

PMモータにおける位置センサレス制御の安定領域解析

PMモータ, 同期電動機, 位置センサレス制御, 有限要素法, 不安定現象

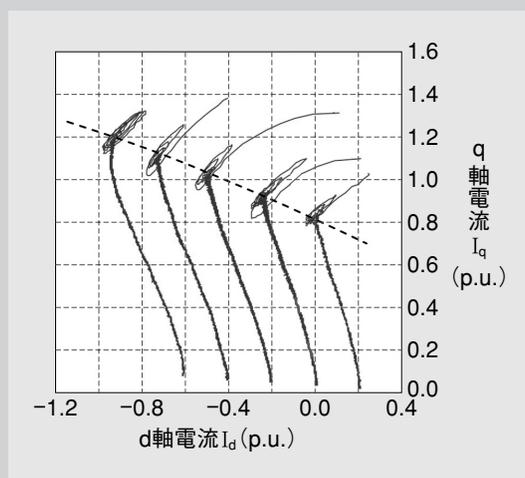
* 山本康弘 Yasuhiro Yamamoto

概要

PMモータの位置センサレス制御方式では、過負荷領域で不安定現象が発生することがある。そこで、有限要素法により電流に対する鎖交磁束の特性を解析した。

そして、磁気飽和によりインダクタンスが変化した場合、磁束オブザーバによる磁極位相推定がどのような推定誤差を生じるか計算した。また、この位相誤差がベクトル制御系に与える影響を検討し、誤差が負値になると磁気飽和を更に増長するような正帰還がかかること、また位相誤差の変化項が負になると、回転座標部においてdq軸間の干渉電圧と等価な成分が増大する要因を明らかにした。

更に、これに対する簡単な対策方法を示し、実機試験により安定領域が拡大できることを確認した。



負荷増加時における安定限界の試験結果

1. ま え が き

高性能なネオジウム・鉄・ボロン (NdFeB) 系の永久磁石が発明されてから、永久磁石同期電動機 (PMSM) が多く利用されるようになった。これは、誘導機に比べて小形・高効率、及び形状の自由度が高いという特長に着目したものである。しかし、産業用モータは環境条件の悪い場所で使用されることもあり、位置センサが故障しやすい。そのためPMSMを位置センサレスで安定に駆動する制御方式の研究が盛んに行われている。

位置センサレス制御は、誘起起電力が小さな低速領域と誘起起電力が大きな高い速度領域で制御方式が異なるが、今回は高い速度領域において、磁束オブザーバを利用したベクトル制御形の方式^①について、不安定領域の解析方法を検討する。

位置センサレス制御ではモータモデルを使用し

ているが、PMSMは磁気飽和が生じやすくインダクタンスの変化が大きい。そのため、適用するモータを制限したり、ゲイン調整をする必要がある。この複雑さが一般産業用への応用に対する阻害要因となっている。

特に、磁束オブザーバを利用したベクトル制御形の位置センサレス制御では、磁気飽和が強くなると不安定になりやすく、速度が振動したり最悪の場合は脱調現象が発生することがある。そこで、本稿では、この磁気飽和に起因する不安定現象について原理を究明するため、有限要素法 (FEM) による磁界解析を利用してモータの磁気飽和特性を調べ、この特性が磁束オブザーバを利用した磁極位置推定にどのような影響を及ぼすか検討する。そして、この位相誤差を基にして、定常時の収束条件や過渡時に振動が発生する要因について考察し、安定領域を拡大させるための方法を検討した

*製品開発部

ので紹介する。

2. 有限要素法による磁界解析

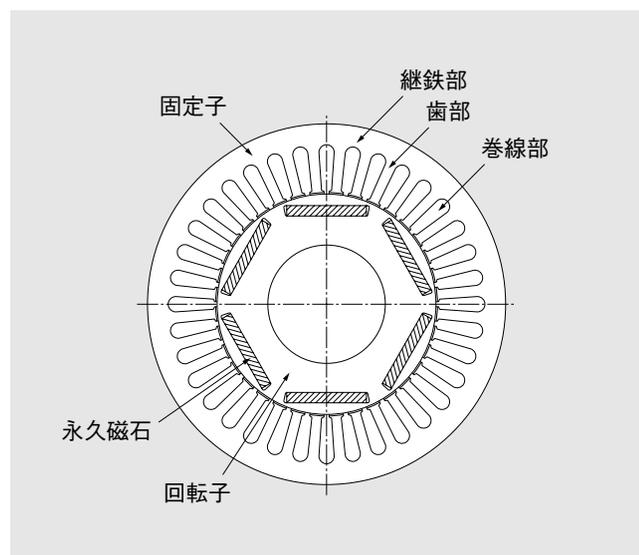
2.1 解析を適用する永久磁石同期電動機

本項で実施する解析は、第1表の定格、及び第1図に示すような形状の埋込形永久磁石同期電動機（IPMSM）を検討対象とする。これをFEMにより磁界解析した。IPMSMは回転子の損失が少ないため、放熱の良い固定子継鉄部の鉄心を極限まで削減して、その分だけ巻線の断面積を大きくすると小形に設計できる。そのため、第1図のように継鉄部が細くなり磁気飽和が発生しやすい。更に、IPMSMでは電機子反作用による磁束の増加量が大きいため、負荷時に磁気飽和が発生しやすい。第1表のq軸インダクタンスは $L_q = 0.95p.u.$ という大きな値であることから、この影響の大きさがうかがえる。

第1表 解析モータの定格

解析するモータの定格を示す。IPMSMはインダクタンスが大きいという特徴がある。

項目	値
定格出力	37kW
極数	6極
定格回転速度	3400min ⁻¹
定格電圧	170V
定格電流	145A
巻線抵抗R	7.0mΩ
d軸インダクタンス L_d	0.20mH (0.31p.u.)
q軸インダクタンス L_q	0.60mH (0.95p.u.)



第1図 解析対象のモータ構造

有限要素法で解析するモータモデルであり、固定子鉄心の外周部が薄く磁気飽和しやすい傾向がある。

2.2 適用した有限要素法解析の特長

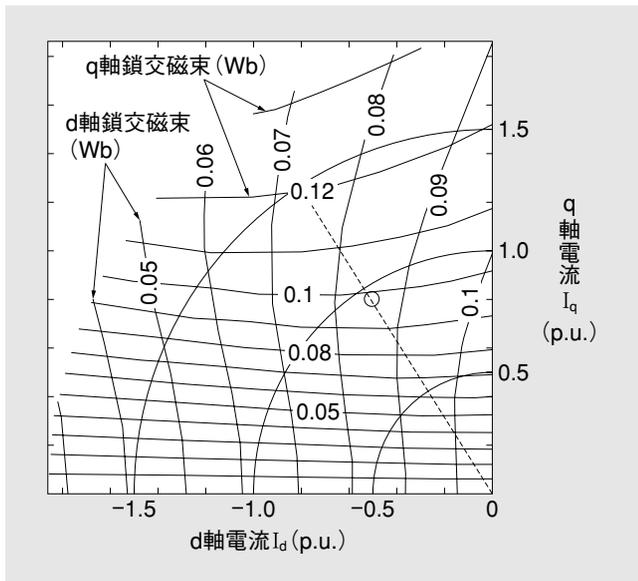
2.1項で示したIPMSMについて、モデル誤差の要因となる磁気飽和特性を調べるためにFEM解析を行った。下記に今回使用したFEM解析の特徴を簡単に紹介する。

- (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。
- (2) スロット高調波の除去 スロット高調波の脈動成分を平均化するため、回転子を少しずつ回転させて一極分FEM解析を行い、その結果から巻線鎖交磁束成分の時間的な基本波成分を抽出した。
- (3) 電機子電流の設定 FEM解析の条件として電機子電流を設定しているが、弱め界磁電流（d軸）とトルク電流（q軸）の二軸成分が存在する。そこで、極座標を利用して電流条件を設定した。電機子電流の振幅成分について1.8p.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分割した。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（ $I_q > 0$ ）を解析対象とした。

2.3 有限要素法による解析結果

2.2項のように複数のd軸やq軸電流を設定して計算したFEM解析により、多数の巻線鎖交磁束のd軸とq軸成分が得られる。そこで、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電流座標上の等高線として表示したものが第2図である。ここで電流軸の単位は定格電流を基準とする単位法に設定し、また参考として定格トルク発生条件の電流ベクトル点を○印で、その位相を点線で示している。また、過電流の領域が分かりやすいように、電流振幅を示す0.5p.u.間隔の補助円も記入している。この第2図から、この電動機は次のような特性を有していることが判明した。

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。電流座標の原点では、d軸磁束は永久磁石の磁束成分が発生しており、q軸磁束は零である。そして、弱め界磁電流（ $I_d < 0$ ）の増加に伴いd軸磁束はほぼ等間隔に減少している。しかしq軸磁束についてはq軸電流が定格点を超えると急に等高線の間隔が広がっている。これは磁気飽和によって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。

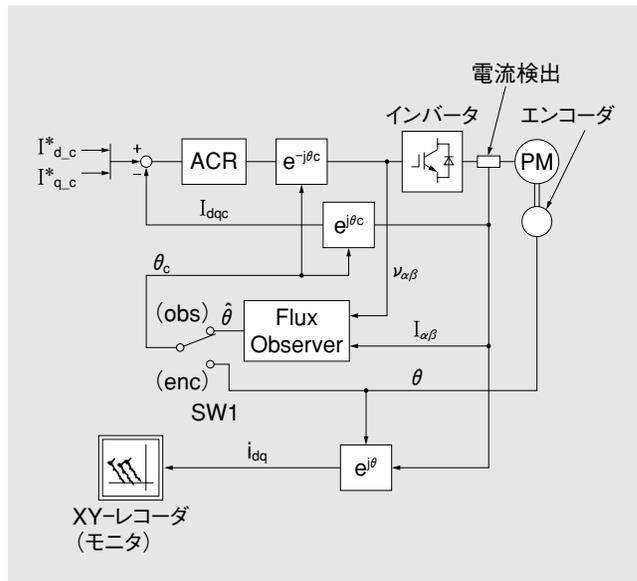


第2図 有限要素法の鎖交磁束解析結果
d-q電流とd軸及びq軸の鎖交磁束の関係を等高線として示している。q軸電流が大きな領域ではq軸鎖交磁束の間隔が広がっており、インダクタンスが低下していることが分かる。

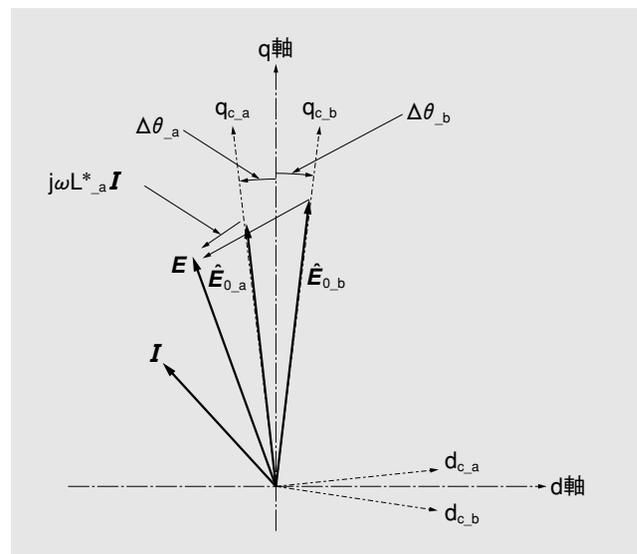
また、d軸及びq軸磁束の等高線は各軸に直交した直線になるはずであるが、解析結果にはゆがみが発生している。これは、d-q軸間の相互インダクタンス成分も発生していることを示している。この成分は回転子鉄心内部において、永久磁石の磁束と電機子反作用磁束が合成されて、非対称で且つ局所的な磁気飽和が生じたために生じたものと考えられる。

3. 磁束オブザーバの磁極推定位相誤差

次に、磁束オブザーバ単体の推定位相誤差特性について調べる。そのため、**第3図**のように回転座標変換に利用する位置情報としてセンサによる検出位相 θ を選択する(enc)側と位置センサレスの推定位相 $\hat{\theta}$ を選択する(obs)側を切り替えるスイッチSW1を付加し、更にこのスイッチSW1を(enc)側に設定した条件とする。つまり、センサ付きの電流制御モードでベクトル制御を構成しており、このときは磁束オブザーバによる推定位相 $\hat{\theta}$ はどの制御にも利用されていない。従って、磁束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⁽²⁾、磁束オブザーバに非突極モデルを使用しても磁極位相の推定が可能であるので、 $(L^* = L_d^* = L_q^*)$ のようにd軸とq軸のモデルのインダクタンスを等しい値に設定した。

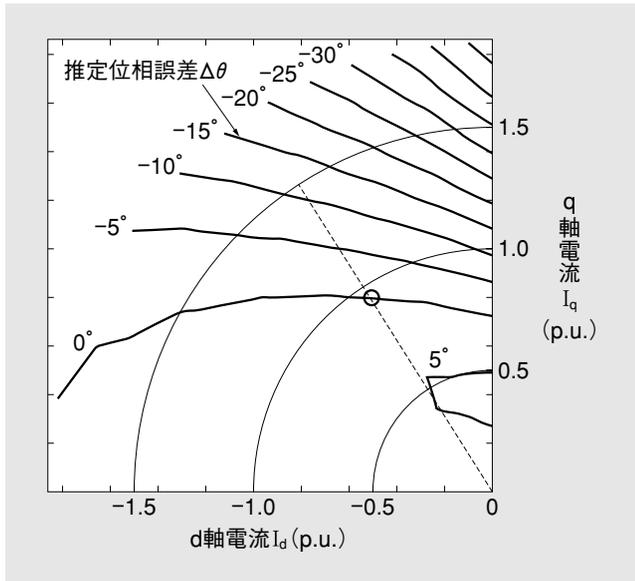


第3図 センサの有無とベクトル制御
位置センサ信号と磁束オブザーバによる推定位相をSW1で切り替え、センサ付きとセンサレス制御を選択できるベクトル制御の模式図を示す。

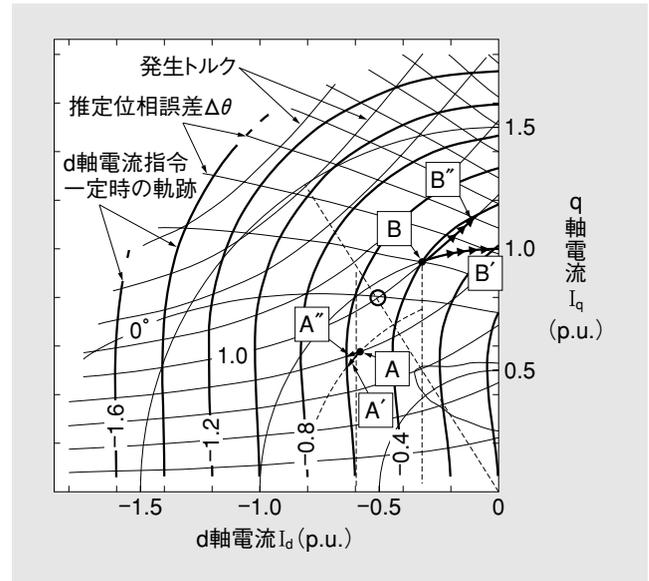


第4図 磁極推定誤差成分の発生原理
磁束オブザーバのモデルインダクタンスが実機よりも小さい場合には磁極位相推定誤差は $\hat{E}_{0,a}$ のようにq軸に対して進みの方向に、逆に大きい場合には $\hat{E}_{0,b}$ のように遅れの方向に発生する。

第4図はFEM解析に設定した電機子電流ベクトル I と結果として得られる起電力ベクトル E の関係をd-q座標上のベクトル成分で表したものである。巻線抵抗の電圧降下は小さいものとみなして無視し、式(1)のように端子電圧 $E = \omega \cdot (-\phi_q + j\phi_d)$ から電機子反作用による電圧降下成分 $j\omega L^* \cdot I$ を減算すれば定常時の誘起起電力の推定値 \hat{E}_0 が求まる。磁極推定位相誤差 $\Delta\theta$ はこのベクトル \hat{E}_0 と実機のq軸との位相差に相当し、式(2)により計算することができる。



第5図 電流に対する磁極推定誤差分布 (定格 L^*)
q軸電流が小さい領域では正の位相誤差であるが、定格電流を超えると負の値に変化する。また、過負荷領域では、位相誤差の変化量も大きい。



第6図 位置センサレス制御系における実電流の軌跡と収束条件 (定格 L^*)
電流指令のd軸成分を一定にしてq軸成分を増加させると、推定位相誤差により太線の実電流軌跡になる。位相誤差が負の領域ではB'点のように発散する。

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

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

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

L^* : モデルのインダクタンス
 ϕ_d, ϕ_q : FEM解析によるd, q軸の鎖交磁束成分
 ω : 定格角周波数
 $\hat{E}_{0d}, \hat{E}_{0q}$: 永久磁石によるd, q軸の推定起電力

第2図で示したFEM解析結果から、各電流条件における磁極推定位相誤差 $\Delta\theta$ を計算し、これらも電流座標上の等高線として表すと第5図のような分布になる。ここで、モデルのインダクタンス L^* として第2図の定格点におけるq軸磁束から計算した $L^* = 0.6\text{mH}$ の値を設定した。もし、電流条件により変化している実機のインダクタンス L_q よりもモデルのインダクタンス L^* の方が小さい場合には、第4図の \hat{E}_{0a} のように推定位相誤差 $\Delta\theta_a$ は正值となる。逆にモデルのインダクタンス L^* の方が大きな場合には推定位相誤差は $\Delta\theta_b$ のような負値となる。従って、 $\Delta\theta = 0^\circ$ の等高線がちょうど $L^* = L_q$ の条件であり、これよりもq軸電流が大きくなる方向では実機のインダクタンスが減少するため $\Delta\theta$ が負値の領域になる。更に、この領域では電流に対する位相誤差の変化量も急激に大きくなっていることが判明した。

4. 不安定現象の原因推定と対策方法

4.1 推定位相誤差による電流ベクトルの制御誤差と収束特性

次に、第3図のSW1をオブザーバ推定位相側(obs)に切り替えて、磁束オブザーバの推定位相 $\hat{\theta}$ を制御基準軸 $d_c - q_c$ として使用するセンサレスベクトル制御系を構成した場合を考える。磁束オブザーバ自体は式(2)に示した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 $d_c - q_c$ 軸として与えられた電流指令($I_{d,c}^*, I_{q,c}^*$)に対して、実電流(I_d, I_q)は式(3)で示されるように $\Delta\theta$ だけずれた電流ベクトルに存在することになる。

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{d,c}^* \\ I_{q,c}^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(3)$$

そこで、電流指令($I_{d,c}^*, I_{q,c}^*$)の各点に対応した軸ずれ後の実電流(I_d, I_q)を計算する。その結果を $I_{d,c}^*$ 指令が一定条件における実電流ベクトルの軌跡として実電流のd-q座標上に描くと、第6図の太線のような軌跡となる。この図では後述の説明のため位相誤差成分や発生トルクの等高線も追記している。

(1) 電流制御(ACR)モードにおける収束点 電

流制御モードでは、電流指令 ($I_{d,c}^*$, $I_{q,c}^*$) が一定であるので、実電流は常に半径が一定の円軌跡上に存在する。例えば $I_{d,c}^* = 0.6 \text{ p.u.}$ を考えると、本来は第6図のA点に存在するはずであるが、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、太線の交点A'に収束する。これに対して位相誤差が負の領域では、実電流は同様に負の位相方向にB点からB'のように移動するが、今度は実電流軌跡との交点が存在しないため、実電流は位相遅れ方向に移動し続け収束しない。

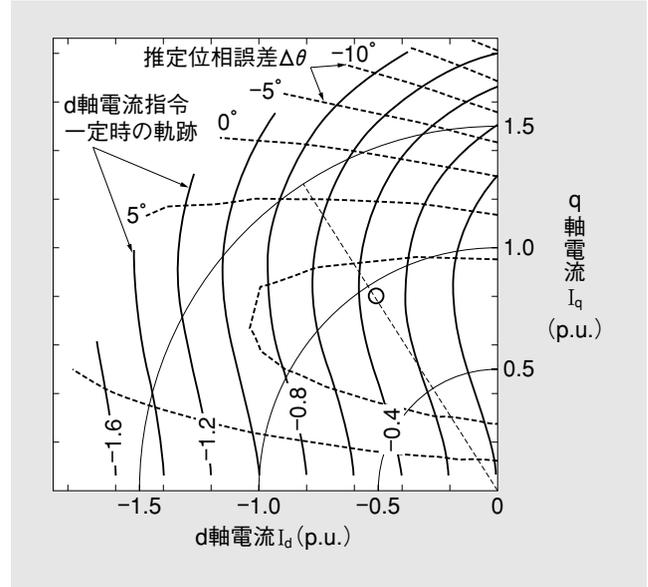
(2) 速度制御 (ASR) モードにおける収束点 速度制御系の場合には、速度フィードバック制御によって負荷トルクに釣り合うように電流指令 $I_{q,c}^*$ が増減する。そのため、第6図のA点から、今度はトルクの等高線に沿って実電流が正の位相方向に移動し、A''で示すような負荷トルクと発生トルクが一致する点に収束する。これに対して位相誤差が負の領域では、B点から負の位相方向に移動してB''という離れた点に収束する。

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している。しかし位相誤差が負の領域に入ると、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変するため、不安定や脱調現象が生じるものと考えられる。

逆に考えると、位相誤差が負にならないようなモデルのインダクタンスを設定すればよい。そこで、モデルのインダクタンスを70%に低減した場合を第7図に示す。破線が位相誤差 $\Delta\theta$ の分布であり、正の領域が拡大できていることが分かる。しかし、正の位相誤差成分が大きくなるため、実電流の軌跡の傾きが大きくなっている。このように軸ズレは大きくなるが、モデルのインダクタンスを小さく設定することにより、安定領域を拡大できることが判明した。

4.2 位相誤差の変化項と軸間の干渉電圧成分

前項では定常時の収束特性を検討したが、これ以外の不安定要因も存在する。そこで、推定位相誤差に変化が生じた場合、どのような影響が発生するか方程式を使って検討する。厳密には、磁束オブザーバの推定遅れ時間やインダクタンス変動などの複雑な要因が存在するが、ここでは説明を簡単



第7図 モデルのインダクタンスを小さくした場合の推定位相誤差と実電流軌跡 (0.7L*)

磁束オブザーバに設定するモデルのインダクタンスを小さくすると、推定位相誤差の正領域が拡大し、負荷時でも安定に動作させることができる。

にするため推定位相誤差の変化による成分のみに限定して振動現象の物理的な要因を明らかにする。

まず、磁束オブザーバの推定位相 $\hat{\theta}$ の微小変化成分を取り扱うために、式(4)のように定常成分 $\hat{\theta}_0$ と微小変化成分 $\Delta\hat{\theta}$ に分離する。

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta} \dots\dots\dots(4)$$

推定位相の微小変化 $\Delta\hat{\theta}$ は、第3図の $e^{j\theta}$ と $e^{-j\theta}$ という2か所の回転座標変換部に影響する。 $e^{j\theta}$ 部分では式(5)のように、電流検出成分を固定座標系 (α - β 軸) から制御座標系 (d - q 軸) の成分 $I_{d\alpha 0}$, $I_{q\alpha 0}$ に変換している。

$$\begin{bmatrix} I_{d\alpha 0} \\ I_{q\alpha 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5)$$

この式(5)に式(4)を代入し、三角関数を展開後、更らに $\Delta\hat{\theta} \ll \pi$ とみなして $\cos \Delta\hat{\theta} \approx 1$ 及び $\sin \Delta\hat{\theta} \approx \Delta\hat{\theta}$ の近似を適用する。そうすると式(6)のように、座標変換出力に $\Delta\hat{\theta}$ による ΔI_{dc} と ΔI_{qc} の微小変化成分が生じる。

$$\begin{bmatrix} I_{dc0} + \Delta I_{dc} \\ I_{qc0} + \Delta I_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \end{bmatrix} \\ = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta\hat{\theta} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & \sin \hat{\theta}_0 \\ -\sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha 0} \\ I_{\beta 0} \end{bmatrix} \dots\dots(6)$$



更に変化項のみを抽出するため、式(6)から式(5)の定常成分を減算し、更に右辺の変数を式(5)で置換すれば、最後には式(7)のようなd-q軸の電流変化成分に近似できる。

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{dc} \\ \Delta I_{qc} \end{bmatrix} = -\Delta\hat{\theta} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc0} \\ I_{qc0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(7)$$

もう一方の出力電圧の座標変換部 $e^{-j\theta_c}$ にも $\Delta\hat{\theta}$ が影響しており、同様に式(8)の定常成分の座標変換式から $\Delta\hat{\theta}$ によって生じる出力電圧の変化成分 ΔV_α , ΔV_β を導出したものが式(9)である。右辺の電圧成分には、電流制御の積分項を無視して比例ゲイン K_{pc} に近似したフィードバック電圧成分も考慮している。

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 0} \\ V_{\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_0 & -\sin \hat{\theta}_0 \\ \sin \hat{\theta}_0 & \cos \hat{\theta}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc0} \\ V_{qc0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 0} + \Delta V_\alpha \\ V_{\beta 0} + \Delta V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) & -\sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) \\ \sin(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}_0 + \Delta\hat{\theta}) \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} V_{dc0} \\ V_{qc0} \end{bmatrix} - K_{pc} \begin{bmatrix} \Delta I_{dc} \\ \Delta I_{qc} \end{bmatrix} \right\} \dots\dots\dots(9)$$

この式(9)についても、三角関数の近似や微小変化項どうしの積を無視するなどの近似を適用する。そして変化項のみを抽出するため、式(8)の定常成分を減算した後、両辺の左から回転座標変換の逆行列を掛けてd-q軸の電圧変化成分に変換すると最終的には式(10)が得られる。

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{dc} \\ \Delta V_{qc} \end{bmatrix} = \Delta\hat{\theta} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc0} \\ V_{qc0} \end{bmatrix} - K_{pc} \cdot \begin{bmatrix} \Delta I_{dc} \\ \Delta I_{qc} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(10)$$

式(10)の $(\Delta V_{dc}, \Delta V_{qc})$ に式(7)の電流変化成分を代入してから、同期電動機の電圧電流方程式に計算すると、式(11)のような位相誤差が変化した場合の電圧電流方程式の近似式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_{dc} \\ V_{qc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -(\omega L_q - \Delta\hat{\theta} \cdot K_{pc}) \\ (\omega L_d - \Delta\hat{\theta} \cdot K_{pc}) & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta\hat{\theta} \cdot V_{qc0} \\ \omega \lambda_{md} - \Delta\hat{\theta} \cdot V_{dc0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(11)$$

この式(11)から、推定位相誤差の変化分 $\Delta\hat{\theta}$ によって二種類の外乱電圧が発生していることが分かる。一つは右辺の第一項内の電流制御ゲイン $\Delta\hat{\theta} \cdot K_{pc}$ による項であり、もう一つは右辺の第二項

内の出力電圧に比例する項である。これらは $\Delta\hat{\theta}$ が正值であれば ωL_d や ωL_q による軸間の干渉電圧を抑制するように働くが、 $\Delta\hat{\theta}$ が負値になると逆に干渉電圧を増長するようになる。そのため電流制御ゲイン K_{pc} が大きい場合や出力電圧が高くなると $\Delta\hat{\theta}$ による干渉電圧項が大きくなって系が振動的になりやすい。この結果から、4.1項で示した定常的な不安定要素だけではなく、位相誤差の変化成分によっても干渉電圧成分が増減するため、位相推定誤差ひいては電流の振動が発生しやすくなって安定限界が狭くなるものと考えられる。

5. 試験による不安定解析結果の確認

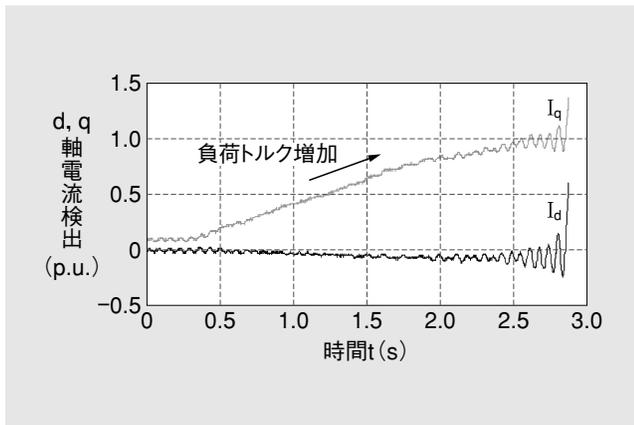
5.1 試験システム

FEM解析結果による位相誤差と不安定現象の関係を確認するために実機試験を行った。第1表に示す定格のIPMSMを試験機として使用し、タイミングベルトで負荷機と結合した。また、第3図のように試験機にも位置センサを取り付けて、正確なd-q軸電流成分をモニタしている。

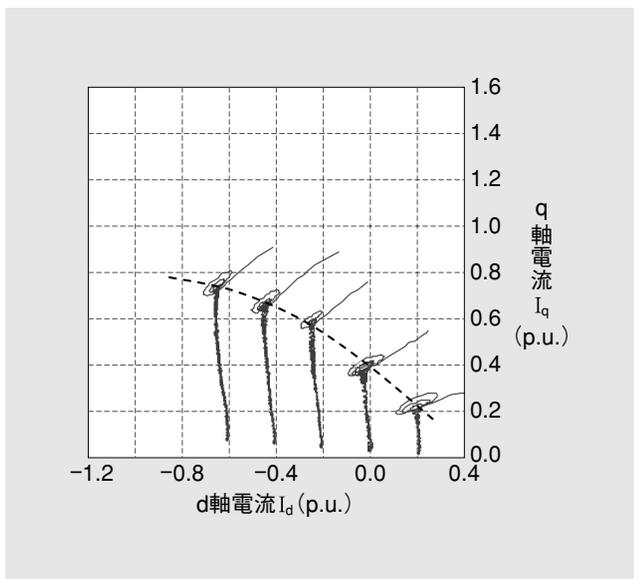
負荷機は速度定格による制限のため、 $\omega = 50\%$ の速度で試験を行った。センサレス方式は固定座標上で構成した同一次元磁束オブザーバを使用した³⁾。電流制御ゲインはd軸とq軸を等しくしており、d軸の応答が約1000rad/s ($K_{pc} = 0.29$ p.u.)となるように設定した。そして、インダクタンスの変動が大きいことを懸念して非干渉電圧の補償は適用していない。

5.2 負荷に対する安定限界の試験結果

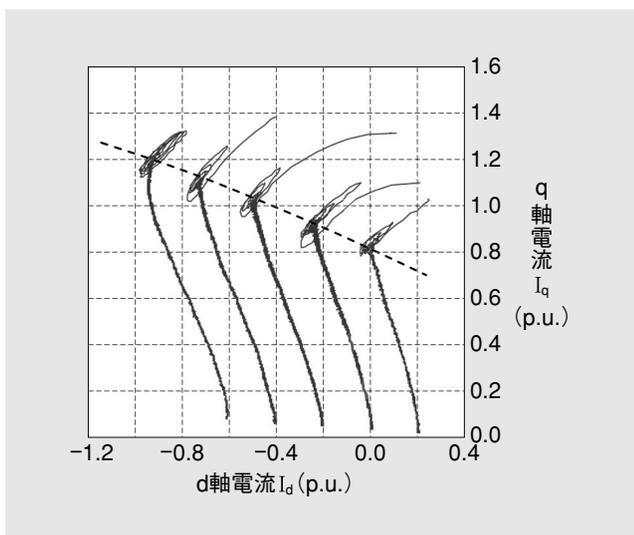
速度制御モードにおいて、制御に使用するモデルインダクタンスを定格時の値 ($L^* = 0.60$ mH) とし、そしてd軸電流指令を零に固定した条件で、安定限界を計測した結果が第8図である。d-q軸の電流波形を観測しながら、軽負荷状態から脱調するまで負荷を徐々に増加させたところ、負荷の増加と共にq軸電流が増加するが、あるレベルに達すると振動が発生してその直後に脱調現象が発生した。d軸電流指令の設定を変更して第8図と同様の試験を繰り返して行い、計測したd軸とq軸の電流をd-q電流座標上の軌跡として表したものが第9図である。脱調直前に発生する振動の中心が安定限界であるとみなして破線で示した。また、モデルインダクタンスを $L^* = 0.43$ mH (70%) のよ



第8図 負荷増加時の不安定現象
負荷トルクの増加によりq軸電流が増加するが、あるレベルに達すると突然に振動して脱調する。



第9図 負荷増加時の安定限界 (定格 L^*)
第8図と同様の試験を行い、電流座標系の軌跡として示した。破線が安定領域の限界と考えられる。



第10図 負荷増加時の安定限界 (0.7 L^*)
モデルインダクタンスを70%に低減するだけで、安定性領域が拡大できる。

うに小さく設定した場合は、**第10図**のように安定範囲が拡大できることも確認できた。

この2種類の実験結果は、FEM解析結果である**第5図**や**第7図**における位相誤差 $\Delta\theta=0^\circ$ 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。これは、**4.1項**で示した定常状態で検討した安定限界だけでなく、**4.2項**で示した位相誤差の変化分による外乱電圧も影響しているものと考えられる。

6. む す び

磁束オブザーバを使用したIPMSMの位置センサレス制御における負荷時の不安定現象の原理を検討した。

モータ設計時に行うFEM解析結果を利用して位相誤差を評価すれば、概略の安定限界が予測でき、また制御に使用するモデル定数の設定も可能になった。このように不安定要因の解析方法と対策方法を確立できたことにより、今後PMSM位置センサレス制御が利用しやすくなり、ひいては省エネを通じて環境問題にも寄与できるものと期待している。

最後に、本研究は北海道大学 小笠原教授にご指導いただいた。ここに感謝の意を表する次第である。

《参考文献》

- (1) 楊耕・富岡理知子・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, Vol.113, No.5, 1993, pp.579~586
- (2) 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, Vol.122, No.12, 2002, pp.1088~1096
- (3) 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, Vol.124, No.8, 2004, pp.743~749

《執筆者紹介》



山本康弘 Yasuhiro Yamamoto
産業用可変速装置の開発に従事