

# パワーアナライザ PW8001 による PMSM のパラメータ同定方法

本技術資料は、PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor: 永久磁石同期モータ) のベクトル制御を行う上で必須であるモータパラメータ ( $L_d$ ,  $L_q$ ,  $K_e$  等) の同定を、弊社パワーアナライザ PW8001 により簡単に行う方法を示す。

## 1. はじめに

PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor: 永久磁石同期モータ) は高効率、高電力密度、軽量であることからパワーエレクトロニクス分野において広く使用されている。PMSM はローターに配置する永久磁石の位置によって、IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) と SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor) に分類される<sup>1)</sup>。永久磁石をローターの内部に埋め込む IPMSM は永久磁石によるマグネットトルクだけでなくインダクタンストルクを利用できる<sup>2)</sup>ことから、EV や航空機、インバータ駆動の家電製品に至るまで応用範囲を拡大している<sup>3,4)</sup>。

一般に PMSM の特性解析や制御アルゴリズムの検討には永久磁石の N 極軸 ( $d$  軸) とそれに垂直なトルク軸 ( $q$  軸) 上で表されるモータの等価回路モデル<sup>5)</sup> が活用されている。

等価回路モデルにおける出力トルク  $T$  を式(1.1)に示す。

$$T = P_n \phi_a i_q + P_n (L_d - L_q) i_d i_q \quad (1.1)$$

ここで、 $P_n$  はモータの極対数、 $i_d$ ,  $i_q$  は各相電機子電流の  $d$  軸,  $q$  軸成分、 $\phi_a$  は永久磁石の電機子鎖交磁束の実効値、 $L_d$ ,  $L_q$  は  $d$  軸,  $q$  軸の自己インダクタンスを表しており、式(1.1)の右辺第一項がマグネットトルク、右辺第二項がリラクタンストルクとなる。SPMSM は磁気抵抗がローターの位置に関係なく一定であることから、式(1.1)において  $L_d = L_q$  となり、出力トルクはマグネットトルクのみとなる。一方、IPMSM は構造上、 $d$  軸,  $q$  軸のインダクタンスに差が生じる ( $L_d \neq L_q$ ) ことから、リラクタンストルクも出力トルクに関与する。したがって、IPMSM の出力トルクを大きくするためには、等価回路モデルの定数であるモータパラメータ ( $d$  軸,  $q$  軸方向のインダクタンス  $L_d$ ,  $L_q$ ) を高精度に同定して、リラクタンストルクを制御することが非常に重要である<sup>6)</sup>。

## 2. パワーアナライザによる PMSM のパラメータ同定の必要性

モータパラメータの  $L_d$ ,  $L_q$  を簡易的に同定する方法として LCR メータを用いたインダクタンス測定が挙げられる<sup>7)</sup>。しかし、この方法はモータ端子を開放した停止状態でのモータパラメータ同定に限定しており、実稼働状態でモータパラメータの同定ができないなどの問題点が挙げられる。 $L_d$ ,  $L_q$  は磁気飽和特性を含んでおり、電流などを考慮した様々な依存性を持つ変数である。したがって、PMSM の高精度な制御を行うためには実際の動作状態における、 $L_d$ ,  $L_q$  の同定が必要である。

そこで本稿では、パワーアナライザ PW8001 を用いて実稼働状態で高精度かつ簡易的にモータパラメータを同定する方法を紹介する。

## 3. 同定原理

式(1.1)にて示した出力トルクは  $d$ - $q$  座標軸上における PMSM の電圧方程式に基づく。 $d$ - $q$  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。<sup>5)</sup>

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_a \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ここで  $v_d$ ,  $v_q$  は各相電機子電圧の  $d$  軸,  $q$  軸成分、 $R$  は各相電機子抵抗、 $p$  は微分演算子 ( $d/dt$ )、 $\omega$  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 (3.1) を  $d$  軸,  $q$  軸のベクトル図で表すと、Fig.3.1 となる。

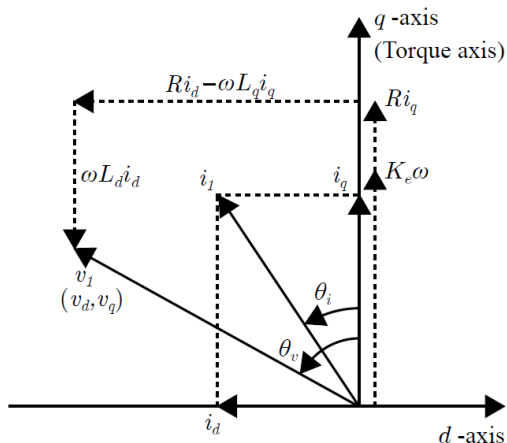


Fig. 3.1 PMSM のベクトル図

ここで、 $v_1$ 、 $i_1$  はそれぞれ相電圧、相電流の基本波成分、 $\theta_v$ 、 $\theta_i$  は相電圧、相電流の基本波位相角である。Fig.3.1 から、 $d$ 軸、 $q$ 軸方向の電圧方程式はそれぞれ、

$$K_e\omega + Ri_q = v_q - \omega L_q i_d \quad (3.2)$$

$$v_d = Ri_d - \omega L_q i_q \quad (3.3)$$

これらを $L_d$ 、 $L_q$ について解くと、

$$L_d = \frac{v_q - K_e\omega - Ri_q}{\omega i_d} \quad (3.4)$$

$$L_q = \frac{Ri_d - v_d}{\omega i_q} \quad (3.5)$$

## 4. 同定手順

### 4.1 各相電機子抵抗 R の測定

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。

### 4.2 位相ゼロアジャストの実行及び誘起電圧定数 $K_e$ 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 PW8001 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(又は CH F)、B 相パルス出力を CH C(又は CH G)、Z 相パルス(原点信号) 出力を CH D(又は CH H) にそれぞれ接続する (Fig.4.1)。

PW8001 の設定については、モータ解析の動

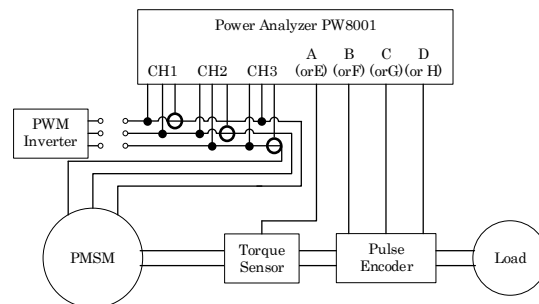


Fig.4.1 位相ゼロアジャストの実行及び誘起電圧定数の同定の結線。

作モードを Single、測定項目を Torque Speed Direction Origin に設定する。また、CH 1,2,3 の結線を 3P3W3M、同期ソース及び高調波同期ソースを Ext1 に設定して、 $\Delta$ 変換の設定を ON にする。測定 CH の同期ソース及び高調波同期ソースを 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、 $\Delta$ 変換を ON にすることによって、線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、PW8001 の位相ゼロアジャストを実行する。これにより、 $\theta_v$ 、 $\theta_i$  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 (3.4) は、

$$K_e = \frac{v_q}{\omega} = \frac{v_1}{2\pi f_1} \quad (4.1)$$

となつて、 $K_e$ 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。

### 4.3 ユーザ定義演算機能によるモータパラメータ $L_d$ 、 $L_q$ の同定

2.1 項で測定した $R$ 、2.2 項で同定した $K_e$ を用いて、 $d$ 軸、 $q$ 軸方向の自己インダクタンス ( $L_d$ 、 $L_q$ ) を同定できる。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.4.2)。この時、Fig.3.1 から、

$$v_d = -v_1 \sin \theta_v \quad (4.2)$$

$$v_q = v_1 \cos \theta_v \quad (4.3)$$

$$i_d = -i_1 \sin \theta_i \quad (4.4)$$

$$i_q = i_1 \cos \theta_i \quad (4.5)$$

が成り立ち、これらと式 (3.4)、(3.5) をユーザ定義演算 (UDF : User Defined Function) に設定すれば、 $i_d$ 、 $i_q$  をモニタしながら、 $L_d$ 、 $L_q$  を簡単に同定できる。

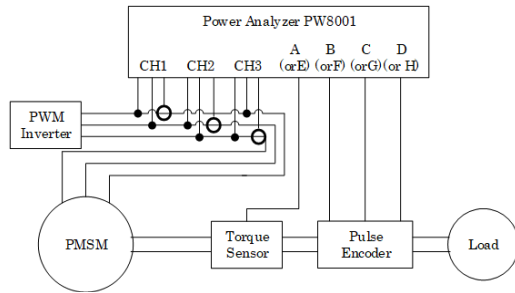


Fig.4.2 モータパラメータ同定時の結線.

具体的な設定例を以下に示す. まず,  $UDF_{1-2}$ には, それぞれ  $i_d$ ,  $i_q$  を設定する.

$$UDF_1 = -I_{fnd1} \cdot \sin \theta_{11}$$

$$UDF_2 = I_{fnd1} \cdot \cos \theta_{11}$$

ここで,  $I_{fnd1}$ ,  $\theta_{11}$  は PW8001 の CH1 の基本測定項目の表記であって, それぞれ電流実効値の基本波成分電流位相角を表し,

$$I_{fnd1} = i_1$$

$$\theta_{11} = \theta_i$$

が成り立つ.

次に,  $L_d$  を設定する. 式(3.4)の分子は,

$$UDF_3 = U_{fnd1} \cdot \cos \theta_{U1} - (2\pi K_e) \cdot f_1 - R \cdot UDF_2$$

ここで,  $U_{fnd1}$ ,  $\theta_{U1}$  は PW8001 の CH1 の基本測定項目の表記であって, それぞれ電圧実効値の基本波成分電圧位相角を表し,

$$U_{fnd1} = v_1$$

$$\theta_{U1} = \theta_v$$

が成り立つ. 式(3.4)の分母は,

$$UDF_4 = (2\pi) \cdot f_1 \cdot UDF_1$$

従って,  $L_d$  は,

$$UDF_5 = UDF_3 / UDF_4$$

最後に,  $L_q$  を設定する. 式(3.5)の分子は,

$$UDF_6 = R \cdot UDF_1 - (-v_{fnd1}) \cdot \sin \theta_{U1}$$

式(3.5)の分母は,

$$UDF_7 = (2\pi) \cdot f_1 \cdot UDF_2$$

従って,  $L_q$  は,

$$UDF_8 = UDF_6 / UDF_7$$

となる.

以上,  $UDF_{1-8}$  を設定した際のパワーアナライザ PW8001 の UDF 設定画面を Fig.4.3, 4.4 に示す. ここで, Fig.4.3, 4.4 では,  $R = 3.2 [\Omega]$ ,  $K_e = 20 [mV \cdot s / rad]$  としており,  $UDF_3$  の右辺第 2 項及び第 3 項,  $UDF_6$  の右辺第 2 項にそれぞれ設定されている.

## 5. おわりに

本稿では, パワーアナライザ PW8001 を用いて実稼働状態で PMSM のモータパラメータを簡易かつ高精度に同定する方法を紹介した. また, 弊社パワーアナライザ PW6001 を用いたモータパラメータの同定方法と実測結果も紹介している<sup>8,9)</sup>ため, そちらも参考にしていきたい. 本稿で紹介した方法は, 「定常状態であること」, 「鉄損は無視できる」ことを前提とした等価回路モデルにおけるモータパラメータであることは留意されたい.

本稿にて紹介した同定方法では, モータパラメータ  $L_d$ ,  $L_q$  の電流依存性についても比較的簡単に測定できることから, 実動作状態での  $L_d$ ,  $L_q$  マップ, トルクマップなどの作成をおこない, PMSM の最適な制御に役立てていただきたい.

## 参考文献

- 1) 制御用電磁アクチュエータの駆動システム調査専門委員会: 制御用電磁アクチュエータの駆動システム, 電気学会技術報告書 No.719, pp.1-8, (1993).
- 2) 武田洋次, 松木信行, 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, (2011).
- 3) Y.Hori: “ Future Vehicle driven by Electricity and Control - Research on 4 Wheel Motored ” UOT March II ”, *IEEE Trans. on Industry Electronics*, Vol.51, No.5, pp.954-462 (2004).
- 4) P. Alvarez, M. Satrustegui, I. Elosegui and M. Martinez-Iturralde: “Review of High Power and High Voltage Electric Motors for Single-Aisle Regional Aircraft”, *IEEE Access*, Vol.10 pp. 112989 - 113004, (2022).
- 5) 森本 茂雄, 武田 洋次, 平紗 多賀男: PM モータの  $dq$  等価回路定数の測定方法, 電気学会論文誌 D, Vol.113-D No.11 pp.1330-1331, (1993).
- 6) 百目鬼英雄: 現場の即戦力電動モータドライブの基礎と応用, 加藤文明社, (2010).
- 7) M Shogo, K Masanobu, T Yoshiyasu, T Mamoru, S Toru, O Motomichi, H Tsuyoshi and A Takashi: “Development of a Stator-Magnetless Linear Synchronous Motor for Sensorless Control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.53, No.5 pp.4559-4568, (2017).
- 8) HIOKI E. E. Corp.: “ Identification of PMSM Parameters with the Power Analyzer PW6001 ” (*White paper*), (2016).
- 9) HIOKI E. E. Corp.: “Identification of PMSM Motor Parameters with a Power Analyzer” (*White paper*), (2016).

0000-00-00 00:00:00				1	2	3	4
				5	6	7	8
UDF1 =	$-(I_{fd1}) * \sin(\theta_{I1})$			USB			
Name	ld	MAX Auto	Integ OFF	WIREING			
UDF2 =	$I_{fd1} * \cos(\theta_{I1})$			CHANNEL			
Name	lq	MAX Auto	Integ OFF	COMMON			
UDF3 =	$U_{fd1} * \cos(\theta_{U1}) - 2.00000 * 3.14159 * f_{U1} * 20.0000 - 1.20000 * UDF_2$			EFFICIENCY			
Name		MAX Auto	Integ OFF	UDF			
UDF4 =	$2.00000 * 3.14159 * f_{U1} * UDF_1$			MOTOR			
Name		MAX Auto	Integ OFF	Save file			
				Load file			

Fig4.3 PW8001 UDF の設定例(UDF<sub>1-4</sub>).

0000-00-00 00:00:00				1	2	3	4
				5	6	7	8
UDF5 =	$UDF_3 / UDF_4$			USB			
Name	Ld	MAX Auto	Integ OFF	WIREING			
UDF6 =	$1.20000 * UDF_1 - (-(U_{fd1}) * \sin(\theta_{U1}))$			CHANNEL			
Name		MAX Auto	Integ OFF	COMMON			
UDF7 =	$2.00000 * 3.14159 * f_{U1} * UDF_2$			EFFICIENCY			
Name		MAX Auto	Integ OFF	UDF			
UDF8 =	$UDF_6 / UDF_7$			MOTOR			
Name	Lq	MAX Auto	Integ OFF	Save file			
				Load file			

Fig4.4 PW8001 UDF の設定例(UDF<sub>5-8</sub>).