Analysis of Unstable Regions in Vector-Controlled IPMSM Sensorless Control

Yasuhiro Yamamoto Member (MEIDENSHA CORPORATION)
 Yoshitaka Higashi Member (MEIDENSHA CORPORATION)
 Hiroaki Matsuno Member (KOFU MEIDENSHA Electric Mfg. Co., Ltd.)
 Satoshi Ogasawara Member (HOKKAIDO UNIVERSITY)

Keywords: PM motor, IPMSM, stability analysis, magnetic saturation, sensor-less control

To promote energy saving, permanent magnet field synchronous motors (PMSM) of high efficiency are used also in industrial applications in recent years. We have also been studying sensorless control that uses a magnetic flux observer of the same dimension.

However, our conducted experiment revealed that some motors are likely to step out even at a light load. We could not improve this abnormal phenomenon after trying all different adjustments of feedback gain to the magnetic flux observer. Assuming there should have been some other causes therefore, we continued the study using a PMSM (37 kW, 6 poles, 3400 rpm) of IPM type, having a cross-sectional shape shown in Fig. 1.

This motor has a characteristic that magnetic saturation is likely to arise because it is designed to have smaller outside dimensions of stator iron core. In addition, motors of IPM type have a large exciting inductance, and therefore the armature reaction magnetic flux is also large. From those features, we assumed that magnetic saturation had some relation to the unstable phenomenon.

Hence, we first used the finite element method (FEM) to analyze the magnetic properties of the motor. The analysis conditions were set by combining two types of current components, one on a field magnet axis (d-axis) of armature current and the other on an axis (q-axis) orthogonal to the former, and we calculated the winding linkage magnetic flux and the terminal voltage under each condition.

Next, we calculated how the assumed characteristics of the magnetic flux of the magnetic flux observer would change based on the current conditions, which were set for the FEM analysis, and the terminal voltage resulting from the analysis. While the inductance of the observer model keeps at a constant value, the motor inductance changes when the load varies affected by the magnetic saturation. As a result, the assumed error of the magnetic flux also changes by the load conditions. We examined the phase error characteristics due to that effect using the result of FEM analysis. The results of calculation of assumed phase error are expressed as contours on the current coordinates of d-axis and q-axis, making the characteristics apparent in Fig. 3. The diagram indicated that the phase error

becomes negative in the region in which the q-axis current increases, causing magnetic saturation.

From the result of this analysis, we assumed that a step-out phenomenon would take place by the principle as described below. Let us suppose a case in which the load on the motor increases and the current vector has reached the region of negative phase errors like the position of arrow in Fig. 3. The sensorless control issues a current command vector on the basis of this assumed phase. The current command, however, starts to move further in the negative direction from the present phase because the assumed phase error is negative. At this moment, the actual current also moves in the negative direction, and a far larger negative assumed phase error would result. In other words, positive feedback is made up of the assumed phase error and the current of the magnetic flux observer, the current vector is accelerated to the negative phase direction such as the arrow in Fig. 3, and finally, a step-out phenomenon takes place, which is the mechanism of step out.

Fig. 1. Cross-sectional view of motor

Fig. 2. Characteristics of magnetic flux distribution by FEM analysis

Fig. 3. Characteristics of assumed phase errors

ベクトル制御形IPMSMセンサレス制御の不安定領域の解析

正員 山本 康弘* 正員 東 義高*
正員 松野 浩晃** 正員 小笠原悟司***

Analysis of Unstable Regions in Vector-Controlled IPMSM Sensorless Control

Yasuhiro Yamamoto*, Member, Yoshitaka Higashi*, Member, Hiroaki Matsuno**, Member, Satoshi Ogasawara***, Member

This paper reports our study of a phenomenon in which magnetic saturation causes a step-out in sensorless control of IPMSM motors using the magnetic flux observer. The Finite-Element-Method (FEM) can simulate the flux distribution and electromotive force at any armature current. The obtained voltage is supplied to the flux observer containing model errors. Under stable condition, the estimated phase error of this observer is calculated by easy vector operational expression. By the phase error characteristics, it was found that the unstable current appeared in the region, where the error fluctuation increases to the negative direction. We described this problem was caused by the voltage equivalent to interference component arising from the phase error fluctuation. Finally, we suggested a method of avoiding this unstable phenomenon and showed the improved result obtained through some experiments.

キーワード：PM モータ，IPMSM，安定解析，磁気飽和，センサレス制御

Keywords: PM motor, IPMSM, stability analysis, magnetic saturation, sensor-less control

1. まえがき

近年、永久磁石が高性能化したことにより、永久磁石界磁形同期電動機（PMSM）が小形サーボモータの主流になっている。この PMSM は、誘導機に比べて二次導体の損失が存在しないため高効率および小形化できるという特徴がある。これに着目して産業用の省エネルギー用途にも適用されるようになった。一般産業用は動力源が主用途であるため、高い応答性能よりも耐環境性やメンテナンス性を重視して位置センサレス制御を適用している。

この位置センサレス制御方式には様々な方法が報告されている^{(1)~(4)}。そのひとつに同次元磁束オブザーバを用いた位置センサレス制御方式がある⁽¹⁾。筆者らも、この方式に積分の高次離散近似やゲイン設定方法を改良して、240 Hz 程度の高い周波数まで適用できる方法を研究してきた⁽⁵⁾。

また、一般産業用には磁石を界磁鉄心内部に組み込んだ磁石埋込形同期電動機（IPMSM）が多く使用されている。これは、磁石を表面に貼り付ける構造と比較して接着工程が簡単であるため安価に製造できること、また磁極の初期位置同定や低速運転時に突極性を利用した制御が適用できるという特長がある。

しかし、文献(5)の制御法を IPMSM に適用したところ、負荷が増加していくと突然脱調する現象が発生した。当初、磁束オブザーバのゲイン設定が原因と考え調整を行ったが、磁束応答を不安定現象の振動周波数よりも十分に高速な 5 ms 程度まで変化させたが、脱調現象を防止することができず、最終的にはモデルインダクタンスの設定を小さく変更するしか方法がなかった。このようなセンサレス制御のモデル設定に起因する脱調メカニズムを解析した報告は少ない。類似の文献としては、リラクタンスモータを対象として、磁束オブザーバのモデルインダクタンス設定と安定限界の関係について実験により調査した報告がある⁽⁶⁾。最近では、モデルインダクタンス設定と推定位相誤差の関係を解析式として導出した報告もある⁽⁷⁾。しかし、これら以外にはまだ詳細な報告は見当たらない。そこで本論文では、磁気飽和によりモータの実インダクタンスが大幅に変化することに着目し、磁束オブザーバに設定したモデルインダクタンスと実インダクタンスの誤差により推定位相誤差が生じ、さらにこの位相誤差により制御系が不安定になることを説明する。

* (株) 明電舎
〒410-8588 沼津市東間門字上中溝 515 番地
MEIDENSHA CORPORATION
515, Kaminakamizo, Higashimakado, Numazu 410-8588

** (株) 甲府明電舎
〒409-3894 中央市中橋 825
KOFU MEIDENSHA Electric Mfg. Co., Ltd.
825, Nakadate, Cyuo 409-3894

*** 北海道大学
〒060-0814 札幌市北区北 14 条西 9 丁目
HOKKAIDO UNIVERSITY
Kita 14, Nishi 9, Kita-ku, Sapporo 610-0814

まず、最初に磁気飽和を考慮した有限要素法 (FEM) 解析を行い、電機子反作用電流と磁極軸 (d 軸) や直交軸 (q 軸) の巻線鎖交磁束を計算しておく。以降はこの FEM 解析結果を用いて分析を行っている。また、電流と磁束および定格速度から端子電圧や発生トルクを計算し、さらに、定常状態に限定して磁束オブザーバの推定位相の誤差成分を求めた。その結果、負荷が増加して q 軸電流が大きくなるにつれて磁気飽和が強くなり q 軸インダクタンスが減少すること、また q 軸電流の増加と共に磁極推定の位相誤差も正から負に変化し、その変化率も急激に増大することを示す。

次に、このような電流によって位相誤差特性が変動する磁束オブザーバを用いてセンサレスベクトル制御を構成した場合について、定常的および過渡的な 2 つの観点から安定性を検討する。定常的には位相誤差によって電流制御の軸ズレがどのような点に収束するかを調べ、推定位相誤差が負になる領域では収束条件が得られないことを示す。また過渡的には、位相誤差の変化項が電流制御系にどのような影響を与えるかを検討し、軸間の干渉電圧と同様な外乱成分が発生するため制御系が振動的になりやすいことを示す。

最後に、この不安定現象の対策方法について述べ、実機試験による安定限界の計測を行って改善法の効果を確認している。

2. モータの FEM 解析

今回は Table 1 の定格および Fig. 1 の断面形状の IPMSM を検討対象モデルとし、これに FEM 解析を適用した。

〈2・1〉 IPMSM の特徴 IPMSM は誘導機と異なり二次導体の損失が発生せず、電機子巻線の銅損と電機子鉄心の鉄損が主な発熱源となる。このうちモータ外周の継鉄部で発生する鉄損は、これに接している外周の冷却フィンで放熱されるため巻線の温度上昇への影響が比較的少ない。この特性を利用して、継鉄部の鉄心を極限まで削減し、そ

の分だけ巻線スロット面積を大きく取り銅損を減少すれば小形なモータを設計できる。しかし、この設計手法を突き詰めていくと磁気飽和が発生しやすくなり、センサレス制御時のモデル誤差が大きくなる。

さらに都合の悪いことには、IPMSM は電機子反作用磁束が大きいという問題がある。誘導機のベクトル制御の場合には漏れインダクタンスの磁束成分しか増磁しないが、同期機の場合には電機子反作用磁束分の増磁が発生する。今回解析するモータでは q 軸インダクタンスは $L_q = 0.95 \text{ p.u.}$ という大きな値であり、誘導機に比べ負荷電流による増磁量が格段に大きく磁気飽和が発生しやすい。そのため、磁気飽和特性などモータの設計内容を十分把握した上でセンサレス制御を適用する必要がある。

〈2・2〉 FEM 解析の特徴 Fig. 1 のような構造の IPMSM について、モデル誤差要因である磁気飽和特性を調べるために FEM 解析を行った。下記に今回使用した FEM の特徴を簡単に述べる。

(1) FEM 解析の種類 FEM 解析は磁気非線形を考慮した二次元場の静磁界解析を使用した。境界条件として電機子電流を設定して磁束分布を計算し、 d 軸と q 軸の巻線位置より各軸の巻線鎖交磁束を求めている。

(2) スロット高調波の除去 この巻線鎖交磁束から巻線スロットと磁極の相対位置による脈動成分を除去するため、回転子を少しずつ回転させながら一極対分について計算し、この結果から時間高調波を含まない基本波成分の鎖交磁束を抽出している。

(3) 電機子電流の設定 FEM 解析の境界条件として設定した電機子電流には、弱め界磁電流とトルク電流の 2 軸の成分が存在する。そこで、電機子電流の振幅と位相を組み合わせた複数の条件を設定して計算した。振幅成分については 1.8 p.u. までを等間隔に 9 分割し、また位相成分については $(\pi/2 \sim \pi)$ 間の位相進み領域を 9 分割している。つまり、 d 軸電流は実用域である弱め界磁領域 ($I_d < 0$) のみに限定し、 q 軸電流についても対称性を考慮して力行領域 ($I_q > 0$) を解析対象としている。

〈2・3〉 FEM 解析結果 〈2・2〉節のような複数の d 軸や q 軸電流を設定して FEM 解析を計算し、それぞれにおいて d 軸と q 軸の巻線鎖交磁束を求めた。そして、これらの結果をまとめて表現するため、 d 軸と q 軸の鎖交磁束を d - q 電流座標の等高線として描いたものが Fig. 2 である。ここで電流軸は定格値を基準とする単位法に設定した。また、参考として定格トルク発生条件の電流を示す○印と、その位相を示す補助線および 0.5 p.u. 間隔の電流振幅を示す補助円を記入している。この Fig. 2 から次のようなモータ特性が判明した。

(1) 磁気飽和とインダクタンスの変化 縦の等高線は d 軸鎖交磁束を、横の等高線は q 軸鎖交磁束を示している。理論どおり q 軸磁束は $I_q = 0$ のときに零になる。 d 軸磁束は $I_d = 0$ では永久磁石の残留磁束分が発生し、弱め界磁電流 ($I_d < 0$) の増加にともない d 軸磁束が減少して

Table 1. Motor ratings and constants.

Motor Ratings		Motor constants	
Power	37 kW	R_l	7.0 mΩ
Pole	6 pole	L_d	0.20mH (0.31 p.u.)
Speed	3400 min ⁻¹	L_q	0.60 mH (0.95 p.u.)
Voltage	170 V		
Current	145 A		

Fig. 1. Cross-sectional view of motor.

いる。

q 軸電流が定格点より大きな領域では、 q 軸磁束の等高線間隔が急に広がっていることが分かる。これは、磁気飽和の影響によって定格付近から急激にインダクタンスが減少していることを示している。

(2) d - q 軸間の相互インダクタンス 本来、 d 軸および q 軸磁束の等高線は各軸に直交した直線になるはずであるが、解析結果にはゆがみが発生している。これはロータ外周と磁石を挿入するスロット間の細長い鉄心部において、永久磁石の磁束と q 軸電機子反作用磁束が合成されると非対称な磁気飽和になり、その結果 d - q 軸間の相互インダクタンス成分が発生したことを示している。

(3) 端子電圧とトルク特性 Fig. 2 の鎖交磁束特性と定格速度から各軸の速度起電力を計算して合成すれば端子電圧が、また鎖交磁束と電機子電流の外積から発生トルクが計算できる。これらを Fig. 2 と同様に d - q 電流座標上の等高線で表したものが Fig. 3 である。非線形を考慮しない理想的な場合には電圧の等高線は楕円状に、またトルクの等高線は双曲線状になるはずである。しかし、Fig. 3 では電圧成分の等高線が定格電圧以上になると急に間隔が広がっており、このことから磁気飽和の影響が確認できる。

Fig. 2. Characteristics of magnetic flux distribution by FEM analysis.

Fig. 3. Contour line of voltage and torque.

3. 磁束オブザーバの磁極推定位相誤差

最初に磁束オブザーバ単体のオープンループ特性について調べるため、Fig. 4 のようなセンサ付とセンサレスの切り替えスイッチ SW1 を付加した電流制御モードのベクトル制御系を想定する。

このスイッチ SW1 を (enc) 側に設定し、センサ付の電流制御モードでベクトル制御を構成した場合について考える。このときは磁束オブザーバが出力する推定位相 $\hat{\theta}$ を制御の座標変換に使用していないため、オブザーバ単体の磁極推定位相誤差 $\Delta\theta$ の特性を調べることができる。突極機であっても拡張誘起電圧の概念を適用すれば⁽⁴⁾、磁束オブザーバに非突極モデルを使用しても磁極位相を推定することが可能であるので、($L^* = L_d^* = L_q^*$) のように d 軸と q 軸のオブザーバモデルインダクタンスを等しい値に設定した。

Fig. 5 のベクトル図は FEM 解析に設定した電機子電流 I_1 と結果の端子電圧 E_1 の例を d - q 座標上で示したものである。周波数が高いため巻線抵抗の影響を無視すると、(1) 式のように端子電圧 $E_1 = \omega \cdot \{-\phi_q + j\phi_d\}$ から電機子反作用による電圧降下成分 $j\omega L^* I_1$ を減算すれば、定常時の拡張誘起電圧 $\hat{E}_0$ を計算できる。磁束オブザーバはこの拡張誘起電圧 $\hat{E}_0$ から 90° 遅れた位相を磁極推定軸として出力するので、磁極推定位相誤差 $\Delta\theta$ はこのベクトル $\hat{E}_0$ と q 軸との

Fig. 4. Block diagram of an analysis model.

Fig. 5. Phase error of current vector.

Fig. 6. Phase error distribution using rated model inductance ($L^* = 0.60$ mH).

Fig. 7. Distortion of the current locus at rated model inductance ($L^* = 0.60$ mH).

位相差に等しく、(2) 式により計算することができる。

$$\hat{E}_0 = \hat{E}_{0d} + j\hat{E}_{0q}$$

$$= \omega \cdot \{-(\phi_q - L^* \cdot I_q) + j(\phi_d - L^* \cdot I_d)\} \dots\dots\dots (1)$$

$$\Delta\theta = \tan^{-1}(-\hat{E}_{0d}/\hat{E}_{0q}) \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 L^* ：モデルのインダクタンス、 ϕ_d 、 ϕ_q ：FEM 解析結果の d 軸と q 軸鎖交磁束、 ω ：定格角周波数、 $\hat{E}_{0d}$ 、 $\hat{E}_{0q}$ ：モデルの永久磁石による起電力、 $\Delta\theta$ ：オブザーバの磁極推定位相誤差

〈2・2〉節で設定した各電流設定条件において、この磁極推定位相誤差 $\Delta\theta$ を計算した。ここで、モデルのインダクタンス L^* は Fig. 2 の定格トルク点における q 軸磁束から計算した $L_q = 0.60$ mH の値を設定している。Fig. 2 の鎖交磁束分布で示すようにモータのインダクタンスは変動しており、実機のインダクタンス L_q に対してモデルインダクタンス L^* の方が小さい場合には、Fig. 5 の $\hat{E}_{0a}$ のように推定位相誤差 $\Delta\theta_a$ は正值となる。逆にモデルインダクタンス L^* の方が大きい場合には推定位相誤差は $\Delta\theta_b$ のように負値となる。この位相誤差 $\Delta\theta$ の分布についても d - q 電流座標上における等高線として表したものが Fig. 6 である。 $\Delta\theta = 0^\circ$ の等高線はちょうど $L^* = L_q$ の条件であり、これよりも q 軸電流振幅が大きくなる方向に $\Delta\theta$ が負値となる領域が存在している。また、その位相誤差の変化量も、 q 軸電流振幅が大きくなるほど急激に変化していることが判明した。

4. 脱調現象の原因推定と対策方法

〈4・1〉 位相誤差の収束特性 次に、Fig. 4 の SW1 をオブザーバ推定位相側 (obs) に切り替えて、センサレスベクトル制御系を構成した場合を考える。磁束オブザーバは Fig. 6 のような磁極推定位相誤差 $\Delta\theta$ の特性を有しているので、逆に考えると電流制御の基準である γ - δ 軸の電流指令 (I_γ^* , I_δ^*) が与えられても、実電流 I_d , I_q は (3) 式で示されるように $\Delta\theta$ だけずれた電流ベクトルに収束しているはずである。

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\gamma^* \\ I_\delta^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここに、 I_γ^* ： γ 軸電流指令、 I_δ^* ： δ 軸電流指令

そこで、電流指令 (I_γ^* , I_δ^*) の各点に対応した実電流 (I_d , I_q) を計算し、その結果から I_γ^* 指令が一定条件の実電流の軌跡を描くと Fig. 7 の太線のような特性となる。また、Fig. 7 では後述の説明のために、Fig. 6 の位相誤差成分や Fig. 3 のトルクの等高線も細線で示している。

I_γ^* を一定に設定してセンサレス制御を行っても、電流制御モードと速度制御モードによって、次のように実電流ベクトルの収束点に違いがある。

(1) 電流制御モードにおける収束点 電流制御モードでは、(I_γ^* , I_δ^*) 指令が一定であるため実電流のベクトルも常に半径が一定の円軌跡上に存在する。例えば $I_\gamma^* = 0.6$ p.u. を考えると、本来は Fig. 7 の A 点で示すように $I_d = 0.6$ p.u. の軸上に存在するはずである。しかし、推定位相誤差 $\Delta\theta$ が正の領域であるため実電流は円軌跡上を正の位相方向に移動し、実電流ベクトル軌跡との交点 A' に収束する。これに対して、位相誤差が負の領域では、B 点から B' のように実電流が円軌跡上を負の位相方向に移動する。ところが実電流軌跡との交点が存在しないため、実電流は遅れ方向に移動し続け収束しない。

(2) 速度制御モードにおける収束点 速度制御系の場合には、速度フィードバック制御によって負荷トルクに釣り合うように I_δ^* 電流指令が増減する。そのため、Fig. 7 の A 点から、今度は実電流がトルクの等高線に沿って正の位相方向に移動し、A' の記号で示すような負荷トルクと発生トルクが一致する点に収束する。位相誤差が正から負の領域に移動すると B 点のようにトルクの等高線に沿って負の位相方向に移動して、B' 点のように離れた点に収束する。

このように制御モードにより収束点は異なっているが、どちらの場合でも推定位相誤差が正の領域では安定な収束点が存在することが分かった。しかし位相誤差が負の領域

Fig. 8. Gradient of phase error ($L^* = 0.60$ mH).

に入ると、安定な収束点が存在しないか、または収束点が離れた点に急に移動するため脱調現象が生じるものと考えられる。

〈4・2〉 位相誤差の変化による電流制御系の干渉成分

前節では定常時の収束性を検討したが、本節では位相誤差が変動することに起因する不安定要因について検討する。

Fig. 8 は Fig. 6 の位相誤差をポテンシャルとみなし (4) 式により傾きベクトルを計算したものである。そのベクトルの方向と大きさを矢印で示し、また、大きさを等高線として示している。この結果から、 q 軸電流が大きくなると位相誤差の変化量も大きいことが分かる。

$$\text{grad}\{\Delta\theta(I_d, I_q)\} = \frac{\partial\Delta\theta(I_d, I_q)}{\partial I_d} \cdot \mathbf{d} + \frac{\partial\Delta\theta(I_d, I_q)}{\partial I_q} \cdot \mathbf{q} \quad (4)$$

ここで、 $\Delta\theta(I_d, I_q)$: d - q 電流発生時の推定位相誤差、 $\mathbf{d}$: d 軸単位ベクトル、 $\mathbf{q}$: q 軸単位ベクトル

次に、推定位相誤差が変化した場合に、電流制御系にどのような影響を与えるかを検討する。実際には、磁束オブザーバの位相推定遅れやインダクタンス変動などの複雑な要素が存在するが、ここでは問題を簡単にするため推定位相誤差の変動による成分のみに限定する。そしてその影響を電圧電流方程式の外乱成分に近似することにより、振動現象の物理的な意味を明らかにする。

本節では、磁束オブザーバの推定位相 $\hat{\theta}$ を (5) 式のように定常成分 $\hat{\theta}_0$ と微小変化成分 $\Delta\theta'$ に分離して取り扱う。

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}_0 + \Delta\theta' \quad (5)$$

推定位相の微小変化 $\Delta\theta'$ による影響は、Fig. 4 の $e^{j\theta}$ と $e^{-j\theta}$ の二カ所の回転座標変換部で発生する。

電流検出成分を固定座標系 (α - β 軸) から制御座標系 (γ - δ 軸) に変換する $e^{j\theta}$ 部分では、定常成分は (6) 式の変換式で示される。

$$\begin{bmatrix} I_{\gamma 0} \\ I_{\delta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & \sin \hat{\theta}_0 \\ -\sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \end{bmatrix} \quad (6)$$

ここに、 $I_{\gamma 0}$ 、 $I_{\delta 0}$: γ - δ 軸電流の定常成分

この状態から、電流は一定のままで $\Delta\theta'$ の微小変化だけが発生したと仮定すると、(7) 式のように座標変換後の検出電流成分の中に ΔI_{γ} 、 ΔI_{δ} の微小変化成分が生じる。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} I_{\gamma 0} + \Delta I_{\gamma} \\ I_{\delta 0} + \Delta I_{\delta} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') & \sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') \\ -\sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') & \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \end{bmatrix} \\ &= \left\{ \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & \sin \hat{\theta}_0 \\ -\sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} + \Delta\theta' \cdot \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta}_0 & -\cos \hat{\theta}_0 \\ \cos \hat{\theta}_0 & \sin \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \end{bmatrix} \\ &= \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta\theta' \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & \sin \hat{\theta}_0 \\ -\sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \end{bmatrix} \\ & \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

(7) 式では三角関数を展開し、 $\Delta\theta' \ll \pi$ とみなして $\cos(\Delta\theta') \cong 1$ および $\sin(\Delta\theta') \cong \Delta\theta'$ の近似を適用している。これから、変化項のみを抽出するため (6) 式の定常成分を減算し、さらに右辺の変数を (6) 式で置換すれば (8) 式のような γ - δ 軸の電流変化成分に近似できる。

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{\gamma} \\ \Delta I_{\delta} \end{bmatrix} = -\Delta\theta' \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\gamma 0} \\ I_{\delta 0} \end{bmatrix} \quad (8)$$

次に、出力電圧の座標変換部 $e^{-j\theta}$ についても、同様に (9) 式の定常成分の座標変換式から $\Delta\theta'$ の影響により生じる電圧指令の変化成分 ΔV_{α} 、 ΔV_{β} を求めたものが (10) 式である。ここで右辺の電圧成分は、電流制御系の比例ゲイン K_{pc} と (8) 式の電流検出誤差による電圧成分も含んでいる。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} V_{\alpha 0} \\ V_{\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & -\sin \hat{\theta}_0 \\ \sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\gamma 0} \\ V_{\delta 0} \end{bmatrix} \quad (9) \\ & \begin{bmatrix} V_{\alpha 0} + \Delta V_{\alpha} \\ V_{\beta 0} + \Delta V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') & -\sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') \\ \sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') & \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') \end{bmatrix} \\ & \quad \times \left\{ \begin{bmatrix} V_{\gamma 0} \\ V_{\delta 0} \end{bmatrix} - K_{pc} \begin{bmatrix} \Delta I_{\gamma} \\ \Delta I_{\delta} \end{bmatrix} \right\} \\ & \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

(10) 式の回転座標部分に前述と同様な近似を適用すれば (11) 式のように近似でき、さらに微小変化項どうしの積を無視すれば (10) 式は (12) 式のように変換できる。

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') & -\sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') \\ \sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') & \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\theta') \end{bmatrix} \\ & \approx \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & -\sin \hat{\theta}_0 \\ \sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta\theta' \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right\} \\ & \dots\dots\dots (11) \\ & \begin{bmatrix} V_{\alpha 0} + \Delta V_{\alpha} \\ V_{\beta 0} + \Delta V_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & -\sin \hat{\theta}_0 \\ \sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \\ & \quad \times \left\{ \begin{bmatrix} V_{\gamma 0} \\ V_{\delta 0} \end{bmatrix} + \Delta\theta' \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\gamma 0} \\ V_{\delta 0} \end{bmatrix} - K_{pc} \begin{bmatrix} \Delta I_{\gamma} \\ \Delta I_{\delta} \end{bmatrix} \right\} \\ & \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

(12) 式から (9) 式の定常成分を減算すると (13) 式のように電圧の変化分である ΔV_γ と ΔV_δ が取り出せる。

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\gamma \\ \Delta V_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & -\sin \hat{\theta}_0 \\ \sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \times \left\{ \Delta \theta' \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\gamma 0} \\ V_{\delta 0} \end{bmatrix} - K_{pc} \cdot \begin{bmatrix} \Delta I_\gamma \\ \Delta I_\delta \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots (13)$$

さらに、両辺の左から座標変換の逆行列を掛けて γ - δ 軸の電圧変化成分に変換すると (14) 式になる。

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\gamma \\ \Delta V_\delta \end{bmatrix} = \Delta \theta' \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\gamma 0} \\ V_{\delta 0} \end{bmatrix} - K_{pc} \cdot \begin{bmatrix} \Delta I_\gamma \\ \Delta I_\delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

また右辺の電流成分も (8) 式で置換すると (15) 式のような γ - δ 軸の電流と電圧変化成分の関係式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \Delta V_\gamma \\ \Delta V_\delta \end{bmatrix} = \Delta \theta' \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\gamma 0} \\ V_{\delta 0} \end{bmatrix} + K_{pc} \cdot \Delta \theta' \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\gamma 0} \\ I_{\delta 0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

(15) 式は、推定位相の微小変化 $\Delta \theta'$ により、電圧や電流の定常成分に直交した外乱電圧 ($\Delta V_\gamma, \Delta V_\delta$) が発生することを示している。この電圧外乱により振動現象が発生する理由を明確にするため、電流制御に使用する γ - δ 座標におけるモータの電圧電流方程式に (15) 式の電圧変化項を加算すれば (16) 式として表すことができる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta V_\gamma \\ \Delta V_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 + pL'_\gamma & -\omega L_\delta \\ \omega L_\gamma & R_1 + pL'_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\gamma 0} \\ I_{\delta 0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega \phi_\delta \\ \omega \phi_\gamma \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 + pL'_\gamma & -(\omega L_\delta - \Delta \theta' \cdot K_{pc}) \\ (\omega L_\gamma - \Delta \theta' \cdot K_{pc}) & R_1 + pL'_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\gamma 0} \\ I_{\delta 0} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} -(\omega \phi_\delta - \Delta \theta' \cdot V_{\delta 0}) \\ (\omega \phi_\gamma - \Delta \theta' \cdot V_{\gamma 0}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

(16) 式より、推定位相誤差の変化分 $\Delta \theta'$ によって二種類の電圧外乱が発生することが分かる。一つは右辺の第二項にある出力電圧に比例する項であり、もう一つは第一項の電流制御ゲイン K_{pc} による項である。これらは $\Delta \theta'$ が負の場合に、 ω による軸間の干渉電圧と等価な成分として作用する。そのため出力電圧が高いほど、また速度や K_{pc} が大きいほど等価的に干渉電圧が大きくなり、系が振動的になりやすい。最終的には干渉成分の大きさが安定限界を超えると脱調が発生するものと考えられる。

したがって安定限界の条件として、〈4・1〉節で示した位相誤差が正の領域であること、また本節で示した位相誤差の負の変化分が大きくてはならないという二つの要因が存在することが判明した。

〈4・3〉 安定限界の改善方法 前節までに示した不安定要因の対策方法としては、オブザーバのモデルインダクタンスを小さく設定すればよい。このことは経験により分かっていたが、その根拠を調べるために、モデルインダク

Fig. 9. Phase error and real current characteristics using decreased model inductance ($L^* = 0.43$ mH).

タンスを定格トルク条件の q 軸インダクタンス L^* に対し約 70% ($L^* = 0.43$ mH) に減少させて、前節の各成分がどのように改善されるかを計算した。その結果が Fig. 9 である。Fig. 6 に対応する推定位相誤差の等高線を太い点線で、Fig. 7 に対応する位相がずれた実電流の軌跡を太い実線で、そして Fig. 8 に対応する位相誤差の傾き成分を細線で示している。この結果、Fig. 6 に比べ推定位相誤差が正の領域が拡大し、また、Fig. 8 の位相誤差の傾き成分についても、0.06 の等高線の例を比較するとわかるように、傾きが少ない領域が拡大している。この結果より、モデルインダクタンスを小さく設定する方法が安定性改善に有効である根拠が解析的に確認できた。

しかし、収束した実電流の軌跡はゆがみが大きいため、無視できない位相誤差が発生する。これについては電流指令に位相誤差補償を適用して補正すれば対処可能である。

5. 試験結果による解析結果の検証

〈5・1〉 試験システム 4 章で考察した要因推定や改善方法の妥当性を検証するために実機試験を行った。試験システムの構成を Fig. 10 に示す。2 台のセンサ付 IPMSM を使用し、タイミングベルトで機械的に結合した。負荷モータは位置センサ付ベクトル制御によりトルク制御を行っている。試験モータにも位置センサが取り付けられているが、センサレス制御には使用せず、検出電流を正確に d - q 軸成分に変換するモニタ用に限定して使用している。

負荷モータの速度定格による制限のため、 $\omega = 50\%$ と $\omega = 75\%$ の二種類の速度で試験を行った。センサレス方式は文献 (5) で筆者らが提案した固定座標上で構成した同一次元磁束オブザーバを使用した。また、オブザーバゲインは各試験速度で安定になるよう微調整している。電流制御部は d 軸側の応答を約 1000 rad/s ($K_{pc} = 0.29$ p.u.) に設定し、非干渉補償はパラメータ変動が大きいため適用していない。

Fig. 10. Experimental system for load test.

Fig. 11. An experiment result of unstable phenomenon.

〈5・2〉 試験結果 速度制御モードにおいて、モデルインダクタンス L^* に定格時の値 ($L_q = 0.60 \text{ mH}$) をまた γ 軸電流指令を零に設定した条件で、速度 $\omega = 50\%$ における安定限界を計測した結果が Fig. 11 である。位置センサを基準とする d - q 軸の電流波形を観測しながら、脱調するまで軽負荷状態から負荷を徐々に増加させた。負荷の増加とともに q 軸電流が増加するが、あるレベルに達すると振動が発生し、その直後に脱調した。 γ 軸電流指令の設定を変更して Fig. 11 と同様の試験を繰り返して行い、計測した d 軸と q 軸の電流を d - q 軸の電流座標上の軌跡として表したものが Fig. 12 である。(a) 図はモデルインダクタンスを $L^* = 0.60 \text{ mH}$ に設定した場合であり、(b) 図は $L^* = 0.43 \text{ mH}$ のように小さく設定した場合である。

脱調直前に発生する振動の中心を結んだ包絡線が安定限界であるとみなして点線で示した。Fig. 13 は Fig. 12 と同様の試験を速度 $\omega = 75\%$ で実施したものである。

FEM 解析結果である Fig. 6 および Fig. 9 の位相誤差 $\Delta\theta = 0^\circ$ の等高線よりも実際の安定領域が狭く、 $\Delta\theta$ がまだ正の領域から電流の振動が発生している。このことから〈4・1〉節の位相誤差 $\Delta\theta$ に起因する定常時の安定限界よりも、〈4・2〉節の位相誤差の変化分 $\Delta\theta'$ による外乱電圧の影響の方が支配的であると考えられる。また、安定限界線は Fig. 3 で示した電圧の等高線と似た形状をしていることから、(16) 式で示した二種類の外乱成分のうち電圧の影響の方が大きいものと考えられる。速度が高くなると安定領域が狭くなるのは、永久磁石や電機子反作用磁束による速度起電力の増加により、干渉電圧成分も増加したと考えら

Fig. 12. Characteristics of unstable region ($\omega = 50\%$). Fig. 13. Characteristics of unstable region ($\omega = 75\%$).

れる。このように、二種類の外乱電圧成分が要因であるという推定と実験結果は符合しており、また〈4・3〉節で述べたようにモデルインダクタンスの設定値を小さくすると(b)図のように安定領域が拡大できることも確認できた。

実験結果の安定状態における電流軌跡も、計算したFig. 7やFig. 9の実電流の軌跡と同様な傾きを有しており、〈4・1〉節で説明した定常時の収束条件が妥当であることも確認できた。Fig. 9の計算値よりもFig. 12(b)の実験結果の電流軌跡の方が $10^{\circ}\sim 15^{\circ}$ 程度傾いているが、これはFEM解析と実モータに使用した鉄心の磁気特性の差によるものと想定している。

6. あとがき

磁気飽和のあるIPMSMに磁束オブザーバを使用したセンサレス制御を適用した場合には、不安定領域が存在することを示した。誘導機の場合にも磁気飽和による励磁インダクタンスの変動が存在するが、すべり誤差になるだけで脱調することはない。すなわち、この脱調現象はPMSM特有の現象であるといえる。

この原因についてFEM解析を用いて検討し、推定位相誤差の変化成分により軸間の干渉電圧に相当する影響が存在すること、およびモデルインダクタンスの設定値を小さくすることにより安定性が改善できることを示した。

この現象はモータの非線形性が原因であるため、最小次元オブザーバや拡張誘起電圧などの方法を利用した場合でも同じ現象が発生する。つまり、今回の検討内容はこれらの制御方式の場合でも有効である。

(平成19年1月29日受付, 平成19年6月30日再受付)

文 献

- (1) G. Yang, R. Tomioka, M. Nakano, and T.H. Chin: "Position and Speed Sensorless Control of Brushless DC Motor Based on an Adaptive Observer", *T. IEE Japan*, Vol.113-D, No.5, pp.579-586 (1993-5) (in Japanese)
楊 耕・富岡真知子・中野 求・金 東海:「適応オブザーバによるブラシレスDCモータの位置センサレス制御」, 電学論 D, **113**, 5, pp.579-586 (1993-5)
- (2) K. Hirano, H. Hara, T. Tsuji, and R. Oguro: "Sensorless Speed Control of IPM Motor", *T. IEE Japan*, Vol.120-D, No.5, pp.666-672 (2000-5) (in Japanese)
平野孝一・原 英博・辻 輝生・小黒龍一:「IPMモータのセンサレス速度制御」, 電学論 D, **120**, 5, pp.666-672 (2000-5)
- (3) S. Shinnaka: "New Sensorless Vector Control Methods Based on a New Minimum-Order Flux Stage-Observer in the "D-Module" for Permanent Magnet Synchronous Motors", *T. IEE Japan*, Vol.123-D, No.12, pp.1446-1460 (2003-12) (in Japanese)
新中新二:「永久磁石同期モータの最小次元D因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案」, 電学論 D, **123**, 12, pp.1446-1460 (2003-12)
- (4) S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma: "Sensorless Control of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.2, pp.1088-1094 (2002-2) (in Japanese)
市川慎士・陳 志謙・富田睦雄・道木慎二・大熊 繁:「拡張誘起電圧モデルに基づく突極形永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電学論 D, **122**, 2, pp.1088-1094 (2002-2)
- (5) Y. Yamamoto, Y. Yoshida, and T. Ashikaga: "Sensor-less Control of PM Motor using Full Order Flux Observer", *T. IEE Japan*, Vol.124-D, No.8, pp.743-749 (2004-8) (in Japanese)
- (6) 山本康弘・吉田康宏・足利 正:「同一次元磁束オブザーバによるPMモータのセンサレス制御」, 電学論 D, **124**, 8, pp.743-749 (2004-8)
- (7) H. Kato, S. Doki, and M. Ishida: "q-axis Inductance Setting Method for SynRM's Sensorless Control with An Extended Electromotive Force", the 2005 Japan Industry Applications Society Conference, I-104, pp.383-384 (2005) (in Japanese)
加藤寛基・道木慎二・石田宗秋:「拡張誘起電圧を用いたSynRMにおけるセンサレス制御のためのq軸インダクタンス設定法」, 平17年電気学会産業応用部門大会, I-104, pp.383-384 (2005)
- (8) S. Shinnaka and K. Sano: "Convergence Characteristics of D-Sate-Observer Using Nominal Motor Parameters with Errors for Sensorless Drive of Permanent-Magnet Synchronous Motors", the 2006 Japan Industry Applications Society Conference, I-66, pp.399-400 (2006) (in Japanese)
新中新二・佐野公亮:「永久磁石同期モータセンサレス駆動のためのD因子状態オブザーバのパラメータ誤差に対する収束特性」, 平18年電気学会産業応用部門大会, I-66, pp.399-340 (2006)
- (9) Y. Yamamoto, Y. Yoshida, Y. Higashi, and H. Matsuno: "Measurement of Unstable Region of PM Sensorless Control", the 2006 Japan Industry Applications Society Conference, I-105, pp.529-532 (2006) (in Japanese)
山本康弘・吉田康宏・東 義高・松野浩晃:「PMセンサレス制御の不安定領域の計測」, 平18年電気学会産業応用部門大会, I-105, pp.529-532 (2006)

山 本 康 弘 (正員) 1958年7月8日生。1983年3月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月(株)明電舎入社。現在、誘導機のベクトル制御およびPMモータの可変速駆動装置の研究に従事。2006年10月宇都宮大学博士後期課程に入学。

東 義 高 (正員) 1973年2月7日生。1997年3月鹿児島大学大学院工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年4月(株)明電舎入社。現在、永久磁石界磁形同期電動機の開発・設計に従事。

松 野 浩 晃 (正員) 1977年2月10日生。2001年3月岐阜大学大学院博士前期課程修了。同年4月(株)明電舎入社。現在、(株)甲府明電舎において、誘導機および永久磁石界磁形同期機の開発・設計に従事。

小笠原 悟 司 (正員) 1958年7月27日生。1981年3月長岡技術科学大学工学部電気・電子システム工学課程卒業。1983年3月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月同大学工学部電気系助手。1992年8月岡山大学工学部電気電子工学科助手。1993年4月同助教授。2003年4月宇都宮大学工学部電気電子工学科教授。2007年4月北海道大学大学院情報科学研究科教授。現在に至る。工学博士。