

出力電力推定値に基づく瞬時速度推定を適用した PM モータの速度制御システム

勝又 洋樹* 近藤 正示 (長岡技術科学大学)

Speed Control System of PM Motor Using a Speed Estimation Based on Output Power Estimate

Hiroki Katsumata* and Seiji Kondo (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a speed control system of PM motor using a speed estimation based on output power estimate. The method calculates revolution speed using dividing output power by torque estimate. The torque is estimated by cross product of stator flux vector and current vector, and output power is derived subtracting copper loss and magnetic energy variation of inductance from input power. By doing this, the revolution speed can be estimated with high accuracy even in transient state that d-axis and q-axis current is nonconstant. This method was applied to speed control system with low resolution encoder, and then the validity was confirmed by simulation and experimental results.

キーワード：PM モータ，出力電力，過渡状態，速度推定，低分解能エンコーダ

(PM motor, output power, transient state, speed estimation, low resolution encoder)

1. はじめに

永久磁石同期電動機 (PM モータ) は小型で高効率な電動機として産業界で広く用いられている。PM モータのトルクを高性能に制御するためには回転子磁極位置に応じて適切に電流を流す必要があり，この回転子位置情報を得るためレゾルバやエンコーダといった位置センサが用いられる。しかし，近年では省スペース化，低価格化，信頼性向上などの要求が高まり，それに伴って様々な位置センサレス駆動法が研究・提案されている。位置・速度を推定する手法は，速度起電力などの駆動状態に応じて変化する状態量を用いる手法と，高周波電圧，電流に含まれる回転子位置情報を用いる手法に大別され，それぞれ数多くの研究成果が報告されている^{(1)~(6)}。

筆者らは，過渡状態でも比較的簡単に推定できる出力電力に着目し，その値から PM モータの回転速度を推定する手法を研究している⁽⁷⁾。本文では，この手法を電気角で 120° 分解能のエンコーダを有する制御システムに適用し，推定した瞬時速度と低分解能エンコーダから得られる平均速度を組み合わせることによって本手法の有効性を確認したので報告する。

2. 位置・速度推定法

(2-1) 座標系の定義

図 1 に本稿で用いる座標系の定義を示す。 d - q 軸は回転子の磁極位置方向を基準とした回転座標系， α - β 軸は固定子

上の二相直交座標系， γ - δ 軸はコントローラ内で用いる推定 d - q 座標系である。

ここで， ω_{re} : 電氣的角速度， $\hat{\omega}_{re}$: 電氣的推定角速度， θ_{re} : 回転子電氣的位置， $\hat{\theta}_{re}$: 回転子電氣的推定位置， $\Delta\theta_{re}$: 位置推定誤差

(2-2) 出力電力推定原理

PM モータへの入力電力は(1)式で表わされる。

$$P_{in} = P_R + P_{out} + P_{\psi} \dots\dots\dots(1)$$

ここで， P_{in} : 入力電力， P_R : 銅損， P_{out} : 出力電力， P_{ψ} : インダクタンスの磁気エネルギーの時間微分量

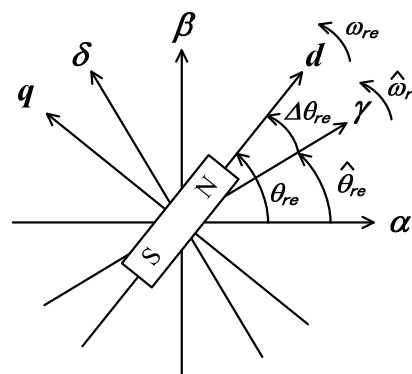


図 1 座標系の定義

Fig.1. Definition of coordinates.

(1)式の P_{in} , P_R , P_{out} , P_ψ はそれぞれ以下のように表わされる。

$$P_{in} = \vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \dots\dots\dots (2)$$

$$P_R = R_a \left(\vec{i}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \dots\dots\dots (3)$$

$$P_{out} = \vec{e}_{\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \dots\dots\dots (4)$$

$$P_\psi = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \left(\vec{\psi}_{i_{\alpha\beta}} \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \right) \dots\dots\dots (5)$$

ただし各状態量は全て α - β 座標上で表わしており, それぞれ

$\vec{v}_{\alpha\beta}$: 印加電圧ベクトル, $\vec{i}_{\alpha\beta}$: 電流ベクトル

R_a : 電機子抵抗, $\vec{e}_{\alpha\beta}$: 速度起電力ベクトル

$\vec{\psi}_{i_{\alpha\beta}}$: 電機子電流が作る磁束ベクトル

また, $\vec{e}_{\alpha\beta}$, $\vec{\psi}_{i_{\alpha\beta}}$ をそれぞれ d - q 座標上で表わすと

$$\vec{e}_{dq} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d + \omega_{re} \psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

$$\vec{\psi}_{i_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} \psi_{id} \\ \psi_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (7)$$

一方, P_ψ は P_{out} を用いて次式のようにも表せる。

$$P_\psi = \vec{\psi}_{i_{\alpha\beta}} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} + P_{out} \dots\dots\dots (8)$$

(8)式を(1)式へ代入することにより, P_{out} に関する次式を導出できる。

$$P_{out} = \frac{1}{2} \left(P_{in} - P_R - \left(\vec{\psi}_{i_{\alpha\beta}} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \right) \dots\dots\dots (9)$$

固定子鎖交磁束ベクトルは, 印加電圧から電機子抵抗での電圧降下分を引いた値を積分することで得ることができる。ただし, PM モータの場合は永久磁石の磁束を初期値として考慮しなければならない。

$$\vec{\psi}_{o_{\alpha\beta}} = \int (\vec{v}_{\alpha\beta} - R_a \vec{i}_{\alpha\beta}) dt + \vec{\psi}_{m_{\alpha\beta}|_{t=0}} \dots\dots\dots (10)$$

ここで, $\vec{\psi}_{m_{\alpha\beta}|_{t=0}}$ は停止時における PM モータの固定子鎖交磁束ベクトルであり, 大きさは永久磁石の磁束値 ψ_m , 位相は回転子の初期位置角である。

(10)式で得られる磁束ベクトルは, d - q 座標上で表わすと

$$\vec{\psi}_{o_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} \psi_{od} \\ \psi_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d i_d + \psi_m \\ L_q i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

となる。図2に, d - q 座標上で観測した場合の各磁束のベクトル図を示す。この $\vec{\psi}_{o_{\alpha\beta}}$ を用いると, (9)式は次のように表すことができる。

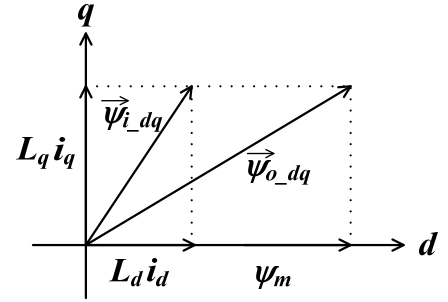


図2 各磁束ベクトルの関係

Fig.2. Relationship of each flux vector.

$$P_{out} = \frac{1}{2} \left(P_{in} - P_R - \left(\vec{\psi}_{o_{\alpha\beta}} \cdot \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} - \psi_m \frac{d}{dt} i_d \right) \right) \dots\dots (12)$$

$\vec{\psi}_{i_{\alpha\beta}}$ を直接的に推定することは困難であるため, (12)式に基づいて P_{out} を推定する。

〈2・3〉 速度・位置推定原理

本手法では, 次式に基づき, 出力電力をトルクで除算することによって回転速度を推定する。

$$\omega_{rm} = \frac{P_{out}}{T_{rq}} \dots\dots\dots (13)$$

ただし, T_{rq} は PM モータの発生トルクであり, 極対数を P_n とすると次式から算出できる。

$$T_{rq} = P_n \left(\vec{\psi}_{o_{\alpha\beta}} \times \vec{i}_{\alpha\beta} \right) \dots\dots\dots (14)$$

また, 回転子位置は, その初期位置が既知ならば速度を積分することによって得ることができる。

$$\theta_{re} = \int \omega_{re} dt + \theta_{re}|_{t=0} \dots\dots\dots (15)$$

3. 制御システム

〈3-1〉 速度制御ブロック図

図3に, 本手法を適用した PM モータの速度制御ブロック図を示す。その構成は速度制御偏差の PI 制御出力をトルク分電流指令値とする一般的なベクトル制御であり, 速度フィードバック量として推定速度を用いる。また, 本研究では電気角で 120° の分解能を有するエンコーダを想定しており, この低分解能エンコーダによって定期的に θ_{re} の真値 (θ_{re_ENC}) を得ることができる。低分解能エンコーダによって正しい θ_{re} が得られた場合, $\hat{\theta}_{re}$ を強制的に θ_{re_ENC} にセットする。

〈3-2〉 トルク, 出力電力推定ブロック図

図4に, トルク, 出力電力を推定するためのブロック図を示す。ただし, s は微分演算子である。

まず, (10)式から固定子鎖交磁束ベクトル $\vec{\psi}_{o_{\alpha\beta}}$ を推定する。ここでは, 回転子の初期位置は既知とし, また, 印加電圧情報の代わりに電圧指令値 $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ を用いる。 $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ から電機子抵抗での電圧降下分を引いた値を $\vec{e}_{\alpha\beta}'$ とすると, これ

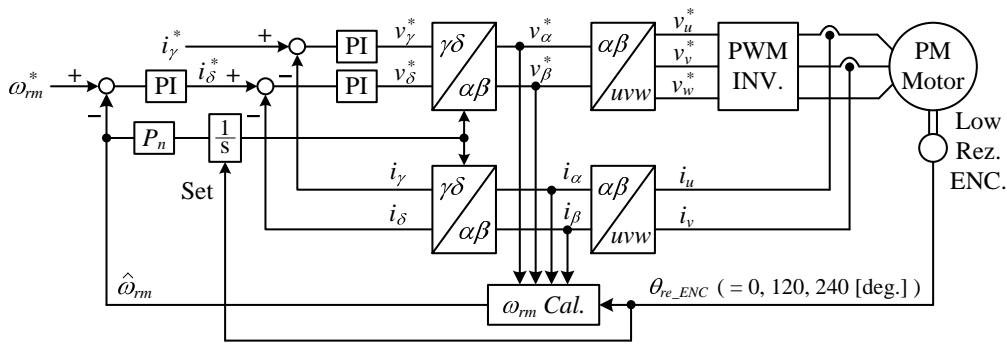


図3 速度制御ブロック図

Fig.3. Speed control block diagram.

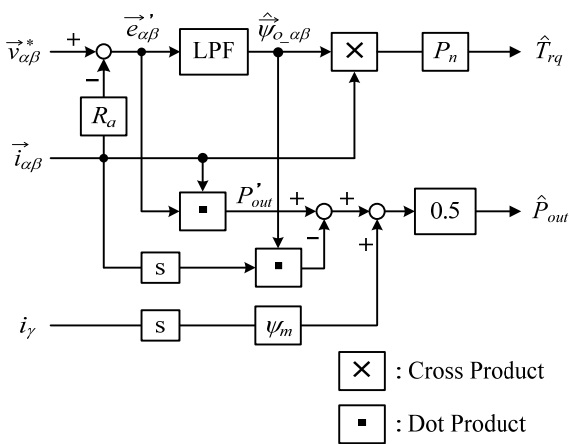


図4 トルク，出力電力推定ブロック図

Fig.4. Block diagram of torque and output power estimation.

を積分することで $\hat{\psi}_{o_a\beta}$ が得られる。しかし、純積分を用いると $\hat{v}_{a\beta}^*$ や電流センサなどに存在する DC オフセットによって推定結果が発散してしまう恐れがあるため、一次遅れ LPF による近似積分を用いる。近似積分器はその時定数を 1.0 に選ぶことにより、周波数 $f \geq 1/(2\pi)$ の信号に対して純積分とほぼ同等の動作をする。また、それでも残ってしまう DC 成分を除去するため、駆動周波数成分に影響を及ぼさないよう選択した、カットオフ周波数の小さい HPF を磁束推定値に適用する。

こうして推定した $\hat{\psi}_{o_a\beta}$ と $\hat{i}_{a\beta}$ の外積を演算し、極対数を乗じることで PM モータのトルク T_{rq} を推定する。

一方、 $\hat{e}_{a\beta}$ と $\hat{i}_{a\beta}$ の内積を演算し、これを補正前の出力電力 P'_{out} とする。 P'_{out} は定常状態において P_{out} と等しくなるが、過渡状態では P_{ψ} がゼロとならないためこれを考慮する必要がある。よって、 $\hat{\psi}_{o_a\beta}$ と電流微分ベクトル $d\hat{i}_{a\beta}/dt$ の内積、 γ 軸電流の微分値を計算し、(12)式に基づいて P_{out} を推定する。

〈3-3〉 速度推定

ω_m は、推定した P_{out} , T_{rq} を用いて(13)式より推定する。このとき、 $1/T_{rq}$ の演算には作成した逆数テーブルを用いる。

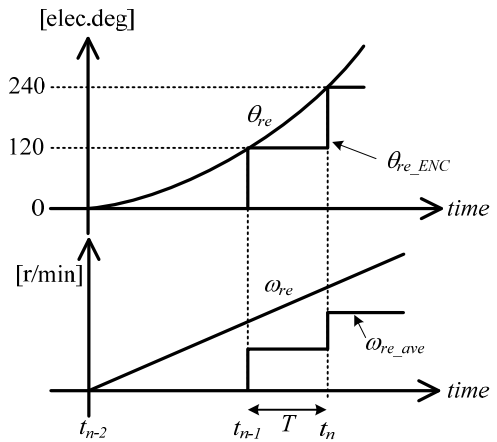


図5 低分解能エンコーダから得られる情報

Fig.5. Information available from low resolution encoder.

また、ノイズの影響を低減するため、算出した ω_m に LPF を適用する。

〈3-4〉 低分解能位置情報の利用

図5に、低分解能エンコーダから得られる位置、速度情報を示す。このエンコーダからは、電気角で 120° 通過毎に電気的位置真値と回転子の電気的平均速度 ω_{re_ave} が得られる。この区間の通過に要する時間を T とすると、 ω_{re_ave} は次式から算出できる。

$$\omega_{re_ave} = \frac{1}{T} \cdot \frac{2\pi}{3} \dots \dots \dots (16)$$

この ω_{re_ave} は定常時に電気的実速度と等しくなるが、加減速時には電気的実速度との間に必ず誤差が生じる。

一方、 P_{out} と T_{rq} の除算から推定した ω_m は、 P_{out} , T_{rq} が大きくなる加減速駆動中や負荷を印加したときに推定精度が良くなり、これらの状態量が小さくなる無負荷の定常状態といった駆動状況では推定精度が劣化することが予想される。

そこで、これら2つの速度情報を組み合わせる。両者の特長を組み合わせるため重み係数 α を定義し、この α を用

いて速度情報の合成を行う。

$$\alpha = \left(1 - \left| \frac{\omega_{rm}^* - \hat{\omega}_{rm}}{\omega_{rm}^*} \right| \right)^2 \dots\dots\dots (17)$$

ただし、 α が 0.81 より大きい場合は、 α を強制的に 1.0 にセットする。これは定常状態において、 P_{out} 、 T_{rq} が小さいと極端な値を取る可能性がある ω_{rm_est} の影響を緩和するための条件である。この α を用いて、速度を次式のように推定する。

$$\hat{\omega}_{rm} = (1-\alpha) \cdot \omega_{re_est} + \alpha \cdot \omega_{re_ave} \dots\dots\dots (18)$$

ここで、 ω_{rm_est} は(13)式から推定した瞬時速度である。

図 6 に、 $\omega_{rm}^* = 500$ [r/min] の場合における、 $\hat{\omega}_{rm}$ に対する α のグラフを示す。図 6 からわかるように、 α は $\hat{\omega}_{rm}$ が ω_{rm}^* に近いほど 1.0 に近い値をとる。これによって、過渡状態では ω_{rm_est} に、定常状態では ω_{rm_ave} に重きを置いて $\hat{\omega}_{rm}$ を算出することになる。

4. 提案法の有効性の検証

〈4-1〉 シミュレーション結果

エンコーダ付ベクトル制御をしている状態で、各状態量の推定を行った。図 7 に、無負荷状態において、速度指令値を 0 → 200 [r/min] へとステップ状に与えたときの推定結果を示す。図 7 より、加速時において速度推定誤差が 50 [r/min] 以内で推定できていることがわかる。この速度推定誤差は、主に近似積分を用いているために生じる磁束推定誤差に起因している。また、過渡状態でも出力電力を良く推定できていることや、定常状態では速度推定精度が劣化してしまうことも確認できる。

無負荷駆動状態で 200 → 500 [r/min] のステップ指令を与えたときの速度応答についてシミュレーションを行った。図 8 に提案法で速度制御した場合、図 9 に低分解能エンコーダのみで速度制御した場合の速度ステップ応答を、それぞれ示す。低分解能エンコーダのみの場合では 120 [msec] で指令値に追従しているのに対し、提案法では 100 [msec] と短くなっており、提案法の有効性が確認できる。また、定常時でも速度推定誤差が 5.0 [r/min] 以内に収まっており、2 つの速度情報の特長がうまく組み合わせられていることがわかる。

〈4-2〉 実験結果

図 10 に、実験システムの構成を示す。制御システム部は DSP (TI 社製 TM320C6713) を中心に構成されており、PWM 信号は三角波キャリア比較方式にて生成される。供試モータは埋込型永久磁石同期電動機 (富士電機社製 GMF1075A) であり、表 1 にそのパラメータを示す。供試モータには 1000 [pulse/rev.] のエンコーダが設置されており、提案法で制御を行う場合にはこれにソフトウェアで低分解能処理を施すことによって電気角で 120° 分解能という位置情報を得る。

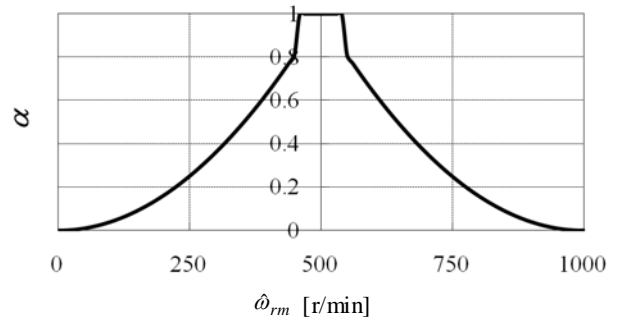


図 6 $\omega_{rm}^* = 500$ [r/min] における α の特性

Fig.6. Characteristic of α at $\omega_{rm}^* = 500$ [r/min].

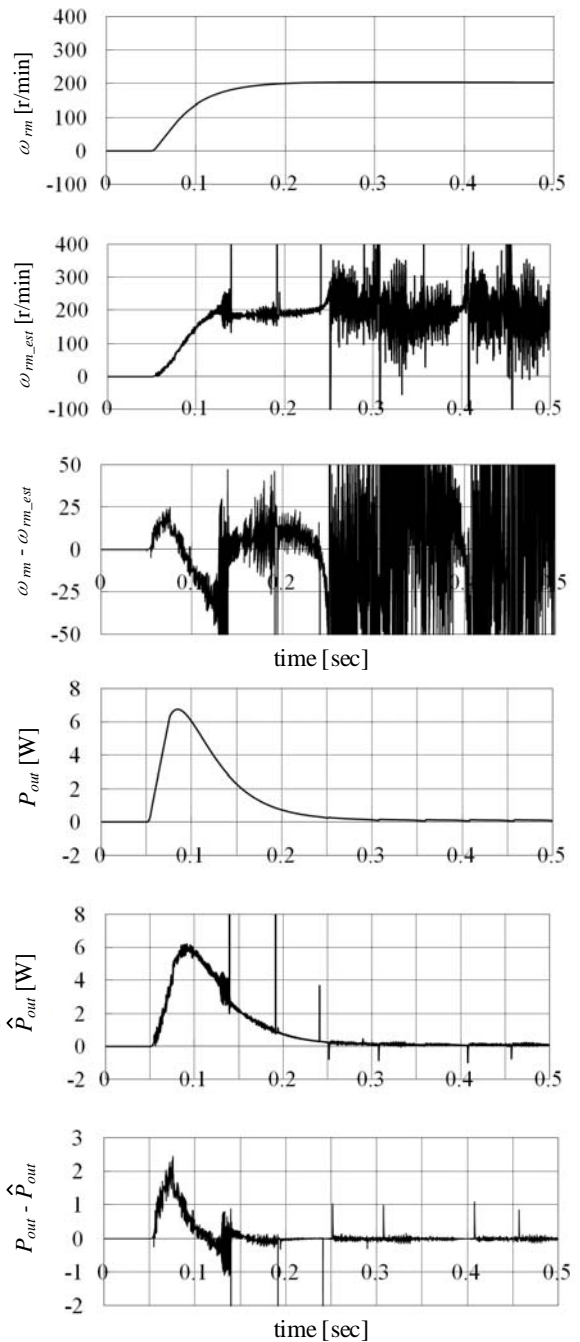


図 7 ω_{rm_est} の推定結果 (シミュレーション)

Fig.7. Estimation result of ω_{rm_est} (simulation).

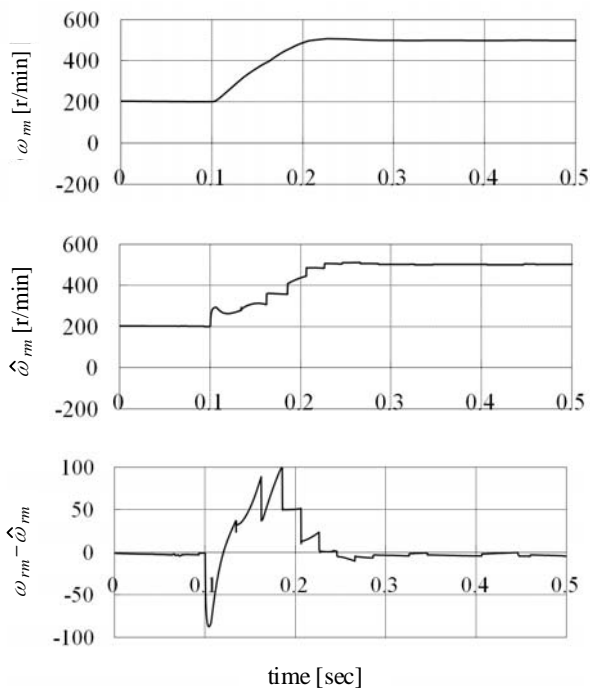


図8 速度ステップ応答 (提案法)

Fig.8. Speed control result (proposed method).

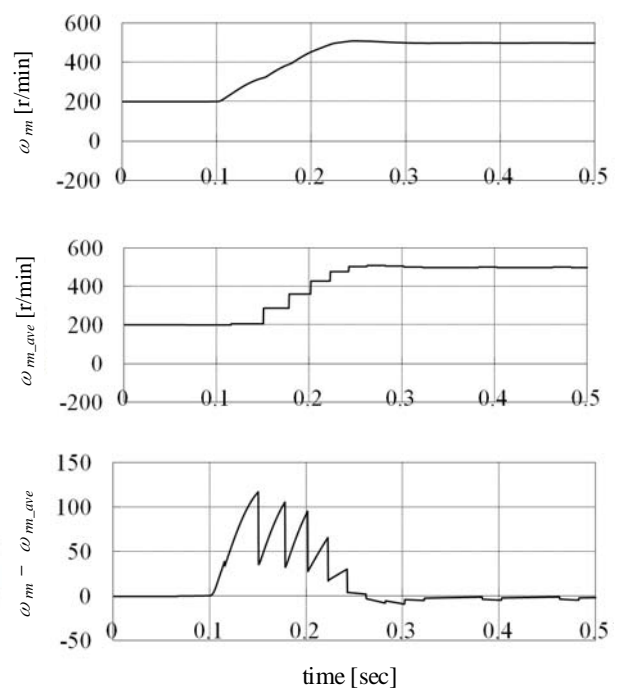


図9 速度ステップ応答 (低分解能エンコーダのみ)

Fig.9. Speed control result (only low resolution encoder).

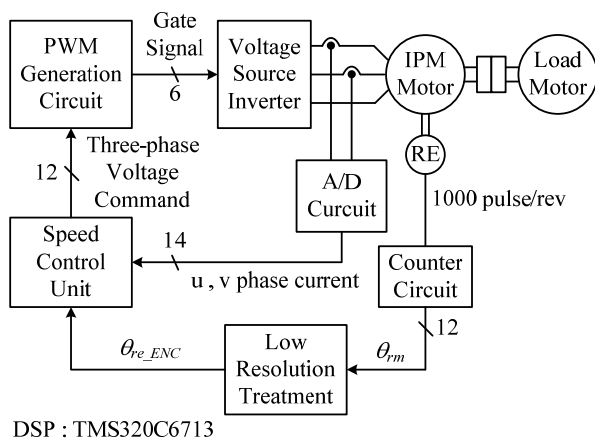


図10 実験システム

Fig.10. Experimental system.

表1 モータパラメータ

Table 1. Motor parameters

Rated power	100 [W]	Poles	4
Rated speed	1500 [r/min]	Stator resistance	14.8 [Ω]
Rated torque	0.524 [Nm]	d-axis inductance	0.245 [H]
Rated voltage	200 [V]	q-axis inductance	0.485 [H]
Rated current	0.7 [A]	Field flux linkage	0.306 [Wb]

エンコーダ付ベクトル制御をしている状態で、提案法によって ω_m の推定のみを行った。図 11 に、無負荷状態において、速度指令値を 0 [r/min] \rightarrow 200 [r/min] とステップ状に与えたときの実験結果を示す。合成速度 $\hat{\omega}_m$ と低分解能エンコーダより算出される $\omega_{m,ave}$ を比較すると、 $\omega_{m,ave}$ では ω_m との誤差が最大で 175 [r/min] あるのに対し、 $\hat{\omega}_m$ は最大誤差が 60 [r/min] 程度に低減できており、本手法の有効性が確認できる。また、 $\omega_{m,est}$ を見ると、加速中は P_{out}, T_{rq} が大きいと極端な値をとることなく速度情報を得られていることがわかる。しかし一方で、過渡状態でも $\omega_{m,est}$ の値が実速度と大きく異なってしまう。これは、磁束の推定誤差が無視できないほどに大きいことが原因である。図 12 に、図 11 と同条件で観測した固定子鎖交磁束の推定結果を示す。図 12 から、徐々に減衰していつているものの、始動直後に本来は存在するはずのない大きな DC オフセットが生じていることがわかる。HPF は、時定数に従って入力信号に存在する DC 成分を減衰させるため、カットオフ周波数が小さいとその除去に時間を要する。ゆえに、磁束の DC 成分を除去するまでは P_{out}, T_{rq} が正しく推定できず、結果的に速度推定精度が劣化してしまったと考えられる。

5. おわりに

本論文では、出力電力に着目した瞬時速度の推定法を示し、その有効性についてシミュレーションと実機実験から検討した。本手法は過渡状態でも良好に速度を推定できること、また、提案法によって速度制御を行った場合、低分解能エンコーダのみによる制御結果よりも速度応答性が向上することをシミュレーションによって示した。実機実験

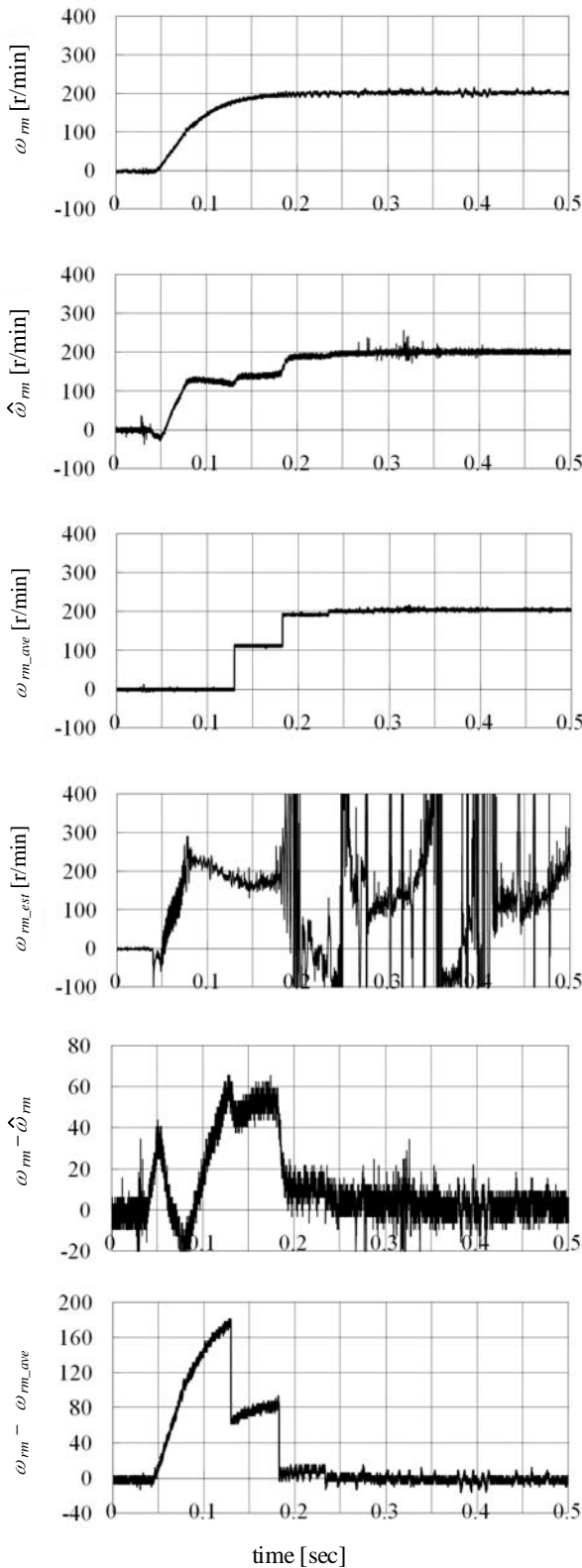


図 11 ω_{rm} の推定結果 (実験結果)

Fig.11. Estimation result of ω_{rm_est} (experimental result).

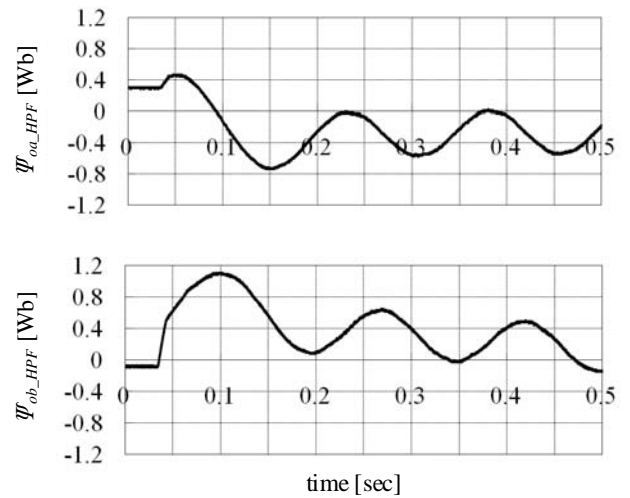


図 12 固定子鎖交磁束の推定結果

Fig.12. Estimation result of stator flux linkage.

にて本手法による速度推定を行ったが、過渡状態において磁束推定誤差が無視できないほど大きく、期待通りの推定結果が得られなかった。磁束の推定精度を向上させることで、速度推定精度を大きく改善できると考えられる。

文 献

- (1) T. Takeshita, M. Ichikawa, J. Lee, and N. Matsui : "Back EMF Estimation-Based Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives", *IEE Japan Trans.*, Vol.117-D, No.1, pp.98-104 (1997)
竹下隆晴・市川 誠・李 宙祐・松井信行 : 「速度起電力推定に基づくセンサレス突極形ブラシレス DC モータ制御」, 電学論 D, **117**, No.1, pp.98-104 (1997)
- (2) S. Morimoto, K. Kawamoto and Y. Takeda : "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", *IEE Japan Trans.*, Vol.122-D, No.7, pp.722-729 (2002)
森本茂雄・河本啓助・武田洋次 : 「推定位置誤差情報を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御」, 電学論 D, **122**, No.7, pp.722-729 (2002)
- (3) N. Kasa and H. Watanabe : "Position and Speed Sensorless Control Method for Salient-Pole Brushless DC Motor with Estimated Values Correction", *IEE Japan Trans.*, Vol.117-D, No.12, pp.1488-1494 (1997)
笠 展幸・渡辺博巳 : 「推定値補正機能を持つ突極形ブラシレス DC モータの位置・速度センサレス制御法」, 電学論 D, **117**, No.12, pp.1488-1494 (1997)
- (4) J. Oyama, T. Higuti, T. Abe, K. Ogawa, M. Mamo : "Position Sensorless Control of IPM Motor using PWM inverter Carrier Frequency Component", *IEE Japan Trans.*, Vol.122-D, No.5, pp.509-515 (2002)
小山 純・樋口 剛・阿部貴志・小川健二・Mengesha Mamo : 「PWM インバータのキャリア周波数成分を用いた IPM モータのセンサレス制御」, 電学論 D, **122**, No.5, pp.509-515 (2002)
- (5) S. Ogasawara, H. Kurokawa and H. Akagi : "A Position-Sensorless IPM Motor Drive System Using Detection of Circuit Variations", *IEE Japan Trans.*, Vol.123-D, No.6, pp.667-674 (2003)
小笠原悟司・黒川博之・赤木泰文 : 「新しい電流リップル検出回路を適用した位置センサレス IPM モータ駆動システム」, 電学論 D, **123**, No.6, pp.667-674 (2003)
- (6) H. Katsumata and S. Kondo : "A Study on Estimation Method of Mechanical Output Power of PM Motor", *Japan Industry Appl. Soc. Conf.*, No.5 pp.109-110 (2008)
勝又洋樹・近藤正示 : 「PM モータの機械出力の推定に関する検討」, 平 20 電気学会産業応用部門大会, No.5 pp.109-110 (2008)