パワーアナライザによる PMSM のモータパラメータの同定

久保田 訓久,依田 元,小林 宏企,滝口 真也

1 はじめに

近年, PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor:永久磁石同期電動機) やそれに関連する 制御技術は,パワーエレクトロニクスにおける先端 的技術や市場に急激に浸透してきた.これは,永久 磁石材料の進歩に伴った高性能・高効率化に加え, 低騒音,保守が容易といった,他のモータに対す る PMSM の優位性に起因している¹⁾.最近では. PMSM は家電や産業機械に加え,ハイブリッド車 や電気自動車にも採用され、今後,普及はさらに加 速していくものと考えられている²⁾.

一般に、PMSM の解析および制御は d-q 軸上で表 したモータの等価回路モデルに基づいて行われる. PMSM の高性能制御法として各種制御法が提案さ れているが、これらの制御アルゴリズムは d-q 等価 回路に基づいており、その等価回路定数、すなわち モータパラメータ (d 軸、q 軸方向インダクタンス L_d 、 L_q) を高精度に同定することは非常に重要であ る³⁾.

一方, モータパラメータのうち, 特に L_q は磁気飽 和による電流依存性が大きく^{3,4)}, 停止状態で LCR メータ等を用いて簡易的に測定した, 精度の低い モータパラメータでは高性能な制御を行うことは困 難である.

そこで本稿では、パワーアナライザを用いて実稼 働状態でモータパラメータを簡便かつ高精度に同定 する方法を紹介する.加えて、本稿で紹介した方法 により実際にモータパラメータを同定したので、そ の結果を示す.

2 モータパラメータの同定方法

本章では、パワーアナライザにより PMSM の モータパラメータを同定するための原理と実際に同 定する際の手順を簡潔に示す.

2.1 原理

d-q座標軸上で表現した PMSM の電圧方程式は,

- i) 固定子と回転子間の空隙内の磁束の空間分布 は、空隙に沿って正弦波状である。
- ii) 電圧および電流の高調波成分は無視できる.
- iii) 鉄損は無視できる.

を仮定すると、次式となる³⁾.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_a \end{bmatrix}$$
(2.1)

ここで、 v_d , v_q は各相電機子電圧のd 軸, q 軸成分, i_d , i_q は各相電機子電流のd 軸, q 軸成分, R は各相 電機子抵抗, p は微分演算子 (d/dt), L_d , L_q はd 軸, q 軸の自己インダクタンス, ω は回転角(電気角) 速度, $\phi_a(=K_e)$ は永久磁石の電機子鎖交磁束の実効 値(誘起電圧定数)である.

定常状態を仮定(時間微分項を無視)し,式(2.1) を d 軸, q 軸のベクトル図で表すと, Fig.2.1 とな る. ここで, v_1 , i_1 はそれぞれ相電圧,相電流の基本 波成分, θ_v , θ_i は相電圧,相電流の基本波位相角であ る. Fig.2.1 から, d 軸, q 軸方向の電圧方程式はそ れぞれ,

$$K_e \omega + Ri_q = v_q - \omega L_d i_d \tag{2.2}$$

$$v_d = Ri_d - \omega L_q i_q. \tag{2.3}$$

これらを L_d, L_q について解くと,

$$L_d = \frac{v_q - K_e \omega - Ri_q}{\omega i_d} \tag{2.4}$$

$$L_q = \frac{Ri_d - v_d}{\omega i_q}.$$
 (2.5)



Fig. 2.1 PMSM のベクトル図.

2.2 同定手順

本節では,パワーアナライザを用いてモータパラ メータを同定するための手順を示す.

なお,以下は弊社のパワーアナライザ PW6001 を 使用する場合の具体的な手順となるが,同等の電気 角測定機能を持つパワーアナライザであれば,同様 の手順でモータパラメータを同定できる.

2.2.1 各相電機子抵抗 R の測定

(低)抵抗計等を用いることにより,予め各相電 機子抵抗 R を測定しておく.

2.2.2 位相ゼロアジャストの実行および誘起電圧 定数 *K_e*の同定

測定対象となる PMSM のモータ端子を開放状態 ($i_d = i_q = 0$)にした上で,モータ端子をパワーアナ ライザ PW6001 の CH 1, 2, 3 の電圧入力に接続す る. さらに,エンコーダの A 相パルス出力を CH B, B 相パルス出力を CH C, Z 相パルス (原点信 号) 出力を CH D にそれぞれ接続する (Fig.2.2).

パワーアナライザ PW6001 の設定については, モータ解析の動作モードを Single,測定項目を Torque Speed Direction Origin, CH B の入力設定 を Pulse に設定する.また, CH 1, 2, 3 の結線を 3P3W3M, 同期ソースを Ext1 に設定して, Δ 変換 の設定を ON にする.同期ソースを Ext1 に設定す ることにより,入力されるエンコーダパルスを基 準として電圧,電流の位相角を測定でき, Δ 変換を ON にすることによって,線間電圧を相電圧に変換 して測定できる.

この状態で負荷側からモータを駆動し,誘起電圧 を発生させて,パワーアナライザ PW6001 の位相 ゼロアジャストを実行する.これにより, θ_v, θ_i は q軸方向に発生する誘起電圧位相を基準とした位相 角,すなわち電気角となる.

また,この時,誘起電圧 $v_q = v_1$ が成り立ち,式 (2.4) は,

$$K_e = \frac{v_q}{\omega} = \frac{v_1}{2\pi f_1} \tag{2.6}$$

となって、 K_e を同定することができる.ここで、 $f_1(=\omega/2\pi)$ は相電圧の基本波の周波数である.



Fig. 2.2 位相ゼロアジャストの実行および誘起 電圧定数 *K*_e の同定時の結線.

2.2.3 ユーザ定義演算機能によるモータパラメー タ L_d, L_a の同定

2.2.1 項で測定した R, 2.2.2 項で同定した $K_e \& R$ 用いて, d = h, q = h方向の自己インダクタンス L_d , L_q を同定できる。2.2.2 項で開放状態であったモータ 端子に駆動用のインバータ出力を接続し、モータを 運転する (Fig.2.3). この時, Fig.2.1 から,

$$v_d = -v_1 \sin \theta_v \tag{2.7}$$

$$v_q = v_1 \cos \theta_v \tag{2.8}$$

$$i_d = -i_1 \sin \theta_i \tag{2.9}$$

 $i_q = i_1 \cos \theta_i \tag{2.10}$

が成り立ち,これらと式 (2.4), (2.5) をユーザ定義 演算 (UDF: User Defined Function) に設定すれば, v_d, v_q, i_d, i_q をモニタしながら, L_d, L_q を簡単に同定 できる.パワーアナライザ PW6001 のユーザ定義 演算機能の具体的な設定例については,文献⁵⁾ を参 照されたい.





3 実測例

本章では、2.2節で示した手順により実際にモー タパラメータを同定したので、その結果を示す.

3.1 実測条件

実測に使用したインバータ (Fig.3.1) および駆動 側モータ,負荷側モータ (Fig.3.2)の仕様をそれぞ れ, Table 1, 2, 3 に示す.

使用した計測機器は Table 4 に示した. なお,表 中の抵抗計 RM3544 は,Table 2 に記載されている 駆動側モータの各相電機子抵抗 *R* を測定する (2.2.1 項) ために使用した.

3.2 誘起電圧係数 K_e の同定

2.2.2 項で示した手順に従って, 誘起電圧係数 *K*_e を同定した. 参考のため, Fig.3.3 には同定時の駆動側モータの誘起電圧(相電圧)およびエンコーダ

Table	1	インバータ仕様
ruore		

項目	仕様		
定格出力容量	10.0 kVA		
定格出力電圧	AC 400 Vrms		
定格出力電流	AC 14.5 Arms		
定格入力電圧	DC 700 V		
定格入力電流	DC 15.1 A		
最大入力電流	DC 18.6 A		
入力電圧範囲	DC 0 V ~ DC 800 V		
スイッチング周波数	$\sim 200 \text{ kHz}$		
マノッチンガ丰乙	SiC MOSFET		
▲4 ツナマク糸丁	SCH2080KE (ROHM)		
メーカ	Myway Plus Corp.		

Table 2	駆動側モー	タ仕様.
---------	-------	------

項目	仕様
	エンコーダ付き
型式	DC ブラシレスモータ
	RM86A20-2-E8
定格電圧	DC 100 V
定格電流	2 A
定格回転数	2500 rpm
定格出力	120 W
各相電機子抵抗	0.89768 Ω
モータ極数	8
エンコーダパルス数	1024

Table 3 負	荷側モータ仕様.
-----------	----------

項目	仕様
型式	DC モータ SS60E80-6
定格電圧	DC 100V
定格電流	4.8 A
定格回転数	2500 rpm
定格出力	350 W



Fig. 3.1 使用したインバータ.



Fig. 3.2 使用した駆動側モータ (写真左) および 負荷側モータ (写真右).

Table 4 使用した計測機器.

機器名	型式	メーカ
パワーアナライザ	PW6001	HIOKI E.E. Corp.
電流センサ	CT6841	HIOKI E.E. Corp.
抵抗計	RM3544	HIOKI E.E. Corp.

の A/B/Z 相パルスの波形表示を示した.

モータ回転数nと駆動側モータの誘起(相)電圧 の基本波成分の実効値 v_1 および同定した誘起電圧 係数 K_e の関係をFig.3.4に示す.測定した v_1 はnと比例関係、同定した K_e はnに依らず,ほぼ一定 値となっており,式(2.6)の関係を満足しているこ とが確認できる.

なお,低速回転時,モータの回転ムラが顕著になるため, K_e の値が若干ばらついている.

3.3 モータパラメータ L_d, L_g の同定

2.2.3 項で示した手順に従い, d 軸, q 軸方向の自 己インダクタンス L_q , L_q を同定した.参考のため, Fig.3.5 には同定時のインバータ 2 次側の相電圧, 相 電流およびエンコーダの A/B/Z 相パルスの波形表 示を示した.

d軸電流 i_d と同定した d軸方向の自己インダク タンス L_d および q軸電流 i_q と同定した q軸方向 の自己インダクタンス L_q の関係を Fig.3.6 に示す.



Fig. 3.3 誘起電圧係数 *K*_e 同定時の駆動側モータの誘起(相)電圧およびエンコーダの A/B/Z 相パ ルスの波形表示.



Fig. 3.4 モータの回転数 *n* と駆動側モータの誘起(相)電圧の基本波成分の実効値 *v*₁ および同定した誘起電圧係数 *K_e* の関係.

 L_d は i_d の値に依らず,ほぼ一定の値となっている. 一方, L_q は磁気飽和による電流依存性が大きく, i_q の値により大きく変化している.モータ停止状態で LCR メータ等を用いても L_d の値は高精度には同定 できず,実稼働状態で同定する必要があることが分 かる.

 i_d, i_q の値が小さい場合に L_d, L_q の値がばらついているが、これもモータ低速回転のための回転ムラが原因であると考えられる.

なお、Fig.3.6 は、電流位相角を一定に保った状態でモータの回転数を変化させてモータパラメータ L_d, L_q を同定した結果であり、 L_d, L_q の電流依存性を示すものである. L_d, L_q の電流位相角依存性に関



Fig. 3.5 モータパラメータ L_d , L_q 同定時 (イン バータ-モータ駆動時)のインバータ 2 次側の相電 圧,相電流およびエンコーダの A/B/Z 相パルス波 形表示.



Fig. 3.6 d 軸電流 i_d と同定した d 軸方向の自己 インダクタンス L_d (赤色) および q 軸電流 i_q と同 定した q 軸方向の自己インダクタンス L_q (青色) の関係.

しても,同様にこの同定方法を応用することで検証 できる.

4 おわりに

本稿では、パワーアナライザを用いて実稼働状 態で PMSM のモータパラメータを簡便かつ高精度 に同定するための方法を紹介した.また、弊社のパ ワーアナライザ PW6001 を用いて、紹介した方法に より実際にモータパラメータの同定し、その結果を 示した.なお、本稿で紹介した方法は、あくまで" 鉄損は無視できる"とした解析モデルを用いること を前提としたものである。予め機械損を測定し、等 価鉄損抵抗を同定すれば、鉄損を考慮したモータパ ラメータの同定に発展させることも可能である。

本稿で紹介した, PMSM のモータパラメータの 同定はパワーアナライザの一アプリケーション例に 過ぎず,パワーエレクトロニクスの分野ではこれ以 外にも,パワーアナライザを有効に活用できる場面 は数多く存在する.今後は,こういったパワーアナ ライザを有効に活用できるアプリケーション例につ いても,読者の皆様に積極的に紹介していきたいと 考えている.

参考文献

- Shigeo Morimoto : "Trend of Permanent Magnet Sychronous Machines", IEEJ Trans, Vol.2 (2007), pp.101-108.
- Investigating R&D Committee on industry applications of PM motors : "Trend in the latest technologies and applications of permanent magnet synchronous motors", IEEJ Technical Report (2009), No.1145 (*in Japanese*).
- Shigeo Morimoto, Yoji Takeda, and Takao Hirasa : "Method for Measuring a PM Motor's *dq* Equivalent Circuit Constants", IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol.113-D (1993) No.11, pp.1330-1331 (*in Japanese*).
- A. Soualmi, F. Dubas, D. Depernet, A. Randria and C. Espanet : "Inductances estimation in the d-q axis for an interior permanent-magnet synchronous machines with distributed windings", Proc. XX ICEM (2012), pp.308-314.
- 5) HIOKI E. E. Corp. : "Identification of PMSM Parameters with the Power Analyzer PW6001" (White paper), retrived from https://www.hioki.com/en/products/detail/ ?product_key=5796.



