

低分解能エンコーダと推定位置誤差補正を組み合わせた PM モータの速度制御法

安本 竜志* 近藤 正示 (長岡技術科学大学)

Speed Control of PM motor Using Method of Combining Low-Resolution Encoder with Estimation Position Error compensation
Ryuji Yasumoto*, Seiji Kondo, (Nagaoka University of Technology)

This paper describes a speed control of PM motor using method of combining low-resolution encoder whose resolution is 120 electrical degree and compensation speed which is made up of estimation rotor position error. The proposed method can drive steadier that driving method using only low-resolution encoder at low speed area. Estimation rotor position error is calculated from voltage command, current, estimation rotor speed and motor parameter. But parameter mismatch between controller and motor has an effect on speed control. And so, this method applies high pass filter on compensation speed. By doing this component of parameter mismatch will have hardly any influence on performance of the speed control.

キーワード：PMモータ，低分解能エンコーダ，ベクトル制御，推定位置誤差，パラメータミスマッチ
(PM motor, low resolution encoder, vector control, estimation position error, parameter mismatch)

1. はじめに

永久磁石同期電動機 (PMモータ) は高効率な電動機として産業分野において幅広く用いられている。PMモータを高性能なトルク，速度制御を行うためには磁極位置に応じて電流を制御する必要があり，エンコーダやレゾルバなどの位置検出器が用いられる。近年，省スペース化，低価格化などの要求から位置検出器を用いない位置センサレス制御が研究され，様々な手法が提案されてきている。しかしながら，位置センサレス制御法においてモータパラメータを用いる場合，コントローラ内で用いる値と実際の値の間にミスマッチが生じると制御性能の劣化することが考えられる。また，分解能の低い位置検出器を用いた正弦波駆動法も提案されてきている。電気角で 60° の分解能の位置センサとカウンタを用いた位置推定回路による手法⁽²⁾やPLLを用いて位相信号を作成し正弦波駆動する手法⁽³⁾，また電圧指令値振幅値と速度情報を利用して電圧進み角を定める手法⁽⁴⁾などが提案されている。

本研究では分解能が電気角で 120° のエンコーダ情報と，電圧指令値と電流値から推定される位置誤差成分より得られる速度補正を組み合わせた速度制御法を提案しており，シミュレーションによってその有用性を確認している⁽¹⁾。本稿では提案する手法において，突極形PMモータを用いて速度ステップ応答，負荷ステップ応答の実機実験を行い，良好な速度制御特性が確認できたので報告する。

2. 制御システム概要

2.1 座標系の定義

図 1 に本稿で用いる座標系の定義と磁極位置の関係を示す。 $\alpha - \beta$ 軸は2相固定座標， $d - q$ 軸は回転座標， $\gamma - \delta$ 軸はコントローラ内で用いる推定回転座標である。ここで，図中のパラメータを以下に示す。

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

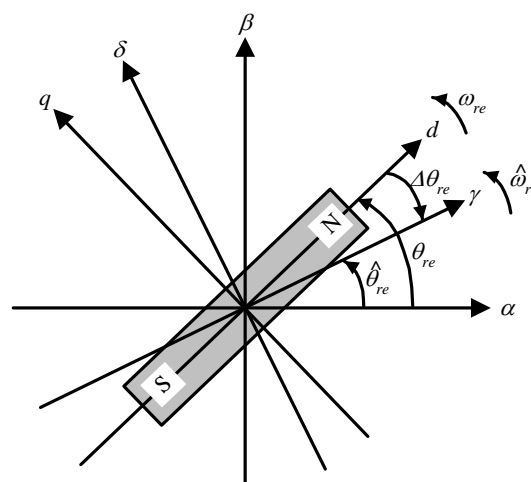


図 1 座標系の定義と磁極位置の関係

Fig.1. Definition of coordinates and relationship of pole position.

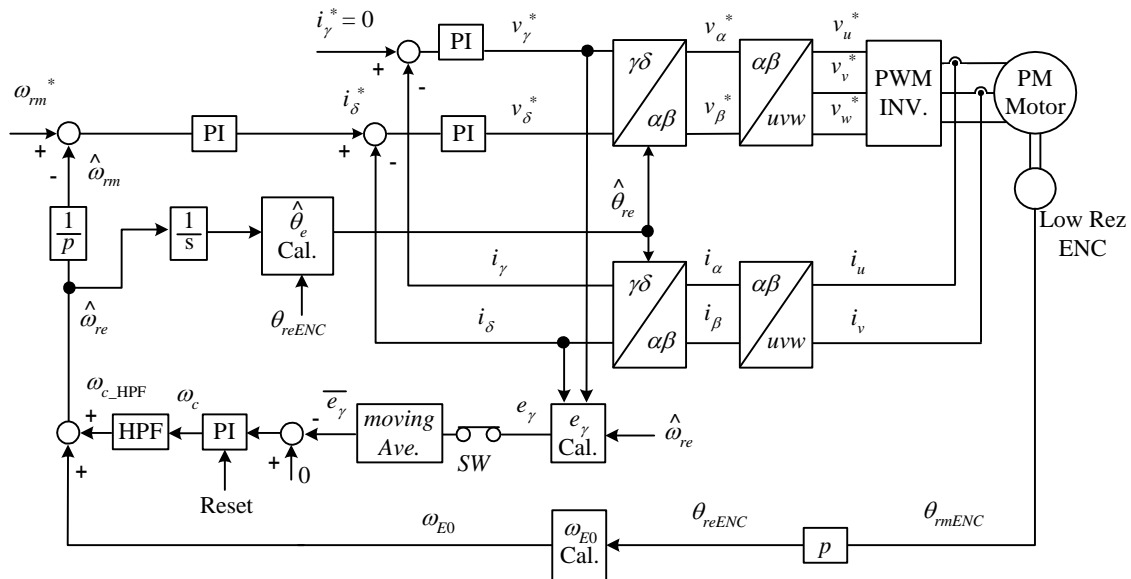


図2 制御ブロック図

Fig.2. Control block diagram.

2.2 制御ブロック図

図2に提案した制御ブロック図を示す。従来のPMモータのベクトル制御系に電気角で120°分解能の低分解能エンコーダを置き、その情報より計算される120°通過平均速度 ω_{E0} を計算する。また、 γ 軸電圧指令 v_γ^* 、 δ 軸電流 i_δ および推定角速度 $\hat{\omega}_{re}$ より推定位置誤差成分 e_γ を算出し、補正速度 ω_c を生成する。最終的にHPFを通した ω_{c_HPF} と ω_{E0} の組み合わせによって $\hat{\omega}_{re}$ を求める。また、 $\hat{\theta}_{re}$ はエンコーダから120°ごとに得られる回転子位置情報 θ_{reENC} と $\hat{\omega}_{re}$ を基に推定する。

3. 速度の推定

3.1 エンコーダ情報から算出される平均速度

図3に電気角で120°ごとのエンコーダ情報と、120°区間を通過する回転子の平均速度 ω_{E0} を示す。 ω_{E0} は区間を通過

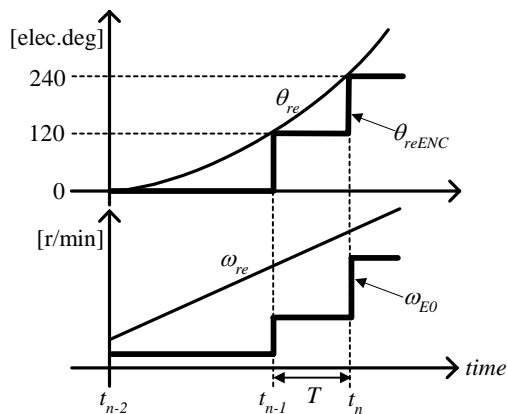


図3 低分解能エンコーダからの位置情報と平均速度

Fig.3. Position from low-resolution encoder and average speed.

する時間を T とすると(1)式のように計算できる。

$$\omega_{E0} = 2\pi \times \frac{120^\circ}{360^\circ} \times \frac{1}{T} = \frac{2\pi}{3T} \dots\dots\dots(1)$$

3.2 推定位置誤差成分から生成される補正速度

位置誤差成分より生成される補正速度 ω_c について述べる。埋め込み形永久磁石同期電動機(IPMモータ)の γ - δ 軸上での電圧電流方程式は(2)、(3)式で表せられる。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \hat{\omega}_{re} L_{\gamma\delta} + pL_\gamma & -\hat{\omega}_{re} L_\delta - pL_{\gamma\delta} \\ \hat{\omega}_{re} L_\gamma - pL_{\gamma\delta} & R - \hat{\omega}_{re} L_{\gamma\delta} + pL_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_{re}\psi \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta_{re} \\ \cos \Delta\theta_{re} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2)$$

$$\left. \begin{aligned} L_\gamma &= \frac{1}{2} \{ (L_d + L_q) - (L_q - L_d) \cos 2\Delta\theta_{re} \} \\ L_\delta &= \frac{1}{2} \{ (L_d + L_q) + (L_q - L_d) \cos 2\Delta\theta_{re} \} \\ L_{\gamma\delta} &= \frac{1}{2} (L_q - L_d) \sin 2\Delta\theta_{re} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3)$$

ここで、 v_γ, v_δ : 電機子電圧の γ, δ 軸成分、 i_γ, i_δ : 電機子電流の γ, δ 軸成分、 R : 電機子抵抗、 L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス、 ψ : 電機子鎖交磁束である。

(2)式において γ 軸について着目する。 $i_\gamma = 0$ で制御し、 v_γ を指令値 v_γ^* に置き換え、 $\cos 2\Delta\theta_{re} \cong 1, \sin 2\Delta\theta_{re} \cong 0$ として近似する。また、コントローラ内では L_q のノミナル値 L_{qn} を用いるとすると、パラメータミスマッチがないと仮定すれば γ 軸の $\Delta\theta_{re}$ の成分は(4)式のように近似的に求められる。

$$e_\gamma = v_\gamma^* + \hat{\omega}_{re} L_{qn} i_\delta = -\omega_{re}\psi \sin \Delta\theta_{re} \dots\dots\dots(4)$$

(4)式は図4に示す推定位置誤差 $\Delta\theta_{re}$ に伴い γ 軸に生じる速度起電力成分 e_γ であり、この成分を0に制御すれば $\Delta\theta_{re}$ を0

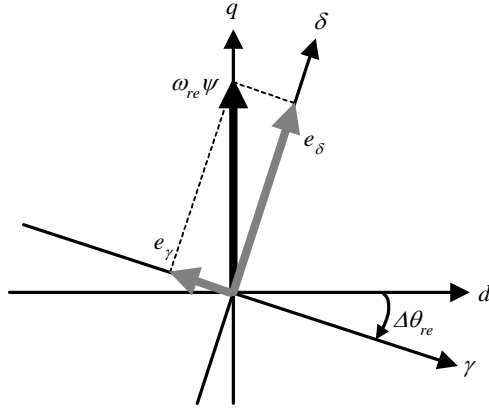


図4 速度起電力

Fig.4. Speed electromotive force.

にすることができる。本研究ではノイズ等の影響を抑制するため、移動平均した \bar{e}_γ を 0 に制御するPI制御器に入力し、その操作量を(5)式に示すように補正速度 ω_c とする。

$$\omega_c = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (0 - \bar{e}_\gamma) \dots\dots\dots (5)$$

(4)式を(5)式に代入すると(6)式ようになる。

$$\omega_c = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \omega_{re} \psi \sin \Delta\theta_{re} \dots\dots\dots (6)$$

3.3 エンコーダ情報が更新された瞬間について

位置の推定については後で述べるが、 θ_{reENC} が更新された瞬間 $\hat{\theta}_{re}$ は不連続的に変化してしまう。それに伴って(4)式の推定位置誤差成分を算出する際に無視していた項、特に微分項が表れる。そこで、図5に示すように e_γ 算出後のSWを θ_{reENC} が更新された瞬間からの微小期間オフし、その影響を回避する。

また、 ω_{E0} が更新されると、特に加減速時には ω_{E0} は図3に示すように階段状に変化し、補いたい速度が急峻に変化する。しかしながら、 ω_c のPI制御器の積分器には前区間の情報が積分されているため、 ω_c が急峻に変化できない。そこで、図5に示すように θ_{reENC} が更新された瞬間に ω_c のPI制御器の積分項を0にリセットする。

3.4 補正速度のHPF

(4)式の導出においては、コントローラ内で用いる L_{qn} と実際の L_q にミスマッチがない場合であり、算出したい $\Delta\theta_{re}$ の成分のみ算出できる。しかしながら、 L_q のミスマッチがある場合において e_γ は(7)式ようになり、第3辺第2項のパラメータミスマッチの成分が生じる。

$$e_\gamma = v_\gamma^* + \hat{\omega}_{re} L_{qn} i_\delta = -\omega_{re} \psi \sin \Delta\theta_{re} - \hat{\omega}_{re} (L_q - L_{qn}) i_\delta \dots\dots\dots (7)$$

(7)式を(5)式に代入すると、(8)式ようになり、 ω_c にパラメータミスマッチの成分である右辺第2項が表れる。

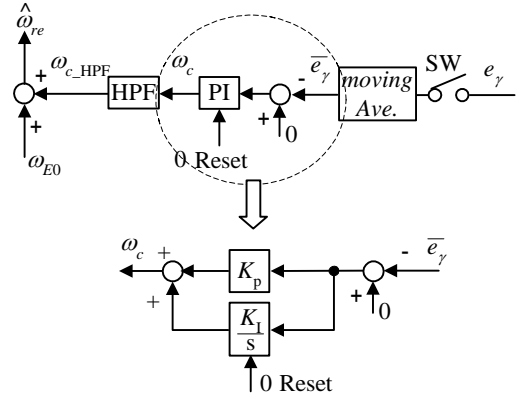


図5 SWオフと ω_c のPI制御器の0リセット

Fig.5. SW off and zero reset PI regulator of ω_c .

$$\omega_c = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \omega_{re} \psi \sin \Delta\theta_{re} + \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) \left\{ \hat{\omega}_{re} (L_q - L_{qn}) i_\delta \right\} \dots\dots\dots (8)$$

このパラメータミスマッチの成分は、(8)式からわかるように $\hat{\omega}_{re}$ 、 i_δ に依存しており、特に負荷トルクが定期的にかかった場合において ω_c への影響が大きくなり、速度制御への劣化が推測される。

図3に示すように θ_{reENC} が得られた瞬間においてエンコーダに誤差がないとすると推定位置誤差 $\Delta\theta_{re}$ はほぼ0にできる。また、上で述べたように補正速度のPI制御器の積分器はリセットされるので、 ω_c は ω_{re} の3倍周波数をもったのこぎり波状の成分として表れる。したがって、定期的に負荷トルクがかかっている場合において、(8)式の右辺第2項よりも右辺第1項の方が高周波成分をもつ。そこで、パラメータミスマッチ成分である(8)式の右辺第2項の影響を抑制するためHPFを用いる。HPFのカットオフ周波数 f_{cut} については、 ω_c が ω_{re} の3倍周波数をもっていることを考慮して、(9)式として設定する。なお、今回はHPFの帯域に余裕をもたせるため回転周波数の1/2としている。

$$f_{cut} = 3 \left(\frac{\hat{\omega}_{re}}{2\pi} \times \frac{1}{2} \right) \dots\dots\dots (9)$$

3.5 推定速度

推定速度 $\hat{\omega}_{re}$ は(1)式で示したエンコーダから得られる情報のみから計算される平均速度 ω_{E0} と、推定位置誤差成分から作成される補正速度 ω_c により作成される。 ω_c は(8)式で示したように、パラメータミスマッチの成分を抑制するため、HPFを通した ω_{c_HPF} を用いて ω_{E0} と組み合わせ、(10)式で表す。

$$\hat{\omega}_{re} = \omega_{E0} + \omega_{c_HPF} \dots\dots\dots (10)$$

4. 位置の推定

推定位置 $\hat{\theta}_{re}$ は図6に示すように120°ごとに得られる θ_{reENC} と、 $\hat{\omega}_{re}$ を低分解能エンコーダから最新のパルスがき

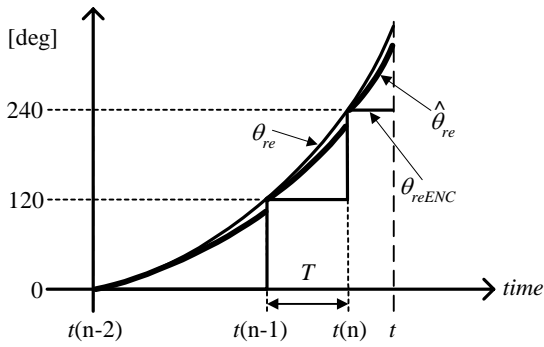


図 6 位置推定

Fig.6. Position estimate.

た時刻 $t(n)$ から現在の時刻 t まで積分したものを組み合わせて推定し、(11)式で表される。エンコーダから得られる θ_{reENC} によって電気角で 120° ごとに推定位置誤差 $\Delta\theta_{re}$ は0にできる。

$$\hat{\theta}_{re} = \theta_{reENC} + \int_{t(n)}^t \hat{\omega}_{re} dt \dots\dots\dots (11)$$

5. 実験結果

5.1 実験システム

図7に実験システム構成図を示す。コントローラ部はDSP (TI社製TMS320C6713)を中心にデジタル制御系で構成されている。供試モータは富士電機社製の埋め込み形永久磁石同期電動機を用い、表1にそのパラメータと定格を示す。供試モータには1000 pulse/revのエンコーダが設置されており、本実験システムではその情報より等価的に電気角で 120° ごとに得られる低分解能位置情報 θ_{reENC} を生成する。

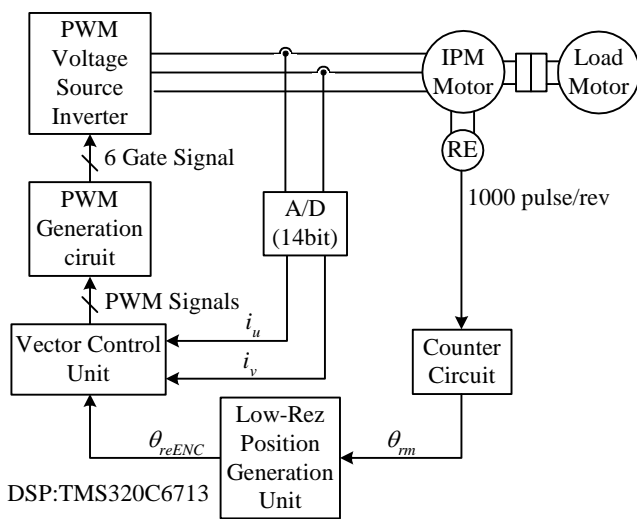


図 7 実験システム

Fig.7. Experimental system.

表 1 供試モータのパラメータと定格

Table 1. Parameters and rated of test motor.	
Field flux linkage: ψ_f	0.306 [Wb]
Armature resistance: R	14.8 [Ω]
d -axis inductance: L_d	0.248 [H]
q -axis inductance: L_q	0.485 [H]
Moment of inertia	0.00414 [kgm^2]
Rated power	100 [W]
Rated voltage	200 [V]
Rated current	0.7 [A]
Rated speed	1500 [rpm]
Number of poles	4 [pole]
Rated load torque	0.524 [Nm]
Salient pole ratio: L_q/L_d	1.98

5.2 補正速度の生成

まず、3章で示した補正速度の生成を実験で確認した。供試モータを低分解能位置情報のみで速度制御し、 e_γ および補正速度を確認する。フィードバック速度は(1)式のみで推定し、回転座標変換には線形外挿で求めた推定位置を用いる。ただし、 e_γ 算出時に用いる L_{qn} にミスマッチは設けていない。

400 r/min - 600 r/minの速度ステップ応答時に算出された e_γ および補正速度 ω_c の波形を図8に示す。この結果より、推定位置誤差に伴って e_γ 、 ω_c が算出できている。また、図9にHPFされる前の ω_c とHPFされた後の $\omega_{c,HPF}$ を示す。(8)式で示したように、パラメータミスマッチによる負荷時の定常誤差を抑制することはできるが、図9のように過渡時にはHPFによって補正したい速度成分が多少劣化する。

5.2 速度ステップ応答

図10, 11に速度指令値を250 r/min - 500 r/min - 250 r/minと変化させたときの速度ステップ応答の実験結果を示す。図10は速度補正なし、すなわち低分解能位置情報のみで駆動させた場合であり、図11は低分解能位置情報と速度補正を組み合わせた提案手法の実験結果である。波形は上から実際の回転子速度、推定回転子速度誤差、推定位置誤差、 δ 軸電流である。

図10の低分解能位置情報のみで駆動では250 r/minから500 r/minへの速度ステップはおよそ200 msほどで指令値に収束しているが、500 r/minから250 r/minへの減速においては減速して1.5 s後においても速度が振動していることがわかる。しかしながら、図11の低分解能位置情報と補正速度を組み合わせた場合には図10でみられた減速時の速度の振動が改善できており、提案手法の有効性が確認できる。

5.3 負荷ステップ応答

補正速度のHPFの有効性を確認するため、500 r/min一定速度運転時において、無負荷から負荷モータによっておよそ60%の負荷トルクをおよそ2秒間印加し、その後再び無負荷状態へとする負荷ステップ試験を行った。また、補正速度を生成するためのコントローラ内の演算で用いるモータパラメータ L_{qn} を実際の値 L_q の1/2に設定し故意にミスマッ

チを設けた。図 12 に補正速度のHPFなしにおける場合、図 13 に補正速度のHPFありにおける場合の実験結果を示す。波形は上から実際の回転子速度，推定回転子速度誤差，推定位置誤差， δ 軸電流である。

図 12 では(8)式で示したようにトルク成分電流 i_δ に，パラメータミスマッチの成分が依存するため，無負荷状態では指令通りの 500 r/minを保っているが，負荷トルクがかかると i_δ に依存してパラメータミスマッチの成分の影響を受け，定常的に速度誤差が生じている。一方，図 13 の補正速度にHPFを用いた場合では，負荷トルクがかかった状態において定常的な速度誤差が生じることなく指令通りの 500 r/min一定を保ち，位置誤差においても図 12 と比較して改善できており，パラメータミスマッチの成分の影響を抑制できていることがわかる。

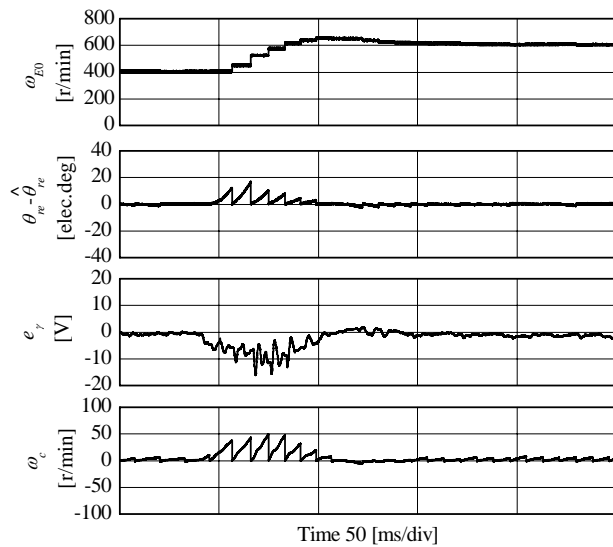


図 8 算出された e_γ および補正速度 ω_c
Fig.8. Calculated e_γ and compensation speed ω_c .

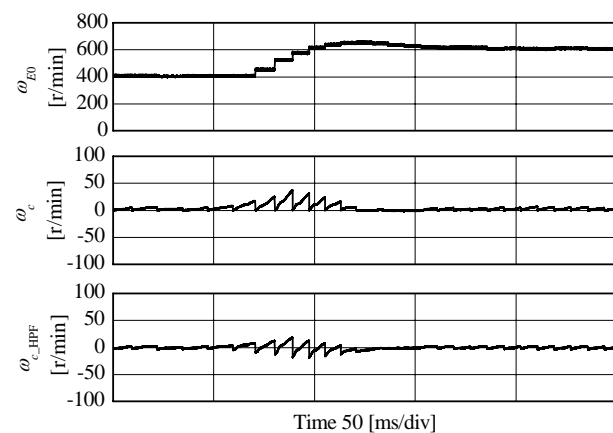


図 9 HPF される前と後の補正速度
Fig.9. Compensation speed without HPF and with HPF.

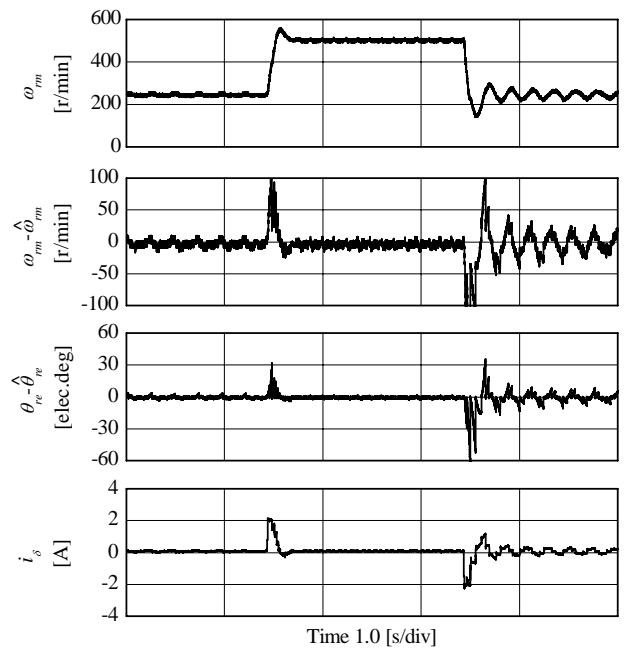


図 10 低分解能位置情報のみによる速度ステップ応答
Fig.10. Speed step response using only low resolution positional information.

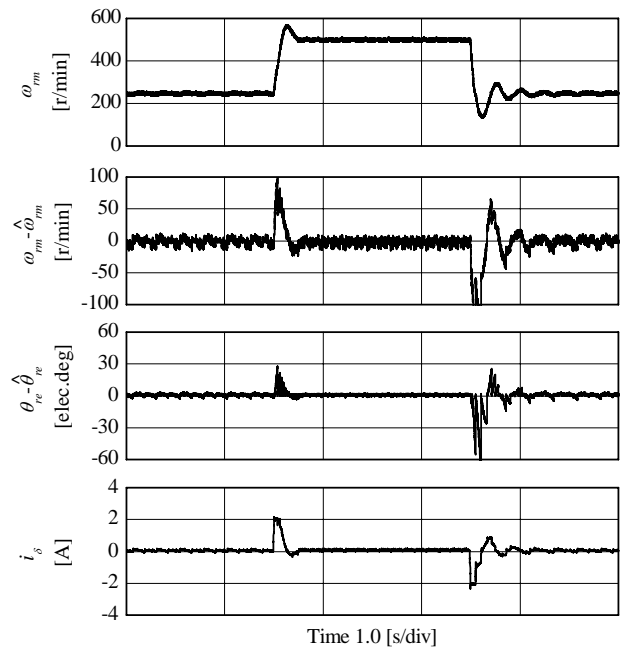


図 11 低分解能位置情報と補正速度による速度ステップ応答
Fig.11. Speed step response using low resolution positional information and compensation speed.

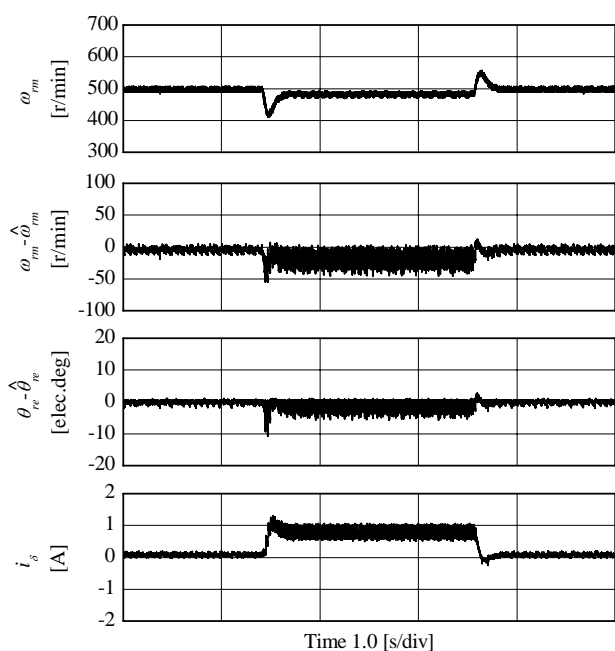


図 12 補正速度の HPF なしの場合における
負荷ステップ応答

Fig.12. Load step response without HPF of compensation speed.

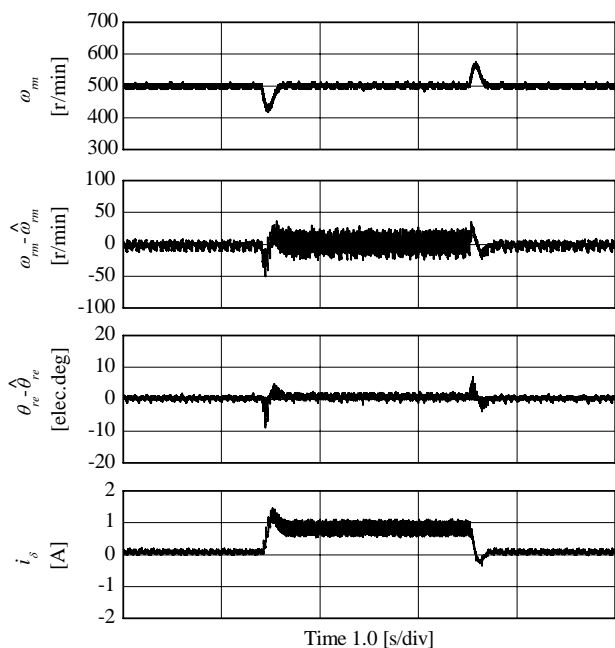


図 13 補正速度の HPF ありの場合における
負荷ステップ応答

Fig.13. Load step response with HPF of compensation speed.

6. おわりに

本論文では、電気角で 120° 分解能を有した低分解能エンコーダの情報と補正速度を組み合わせた PM モータの速度制御法を示し、実機実験を行った。実験より、低分解能エンコーダ情報に補正速度を組み合わせることにより、より低速で安定に運転ができることが確認できた。補正速度は推定位置誤差によって γ 軸に生じる速度起電力成分により生成できる。この成分を近似的に計算する際に必要となる q 軸インダクタンスのパラメータミスマッチの影響と依存関係を明らかにした。そのパラメータミスマッチの抑制法として補正速度に HPF を用いることによって定常的な速度誤差、位置誤差を抑制できることを負荷ステップ試験によって確認した。

文 献

- (1) R.Yasumoto and S. Kondo : "Study of a Hybrid Control of PM Motor Using Estimation Position Error and Low Resolution Encoder", *Japan Industry Appl. Soc. Conf.*, No.25 pp.247-250 (2006)
安本竜志・近藤正示 : 「推定位置誤差と低分解能エンコーダを用いた PM モータのハイブリッド制御の検討」, 平 18 電気学会産業応用部門全大, No.25 pp.247-250 (2006)
- (2) S. Morimoto, S. Nishimura and Y. Takeda : "PM Motor Drive System with Low Resolution Position Sensor", *T. IEE Japan*, Vol.118-D, No.1, pp.67-73 (1998)
森本茂雄・西村成正・武田洋次 : 「分解能の低い位置センサのみを用いた PM モータの正弦波駆動」, 電学論 D, Vol.118-D, No.1 pp.67-73 (1998)
- (3) Y. Notohara, T. Endo, H. Mikami, T. Ando and H. Horikawa : "Sinusoidal Current Drive System of Permanent Magnet Synchronous Motor with Low Resolution Position Sensor", *Japan Industry Appl. Soc. Conf.*, No.87 pp.571-576 (2001)
能登原保夫・遠藤常博・三上浩幸 : 「低分解能位置センサを用いた正弦波駆動システム」, 平 13 電気学会産業応用部門全大, No.87 pp.571-576 (2001)
- (4) Y. Tomigashi, S. Yamamoto and K. Kishimoto : "Simple Current Phase Control for Current Sensor-less Sinusoidal Drive System of Permanent Magnet Synchronous Motor with Low-resolution Position Sensor", *T. IEE Japan*, Vol.124-D, No.5, pp.486-493 (2004)
富樫仁夫・山本伸也・岸本圭司 : 「低分解能位置センサを用いた永久磁石同期モータの電流センサレス制御は駆動システムの簡易電流位相制御法」, 電学論 D, Vol.124-D, No.5 pp.486-493 (2004)
- (5) K. Sakamoto, K. Tobar, Y. Iwaji, and T. Endo : "Position Sensorless Control based on Error Reactive Power Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motors", *Japan Industry Appl. Soc. Conf.*, No.77 pp.309-310 (2005)
坂本潔・戸張和明・岩路善尚・遠藤常博 : 「瞬时无効電力の推定誤差を用いた永久磁石同期モータの位置センサレス制御」, 平 17 電気学会産業応用部門全大, No.77 pp.309-310 (2005)
- (6) S. Morimoto, K. Kawamoto and Y. Takeda : "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.5, 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, Vol.122-D, No.5 pp.722-729 (2002)
- (7) T. Takeshita, M. Ichikawa, J. Lee and N. Matsui : "Back EMF Estimation-Based Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives", *T. IEE Japan*, Vol.117-D, No.1, pp.98-104 (1997)
竹下隆晴・市川誠・李宙禾石 : 「速度起電力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, Vol.117-D, No.1 pp.98-104 (1997)