

PMモータの位置センサレス制御技術

🔊 永久磁石同期電動機，センサレス制御，電流微分

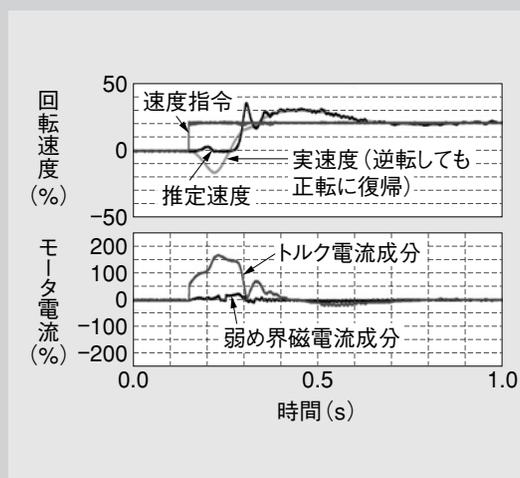
* 滝口昌司 Masashi Takiguchi

** 山本康弘 Yasuhiro Yamamoto

概要

永久磁石同期電動機（PMモータ：Permanent Magnet Synchronous Motor）の位置センサレス制御は、突極性や磁気飽和が少ないモータの場合に停止時及び低速時の磁極位置推定が困難であるという課題がある。この対策として、インバータの零電圧ベクトル期間の電流を検出し、その微分情報を用いて速度起電力を推定する方式を開発した。従来は定格速度の5%程度が推定可能な下限速度であったが、2%程度まで低速限界を拡大させた。また初期位相が推定できない場合でも、微少な逆転を検出して正常な回転方向に修正して始動できる。

本方式は、センサレスに適した突極性や磁気飽和特性などのPMモータに関する制約を削減できるため、より用途の拡大が期待できる。



無負荷時の始動特性

1. ま え が き

永久磁石同期電動機（PMモータ：Permanent Magnet Synchronous Motor）は小形・軽量及び高効率という特長から、様々な用途に適用されている。しかし、産業用のモータは環境条件の悪い場所で使用されることがあり、位置センサが故障しやすいという課題がある。そのため、PMモータを位置センサレスで駆動する制御方式が研究されているが、低速域の制御方式に課題が残っている。PMモータの磁極位置は、モータが回転することで発生する速度起電力から推定する方法や高周波信号を注入して逆突極軸から推定する方法などがある。速度起電力を使用する方法は、低速になると端子電圧が低下してデッドタイムなどの外乱の影響で正常に動作できなくなる。そこで高周波を注入する方法などが用いられるが、表面磁石同期電動機（SPM

モータ：Surface Permanent Magnet Synchronous Motor）のような非突極機には適用できない。

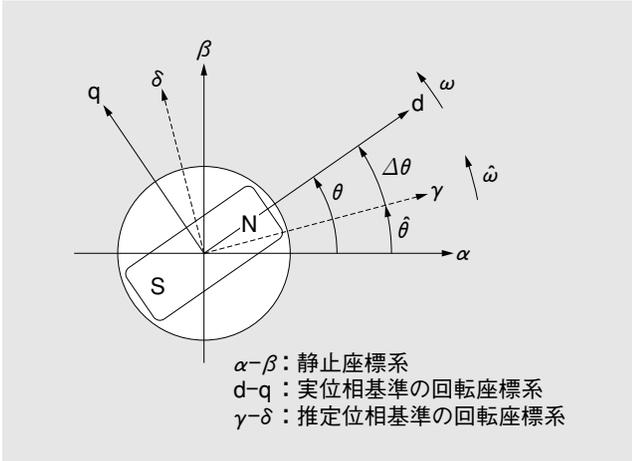
本稿では、非突極機に適用できる始動及び低速域の位置センサレス制御を開発したので紹介する。本方式は、インバータのPWM電圧が零ベクトルとなる期間における電流微分値を検出する。これによって、電圧情報を用いずに速度起電力が推定できるため、デッドタイムの影響を受けずに低速でも精度良く磁極位置が推定可能となる。

2. 推 定 原 理

2.1 磁極位置推定方法

第1図に座標系の定義を示す。U相方向を α 軸とする二軸静止座標系を $\alpha-\beta$ 座標、実磁極の位相 θ に基づく回転座標を $d-q$ 座標、推定位相 $\hat{\theta}$ を基準とする回転座標を $\gamma-\delta$ 座標とする。 $\alpha-\beta$ 座標におけるPMモータの電圧方程式は式(1)となる。

*製品開発部 **システム技術研究所



第1図 座標系の定義

PMモータの座標系の定義を示す。 α - β 座標はU相方向を α 軸とする静止座標系、 d - q 座標は磁石のN極方向を d 軸とする回転速度 ω で回転する座標系、 γ - δ 座標は推定したN極方向を γ 軸とする推定速度 $\hat{\omega}$ で回転する座標系である。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+pL & 0 \\ 0 & R+pL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \phi_d \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \dots(1)$$

v_α, v_β : α, β 軸電圧成分

i_α, i_β : α, β 軸電流成分

R : 巻線抵抗, L : 巻線インダクタンス

ϕ_d : 磁石による鎖交磁束

ω : 回転子角速度 (電気角)

θ : 回転子磁極位相, p : 微分演算子

ここでは、突極比の小さいPMモータを仮定しているため、 d 軸と q 軸のインダクタンス成分は等しいものとしている。

式(1)を制御で使用する推定位相を基準とした γ - δ 座標に変換したものが式(2)であり、推定位相と実位相の誤差 $\Delta\theta$ の時間変化は緩やかであると仮定してこの微分項は無視している。ここで、式(2)の微分項は、 α - β 座標で検出した電流の時間差分によって近似演算し、その後 γ - δ 座標に回転座標変換した形式で表していることが特徴である。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \exp^{j\hat{\theta}} L \begin{bmatrix} pi_\alpha \\ pi_\beta \end{bmatrix} + \hat{\omega} \phi_d \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \dots(2)$$

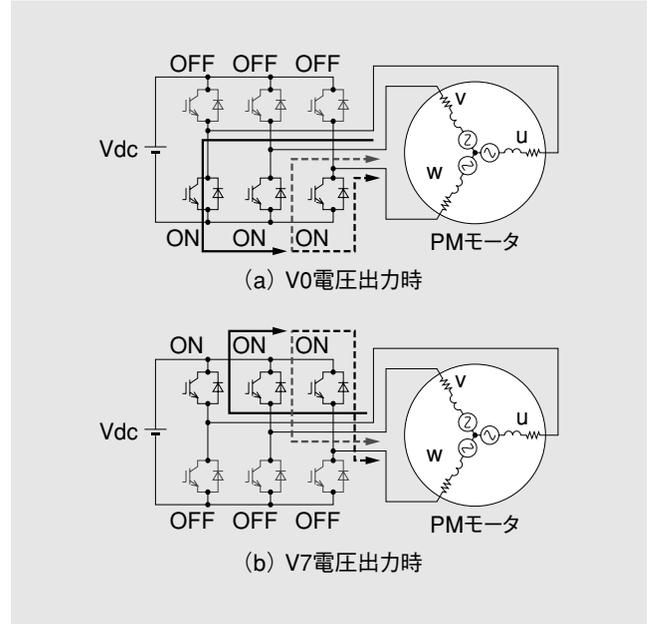
v_γ, v_δ : γ - δ 座標の電圧

i_γ, i_δ : γ - δ 座標の電流

$\hat{\omega}$: 推定速度, $\hat{\theta}$: 推定位相

$\Delta\theta$: 位相誤差 ($\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$), $\exp^{j\hat{\theta}}$: 回転行列

第2図に示すように、PWMパターンの零電圧ベクトル期間に限定すれば、インバータからモータに入力される電圧は零となり、速度起電力に応じて流れる電流による電圧降下だけとなる。電流は



第2図 零電圧ベクトル期間中の電流ループ

U相速度起電力が最大の時の電流ループを示す。V0はインバータが三相とも下アームがオンの状態であり、V7は三相とも上アームがオンの状態を表している。

半導体素子を通して流れるため、この半導体素子の電圧降下分を考慮して $[v_{ce\gamma} \ v_{ce\delta}]^T$ と定義し、また、速度起電力を $[e_\gamma \ e_\delta]^T$ として式(2)に代入すると式(3)が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} &= \hat{\omega} \phi_d \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \\ &= - \begin{bmatrix} v_{ce\gamma} \\ v_{ce\delta} \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \exp^{-j\hat{\theta}} L \begin{bmatrix} pi_\alpha \\ pi_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3) \end{aligned}$$

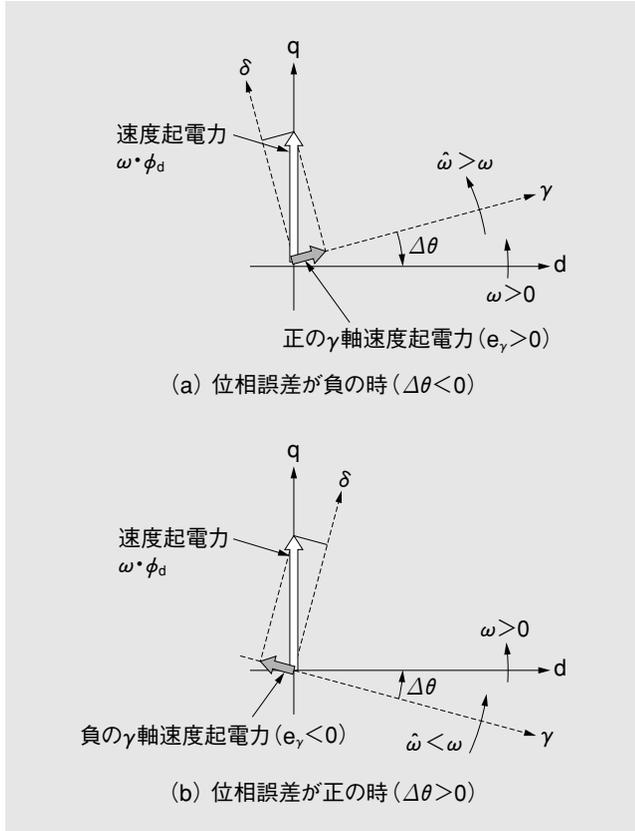
式(3)の右辺は、半導体素子と抵抗による電圧降下と電流微分の項だけで構成されているので、デッドタイムの影響を受けずに速度起電力が演算できる。

次にこの速度起電力から速度を推定する方法を説明する。位相誤差 $\Delta\theta$ が零近傍であれば、速度起電力の振幅値を磁石磁束で除算して近似速度を求めることができるが、位相誤差が大きい場合には速度誤差が生じてしまう。そこで、位相誤差による速度推定誤差の影響を補正する方式を採用した。第3図は、正転時の位相誤差と速度起電力の例である。位相誤差 $\Delta\theta$ の生じ方によって e_γ の符号や大きさが変化することが分かる。これを利用して、式(4)を用いて速度起電力から補正した推定速度 ω_1 を求める。

$$\omega_1 = \frac{e_\delta - e_\gamma \cdot \lambda_1 \operatorname{sgn}(\hat{\omega})}{\phi_d} \dots\dots\dots(4)$$

λ_1 : 正のゲイン

さらに式(4)で求めた速度にLPF（低域通過フィルタ）を通して、制御に用いる推定速度 $\hat{\omega}$ を得る。LPFは外乱成分を抑制する目的であるため、その帯域は速度が低下するにつれて通過帯域を低下させるような可変ゲインとした。



第3図 正転時の推定位相誤差と γ 軸速度起電力成分の関係

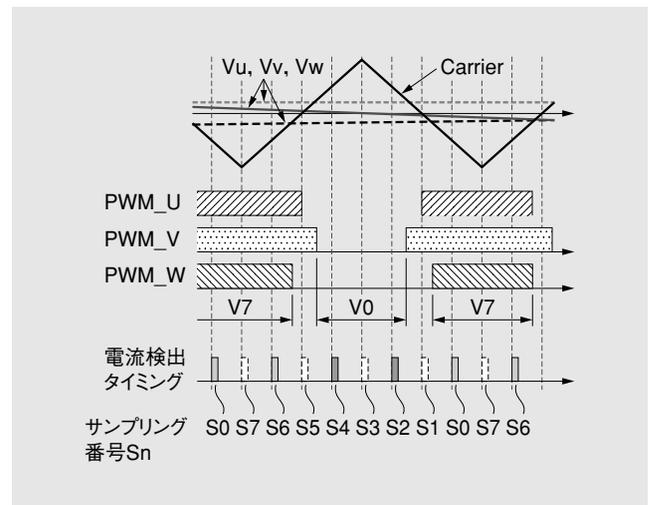
位相誤差が負であれば e_γ は正となり、逆に位相誤差が正であれば e_γ は負となることが確認できる。 e_γ が正の時は推定速度を下げるように、負の時は推定速度を上げるようにすれば良い。

2.2 電流微分検出方法

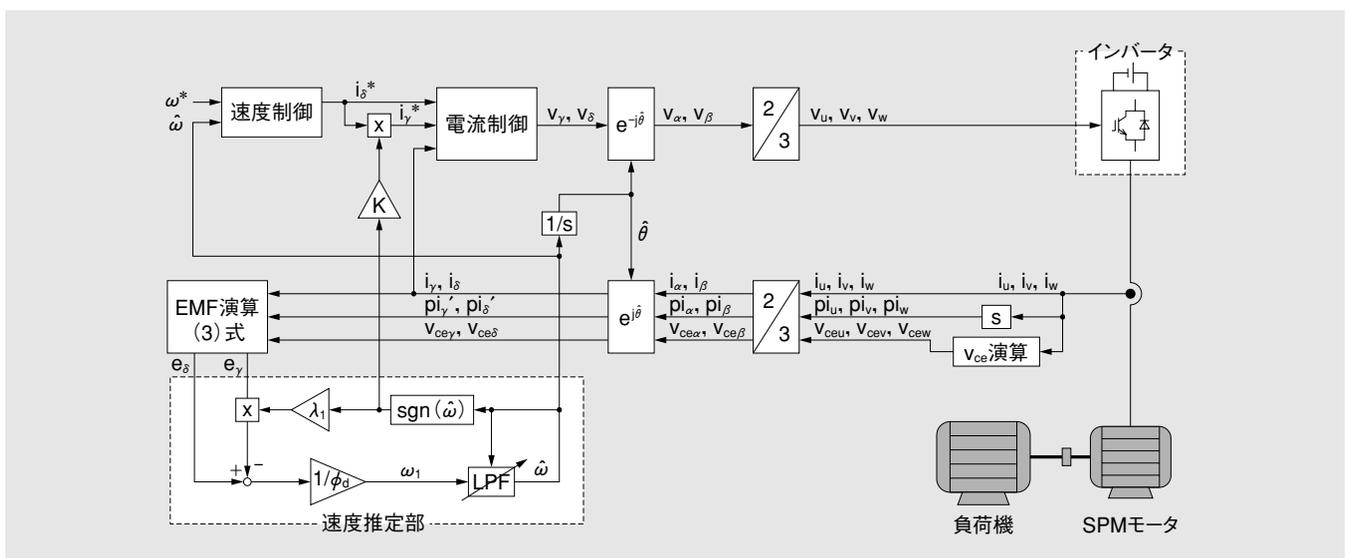
第4図に零電圧ベクトル期間と電流検出タイミングを示す。零電圧ベクトル期間は、三角波キャリア信号の頂点付近で生じ、低速時は電圧指令が小さく、零電圧となる期間も長いため、1回の零ベクトル期間中に複数時刻の電流検出が可能である。そこで、この零ベクトル期間における、S0とS7、S4とS2のタイミングで検出した電流値からその時間差分により電流微分値を得ることとした。

3. 実機による検証結果

センサレスベクトル制御を構築し、実機検証した。第5図に全体制御ブロック図を示す。 δ 軸電

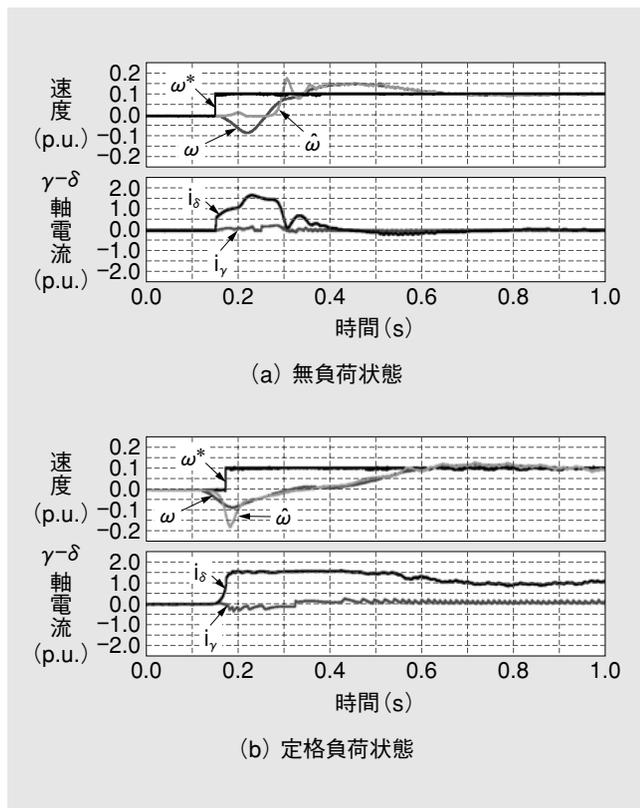


第4図 零電圧ベクトル期間と電流検出タイミング
PWMの零電圧ベクトル期間と電流検出タイミングを示す。キャリア頂点付近で零電圧ベクトル期間となり、その期間中に検出した電流値の時間差分で電流微分値を得る。



第5図 全体制御ブロック

実機検証時に構築した制御ブロックを示す。モータは非突極のSPMモータであり、負荷機として誘導機がカップリングされている。



第6図 始動特性

無負荷条件と負荷条件での始動特性を示す。無負荷状態であっても初期磁極位置を推定していないため始動時に逆転する可能性があるが、直ぐに正転方向に復帰できる点が特長である。

流指令は、速度制御部が出力するトルク指令に比例した電流値を入力している。γ軸電流指令にδ軸電流指令の0.1~0.5倍程度のゲインを掛け（実験時は0.1）、さらに推定速度 $\hat{\omega}$ の回転方向（正転・逆転）によって符号を切り替えていることがこの方式のポイントである。もし始動時の電流位相が磁極位相と同相ならばトルクは発生しないが、推定速度が零付近であるため、その極性も正負に切り替わりやすい。速度の極性が切り替わるとγ軸電流指令の極性も切り替わるため、電流位相が変化して何らかのトルクを生じさせることができる。

第6図に、速度指令を0.1p.u.に設定し、無負荷条件と負荷条件での始動特性を示す。(a)は無負荷で始動した時の応答であり、(b)は始動と同時に負荷機にトルク指令を与えて重負荷を模擬した時の応答である。初期磁極位置推定を行っていないため、(a)では無負荷であっても逆転をすることがあるが、0.1p.u.以下の速度にしか達しておらず、0.1

~0.2s後には正転方向へ復帰している。また、(b)は始動直後にトルク不足のため負荷から逆転させられているが、このときでも脱調することなく0.2s以降では正転方向に復帰できている。

4. む す び

本稿では、突極性の少ないSPMモータに適用できる始動及び低速域の位置センサレス方式を紹介した。微少逆転を許容できれば、始動時の磁極位置が不明であっても始動可能である。本方式は、突極性（高周波特性）や磁気飽和特性などのPMモータに関する制約を削減できるため、実用的な方式であり、センサレス制御の用途拡大が期待できる。

・本論文に記載されている会社名・製品名などは、それぞれの会社の商標又は登録商標である。

《参考文献》

- (1) M. Janson, L. Harnfors, O. Wallmark, and M. Leksell: "Synchronization at Startup and Stable Rotation Reversal of Sensorless Nonsalient PMSM Drives", IEEE Trans. IE, Vol.53, No.2, 2006, pp.379-387
- (2) 細萱悠児・久保田寿夫: 「高周波成分を重畳しないIPMSMの磁極位置推定における零速度に関する考察」, 平21年産業応用部門大会, 1-115, 2009, pp.I605-I606

《執筆者紹介》



滝口昌司 Masashi Takiguchi
パワーエレクトロニクス製品の開発に従事



山本康弘 Yasuhiro Yamamoto
パワーエレクトロニクス製品の研究開発に従事