch.

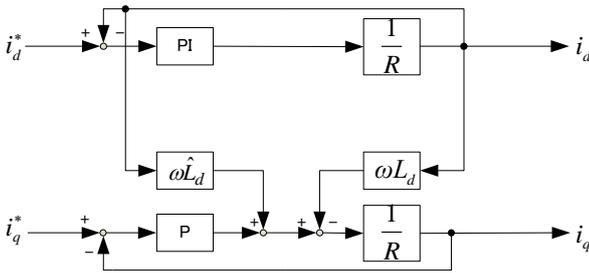


図 11 簡略化された L_d 同定時の電流制御システム

Fig. 11. Simplified current control system on L_d identification.



図 13 実験装置

Fig. 13. Testing equipment.

$$i_q = \frac{\omega(\hat{\psi} - \psi)}{R + G_{Pq}} + \frac{i_d^* G_{Pq}}{R + G_{Pq}} \quad (8)$$

式 (8) から q 軸電流は二つ部分で分けて表示できる。この式の第二部分は同定に悪い影響を与えるので、その第二部分を打ち消すために一定な方法は必要になる。

その方法はここで紹介する。先ず q 軸電流指令値と P レギュレータのゲインは前記録された値は同じように設定する。そうした場合はその前記録した値は式 (9) で表せる。

$$i_{dc} = \frac{i_d^* G_{Pd}}{R + G_{Pd}} = \frac{i_q^* G_{Pq}}{R + G_{Pq}} \quad (9)$$

式 (9) を使って式 (8) の第二部分は消せる。その時の式 (8) は式 (10) になる。

$$i_{qc} = \frac{\omega(\hat{\psi} - \psi)}{R + G_{Pq}} \quad (10)$$

式 (10) を使ってシミュレーションで電流ノルムの特性は求める (図 9 参照)。電流ノルム特性から電流ノルムは最小値を持っている。この最小値を探索できれば磁束の真値は同定できる。

〈2・3〉 R 同定 L_q が同定した後記録した後の電流値と式 (6) を利用して、抵抗の同定は考える。式 (6) から式 (11) を求める。

$$R = \frac{G_{Pd}(i_d^* - i_d)}{i_d} \quad (11)$$

式 (11) 中のパラメータは P レギュレータゲインと電流

指令値は設定できる。 d 軸電流値は実験装置から読み込める。だから抵抗の同定は可能になる。

続いては巻き線抵抗の同定実験結果を示す (図 10 参照)。

実験結果より巻き線抵抗の平均値は 0.485Ω 。巻き線抵抗の真値は 0.48Ω 。同定誤差は 1.0% になる。この実験結果で巻き線抵抗の同定は確認できた。

〈2・4〉 L_d のオフライン同定 L_q と Ψ が同定できた後、 Ψ 同定用のシステムを利用して (図 7 参照)、同定の条件を L_d 同定の条件に切り替える。

L_d 同定条件は q 軸電流指令値が 0 にする、 d 軸電流指令値が一定の値に入る。磁束成分と L_q が同定できたので、その同定条件は同定システムに設定しても L_d 同定には悪い影響が抑える。

その同定条件より L_d 同定システムは簡略化できる (図 11 参照)。その時の d 軸電流と q 軸電流は (12) と (13) 式で表せる。

$$i_q = \frac{\omega(\hat{L}_d - L_d) i_d^* G_{Pd}}{(R + G_{Pq})(R + G_{Pd})} \quad (12)$$

$$i_d = \frac{i_d^* G_{Pd}}{R + G_{Pd}} \quad (13)$$

続いては L_d の同定シミュレーションを行う。電流ノルム特性は図 12 で表せる。シミュレーションの結果より電流ノルム特性は最小値を持っている。この最小値が探せば、 L_d 同定ができる。

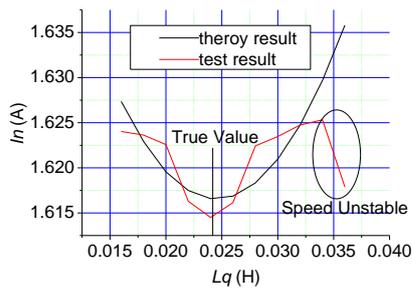


図 14 外乱による L_q 電流ノルム特性とシミュレーション結果比較

Fig. 14. Experiment and simulation current norm characteristic result comparing of identification L_q with sensitive problem.

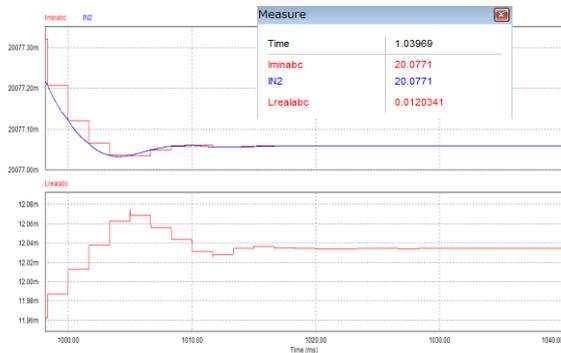


図 15 山登り法で L_q 同定シミュレーション結果
Fig. 15. L_q identification simulation result by hill climbing method.

ここまで L_q , R , Ψ と L_d 各自の同定用電流ノルム特性がシミュレーションで確認できる。続いては実験でこの電流ノルム特性を確認と実際パラメータの同定を確認する。実験用の実験装置は図 13 のように設置される。

3. L_q 電流ノルム特性と同定の実験確認

今回は L_q の同定を実験で確認した。同定の流れはここから説明する。まず電流ノルムの特性を実験で確認する、その後は実際電流ノルム特性とシミュレーションと比較して、特性の正確性を確認する。

実験装置の設定とパラメータは表 3 のように設定する。外乱として L_d と Ψ に一定なミスマッチを設定する。続いてはコントローラの内部設定された L_q の値を変更して、各設定値に対してモータ安定状態の電流ノルム平均値を読み込んで、電流の特性を確認させる。でも電流制御だけを付けているので、真値から離れるなら、速度が不安定になる。その影響で電流ノルムも不安定になる。

実験結果より電流ノルム特性は最小値があることを確認された (図 14 参照)。コントローラ側設定された L_q 値は実際モータ側の L_q に等しくなる場合、電流ノルムが最小値に

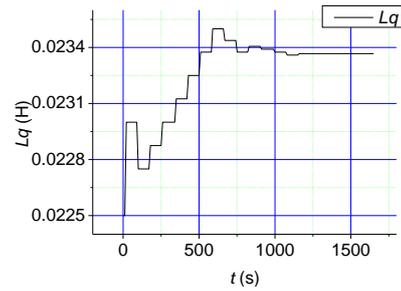


図 16 外乱による山登り法で L_q 同定実験結果
Fig. 16. Experiment result of identification L_q with sensitive problem by hill climbing method.

表 3 実験用パラメータ設定値

Table 3: Fundamental physical constants of experimental.

Symbol	Description	Value
R	Winding resistance	0.48 Ω
P_o	Rated output power	1.5 kW
ζ	Damping coefficient	0.00019 Ns/r
P	Number of poles	6
ω	Rotation speed	5.333 r/s
Ψ	Magnetic flux linkage	0.06737 Wb
$\hat{\Psi}$	Setup Magnetic flux linkage	0 Wb
L_q	q -axis inductance	24.5 mH
\hat{L}_q	Range of q -axis inductance	16.0~36.0 mH
L_d	d -axis inductance	13.0 mH
\hat{L}_d	Setup d -axis inductance	10.0 mH
G_p	Gain of P regulator	1.0 V/A
G_{PI}	Gain of PI regulator	0.13066
τ_{PI}	Time constant of PI regulator	0.05104 s
i_q^*	q -axis current command	1.6 A

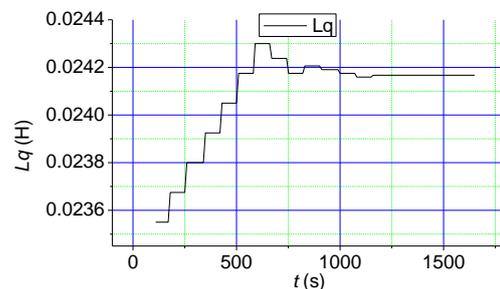


図 17 外乱による山登り法で L_q 同定実験結果
Fig. 17. Improvement experiment result of identification L_q with sensitive problem by hill climbing method.

なる。続いてはこの最小値を探索用の方法を検討する。

今回は山登り法を選んで、最小値を探索する。山登り法を用いた L_q 同定法をシミュレーションで確認した (図 15

参照)。先ず一定な探索値を設定して、その時の電流ノルム値を記録する；次は探索始まって、IPMSM モータ安定状態の電流ノルムを読み込む；続いてはこの読み込まされた電流ノルム値と前回記録された値と比較する。もし前回の値より小さくなる場合、 L_q の真値はまだ着いてないと判断する。もし大きくなったら、この真値がパスされたと判断する、その場合は探索用の探索値は半分になる、探索方向も逆方向になる。そのような流れを繰り返して、最後真値に近づいて行く。

図 15 のシミュレーション結果より同定結果は 12.0mH になる。シミュレーション真値は 12mH です。同定誤差は 0.3%です。シミュレーションからこの同定方法は L_q の同定はできことを証明した。

続いてはシミュレーション結果を実験で検証する。

モータは安定状態から同定を始まる。最後は 23.4mH まで収束された。でもモータの真値は 24.5mH なので、同定誤差が残っている。この誤差は 4.4%になる。

誤差を生じる原因を検討した：

(1) 実験は低速領域で行うので、不安定な回転速度は電流ノルムに大きいな影響がある。

(2) 電流リップルからの影響がある。

この二つ問題を解決するために、新たの実験は速度制御をかけて実験行う。不安定の速度からの影響が抑えることが望ませる。電流リップルからの影響は平均演算で解決できる。

続いては改善された実験結果を示した (図 17 参照)。同定結果は 24.1mH,同定誤差は 1.3%まで抑えた。

4. まとめ

本稿は山登り法を用いた IPMSM パラメータ同定法を提案した。電流ノルム特性を適応し、シミュレーションを通じて各パラメータ同定用の電流ノルム特性を検証した。論文の中は巻線抵抗と L_q 同定の実験結果を例として示した。

巻線抵抗の真値は 0.48Ωである、同定結果は 0.485Ωになる。同定誤差は 1.0%までに抑える。この同定法は高精度で巻線抵抗の同定ができる。

続いては山登り法を用いた L_q 同定方法で同定誤差は 4.5%残っていた。 L_q 真値は 24.5mH であり、同定結果は 23.4mH になる。最後は L_q 同定誤差生じる原因を分析し、分析された原因で同定誤差を抑えることを証明した。 L_q 同定誤差は 1.3%まで抑えた。これで同定法は高精度同定できることを証明した。

今後はこの手法で L_d と Ψ の同定は実験で行って、その共に同定の精度を評価する。

文 献

- IEEJ 2010, Conference Proceedings, no. 4,107, pp.183-184.
- (2) Toshihiko Noguchi, Shigenori Togashi, and Ryo Nakamoto.: Short-Current Pulse-Based Maximum-Power-Point Tracking Method for Multiple Photovoltaic-and-Converter Module System, IEEE Trans. on Ind. Elec. 2002, 49, 1, pp.217-22.
- (3) P. Pillay and R. Krishnan.: Modeling analysis and simulation of a high performance, vector controlled, permanent magnet synchronous motor drive, presented at the IEEE IAS Annual Meeting, Atlanta, 1987.
- (4) M. Lajoie-Mazenc, C. Villanueva, and I. Hector.: Study and implementation of a hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine, IEEE Trans. Industry Applications. vol. 1A-21, no. 2, pp. 408-413, Mar./Apr. 1985.
- (5) A. Mujanovic, P. Crnosija, Z. Ban.: Determination of transient error and signal adaptation algorithm coefficients in MRAS, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 99, Maribor, p. 631-634, 1999.
- (6) Yan Liang and Yongdong Li.: Sensorless Control of PM Synchronous Motors Based on MRAS Method and Initial Position Estimation, ICEMS 2003, Vol. 1, 9-11, pp:96 – 99, Nov. 2003.
- (7) H.W.Kim, N.V. Nho and M.J.Youn.: Current Control of PM Synchronous Motor in Overmodulation Range, IECON 2004, pp. 896-901.
- (8) J.K. Seok, K.T. Kim, D.C. Lee.: Automatic mode switching of P/PI speed control for industry servo drives using online spectrum analysis of torque command, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, pp. 2642-2647, 2007.
- (9) J.K. Seok.: Frequency-spectrum-based antiwindup compensator for PI controlled systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, pp. 1781-1790, 2006.
- (10) K. Paponpen and M. Konghirum.: An Improved sliding mode observer for speed sensor less vector control drive system, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th international p.no 1-5, vol: 2, isbn:1-4244-0448-7.

(1) Masaki Ohara and T. Noguchi.: Sensor less Control of Permanent Motor Based on Model Reference Adaptive System,