低分解能エンコーダと速度オブザーバを併用した PM モータの一速度制御法

正 員 大 石 潔 (長岡技術科学大学)

学生員 小 川 泰 明 (長岡技術科学大学)

正 員 百目鬼 英 雄 (オリエンタルモーター)

Speed Control Method for PM Motor using Speed Observer and Low Resolution Encoder

Kiyoshi Ohishi, Member, Yasuaki Ogawa, Student Member (Nagaoka University of Technology),
Hideo Dohmeki, Member (Oriental Motor)

This paper proposes a new speed control method for PM motor using a low resolution encoder and a speed observer. The servo system should be economical and simple. For this purpose, this paper realizes the high performance speed control system using a low resolution encoder, whose performance is nearly equal to the performance of speed servo system using a conventional optical encoder. The speed observer uses the information of motor current and motor voltage. The rotor position is calculated by the estimated value of speed observer. This observer has the influence of electrical parameter variation. This paper proposes the correction algorithm of both the voltage error of PWM Inverter and the electrical parameter variation. The experimental results and numerical simulation results point out that the proposed speed control system has the desired speed response, on condition of parameter variations and load torque perturbation.

キーワード : PM モータ、速度制御、速度オブザーバ、低分解能エンコーダ

1. はじめに

一般的に産業機器のモーションコントロールでは、速度制御の高性能化、制御装置の省コスト化が求められる。そこで、通常の光学式エンコーダでなく、ホール素子を流用した安価な低分解能エンコーダを用いることが考えられる。その際に、低速動作を行った場合、近年の制御系における演算速度の高速化により、制御周期の1周期内にエンコーダのパルスカウントが変化しない領域を増加させてしまい、結果として制御性能を著しく損なうことになる。

このような低速度領域にエンコーダ情報が著しく欠落する問題に対して、モータのトルク電流と外乱トルクの推定値を用いた瞬時速度オブザーバを用いることが提案されている⁽¹⁾。この瞬時速度オブザーバは機械系のパラメータ変動やモデル化誤差の影響を受けるので、1慣性系で慣性モーメントがきちんと把握できることが前提となる。しかしながら、慣性モーメントと外乱トルクの推定を行うことは構成が複雑になり且つ計算量も多くなる。

これに対して、モータの誘起電圧を用いて速度を推定する方法も提案されている⁽²⁾⁽³⁾。この方法は、電気的パラメー

タの変動、インバータの出力電圧誤差に対して推定速度が影響を受けるので、そのことを考慮しなければいけない。

本論文では、誘起電圧を用いた速度オブザーバと低分解能エンコーダを組み合わせたPMモータの速度制御を行う方法を提案する⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。また、インバータのデッドタイムとフォワードドロップを考慮して速度推定・位置推定を行う方法と、パラメータ変動等による速度推定誤差の修正法についても検討する。そして、シミュレーション及び実験によりその有効性を確認する。

2. 速度オブザーバ

永久磁石型同期モータのd-q座標上の電圧方程式は(1)式のように与えられる⁽⁷⁾⁽⁸⁾。(1)式のq軸上において機械角速度 ω_{rm} について導くと速度オブザーバの基本式は(2)式となる。また、 p は極対数である。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + sL_a & -\omega_{re}L_a \\ \omega_{re}L_a & R_a + sL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\omega_{rm}\Phi_{fe} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$\omega_{rm} = \frac{v_q - (R_a + sL_a)i_q}{p(L_a i_d + \Phi_{fe})} \dots\dots\dots (2)$$

q 軸電圧 v_q の情報を得る場合、永久磁石型同期モータの電源として電圧型 PWM インバータを用いているため、電圧を直接センサで計測することは困難である。そこで、q 軸電圧指令値 v_q^{cmd} を採用する。

また、(2) 式は微分演算を含むので、量子化ノイズの影響を考慮してローパスフィルタを挿入する。これより、速度オブザーバは (3) 式となる。ここで、 a は速度オブザーバの極に相当する。一方、位置情報が得られない場合に用いる推定位置は (4) 式により求められる。

$$\hat{\omega}_{rm} = \left\{ \frac{v_q^{cmd} - (R_a + sL_a)i_q}{p(L_a i_d + \Phi_{fe})} \right\} \cdot \frac{a}{s + a} \dots\dots (3)$$

$$\hat{\theta}_{rm} = \frac{1}{s} \hat{\omega}_{rm} \dots\dots\dots (4)$$

3. デッドタイムによる出力電圧誤差とその補正

一般に AC サーボモータは電圧型 PWM インバータによって駆動される。PWM インバータは、低速時、軽負荷時におけるデッドタイムの電流制御への影響が大きく、電流歪み、トルク脈動の一因ともなるため、その補償法について検討がされてきた⁽⁹⁾。

図 1 に線電流の極性に対する DC リンク仮想中性点と u 相間の電圧 V_{un} を示す。ただし、u 相の線電流 i_u の向きは負荷へ流れ込む方向を正としている。電圧指令に対して、実際の出力電圧は、 i_u が正の時には立ち上がり時に T_L 、立ち下がり時に T_S だけ遅れ、 i_u が負の時には立ち上がり時に T_S 、立ち下がり時に T_L だけ遅れる。

図 1 線電流の極性に対する出力電圧

Fig.1. Output voltage variation for direction of line current

以上のインバータのデッドタイム T_d と IGBT のフォワードドロップ電圧 V_{fd} とを一つにまとめた出力電圧誤差は (5) 式の ΔV となる。ここで、 f_c は三角波キャリアの周波数、 E_d は DC リンクの電圧を表す。

図 2 PWM インバータにおけるデッドタイムの影響

Fig.2. Effect of dead-time for PWM inverter

また、電圧と電流の位相差を ϕ とすると (6) 式と表すことができる。インバータの交流電圧指令値 1 周期における出力電圧誤差は図 2 のように変化することにより、位相差 ϕ を考慮した出力電圧誤差の三相での平均値は (7) 式と導くことができる。(7) 式の特性を図 3 に示す。ここで、本論文で使用する実験システムにおける IGBT インバータのデッドタイム等の諸定数を表 1 に、PM モータの実験システムの諸定数を表 2 に示す。

実際に想定される PM モータのパラメータ変動は 0.5 倍～2 倍の範囲と考えられる。表 2 の実験機を用いて、抵抗 R とインダクタンス L をそれぞれ +100% と -50% のパラメータ変動時の出力電圧誤差補正の変動を数値計算して、図 3 のように求める。パラメータ変動に対する感度は、(6) 式より、相対的に高速度で高感度で、低速度で低感度になる。図 3 より、パラメータ感度が高い高速度において出力電圧誤差補正に対する抵抗 R とインダクタンス L の変動の影響は、實際上、それほど大きな問題にはならないと考える。

$$\Delta V = (T_L - T_S)f_c(E_d - V_{fd}) \dots\dots\dots (5)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\omega_{re} L_a}{R_a} \dots\dots\dots (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_u &= \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^\phi -\Delta V d\theta + \int_\phi^\pi \Delta V d\theta \right\} \\ &= \frac{\pi - 2\phi}{\pi} \Delta V \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

表 1 インバータの諸定数

Table 1. Parameters of tested Inverter

スイッチング周波数 f_c	5 [kHz]
DC リンク電圧 E_d	140 [V]
フォワードドロップ電圧 V_{fd}	1[V]
IGBT ターンオン時間 t_{on}	0.8 [μ s]
IGBT ターンオフ時間 t_{off}	1.0 [μ s]
デッドタイム T_d	2.5 [μ s]

表 2 PM モータの実験システムの諸定数

Table 2. Parameters and rated values of tested speed servo system for PM motor

定格出力	200 [W]
定格電流 I_q	4.01 [A]
定格回転数	3000 [rpm]
巻線抵抗 (1 相) R	0.941 [Ω]
巻線インダクタンス (1 相) L	10.9 [mH]
磁束鎖交数 Φ_{fe}	40.5×10^{-3} [Wb]
極対数 p	4
汎用エンコーダの分解能	2000 [pulse/rev.]
低分解能エンコーダの分解能	50 [pulse/rev.]
インバータの相電圧指令の分解能	0.065[V/bit]
電流情報 ($d-q$ 座標) の分解能	0.025[A/bit]
汎用エンコーダの速度分解能 (4 逓倍演算)	9.35 [rpm]
低分解能エンコーダの速度分解能 (4 逓倍演算)	375 [rpm]
速度オブザーバの速度分解能 (電圧情報から)	7.92[rpm]
速度オブザーバの速度分解能 (電流情報から)	3.05[rpm]

(a) with variation of R (b) with variation of L

図 3 電圧補正の (7) 式のパラメータ変動の影響

Fig. 3. Influence of voltage correction eq.(7) due to parameter variation

このインバータの出力電圧誤差を三相交流側で補正する方法は、図 4 となる⁽⁷⁾⁽⁹⁾。まず、速度オブザーバでは三相交流の相電圧上でリミッタを介して再び座標変換し、 $d-q$ 座標上の電圧指令値とした $\tilde{v}_q^{cmd}$ を用いる。三相交流の相電圧指令値は、それぞれ実電流の符号により出力電圧誤差補正值を加算または減算して、インバータに印加する。

ただし、本論文の実験システムでは、負荷用 DC モータの装着により粘性抵抗が存在し、モータ線電流はある程度の振幅を持つため、出力電圧誤差補正アルゴリズムは比較的容易に実現できた。また、例えば q 軸電流の定格電流値の約 1% 未満の場合は、通常速度領域ではなく極低速領域とみなし、各相電圧と各線電流は同相として、出力電圧誤差補正アルゴリズムを動作させることになる。これも実

機で良好に動作したことを確認できた。なお、実電流検出値は移動平均のローパスフィルタ処理と若干のヒステリシス処理をしている。しかしながら、高速度領域を零電流付近で駆動できる PM モータの場合は、提案する図 4 の出力電圧誤差補正アルゴリズムは困難と考える。

図 4 出力電圧誤差を補正するアルゴリズム

Fig. 4. Correction algorithm of output voltage variation

4. 速度オブザーバと低分解能エンコーダを組み合わせた速度推定

低分解能エンコーダのみで制御を行った場合の速度応答を図 5 に示す。この実験結果から、低分解能エンコーダを用いたことによる位置情報低下の影響により、電流が大きく脈動してしまい、制御性能を悪化してしまうことが確認できる。そこで、この低分解能エンコーダに対し、速度オブザーバによる補正を行って、汎用エンコーダ程度の速度制御系を目指す。

図 5 低分解能エンコーダを用いた実速度フィードバックの速度サーボ系の速度応答

Fig. 5. Speed response of speed servo system using actual speed information by low resolution encoder

提案する速度オブザーバと低分解能エンコーダを組み合わせた速度サーボ系は DSP(TMS320F240) のアセンブラ

言語によって構成する。サンプリング時間は電流制御系が $200[\mu s]$ で、速度制御系が $800[\mu s]$ である。電流 PI 制御系の交差角周波数は $1500[\text{rad/s}]$ とし、速度 PI 制御系の交差角周波数は $150[\text{rad/s}]$ としている。速度オブザーバの極 a の値は、速度 PI 制御系の 5 倍～10 倍程度で、且つ電流 PI 制御系の帯域の $1/5 \sim 1/10$ 程度が望ましい。しかしながら、本論文では、電流 PI 制御系の交差角周波数が $1500[\text{rad/s}]$ で、速度 PI 制御系の交差角周波数が $150[\text{rad/s}]$ であったため、その中間の $500[\text{rad/s}]$ に極 a を定めている。

速度オブザーバの速度分解能は、(2) 式より、電圧情報からの分解能が DSP のインバータの電圧指令分解能を極対数 p と主磁束 Φ_{fe} の積で除した値になり、電流情報からの分解能が電流センサと A/D コンバータのトータル分解能と抵抗 R_a の積を極対数 p と主磁束 Φ_{fe} の積で除した値となる。本論文の実験システムにおいては、電圧からの分解能は、 $0.065[\text{V/bit}]/\{2 \times 0.0392\} = 0.829[\text{rad/s}] = 7.92[\text{rpm}]$ になり、電流からの分解能は、 $0.025[\text{V/bit}]/\{2 \times 0.0392\} = 0.319[\text{rad/s}] = 3.05[\text{rpm}]$ になる。よって、速度オブザーバの速度分解能は、汎用エンコーダによる速度分解能 $9.35[\text{rpm}]$ と遜色ない値となっていることが分かる。

低分解能エンコーダと速度オブザーバを組み合わせた速度推定を評価するために、汎用エンコーダを用いた実速度フィードバックの速度応答の実験結果を図 6 に示す。低分解能エンコーダの速度分解能が $375[\text{rpm}]$ であることより、実験では低速度として速度指令値を、この低分解能エンコーダの速度分解能の約 $1/4$ の $+100[\text{rpm}] \leftrightarrow -100[\text{rpm}]$ のステップ状に変化させている。図 6 において、(a) は出力電圧誤差を補正しない場合の速度応答で、(b) は補正をした場合の速度応答である。図中の ω_{rm} はモータの実速度であり、 ω_{est} は速度オブザーバの推定速度である。

図 6 の (a) では、速度オブザーバの速度推定値は実速度と全く異なる値となっている。これに対して、図 6 の (b) では、振幅に関しては実速度とほぼ等しくなっている。これより、本論文の出力電圧誤差補正の有効性が確認できる。しかしながら、図 6 の (b) には、まだ誤差が存在する。この誤差は、低分解能エンコーダが位置情報を取得した時刻が不明な場合、モータは常に回転しているために真の実位置から遅れて位置補正するために発生する誤差と考える。この位置補正誤差により、 $d-q$ 座標系の電流情報は誤差を有し、そして低分解能エンコーダと速度オブザーバを組み合わせた速度推定は速度推定の誤差を生じる。

5. 低分解能エンコーダ情報による位置と速度の補正

エンコーダより得られる位置情報は、エンコーダの 1 回転のパルス数を P とすると、 $2\pi n/P$ (n は整数) となる。低分解能エンコーダでは、毎サンプリングに位置情報を更

(a) Without correction algorithm of output voltage variation

(b) With correction algorithm of output voltage variation

図 6 汎用エンコーダを用いた実速度フィードバックの速度サーボ系の速度応答

Fig. 6. Speed response of speed servo system using actual speed information by ordinary encoder

図 7 エンコーダ情報による位置補正

Fig. 7. Position correction using encoder information

新できない低速度域の場合、図 7 のように位置の真値と検出値との間の誤差が大きくなる。そこで、エンコーダからの位置情報が変化したときの時刻を用いて、現サンプリングでの位置情報を算定することを行う。 k を最も新しく位置情報が得られた時刻、 $k-1$ がこの位置情報より $2\pi/P$ だけ少ない情報を得た時刻、 $k+b$ (ただし $0 \leq b < 1$) が現

在の時刻とすると、算定された位置は (8) 式となる。

$$\hat{\theta}_{k+b} = \frac{1}{t_{k-1} - t_k} \{ (\theta_{k-1} - \theta_k) \cdot t_{k+b} + \theta_k \cdot t_{k-1} - \theta_{k-1} \cdot t_k \} \dots \dots \dots (8)$$

(8) 式の有効性を確認するために、図 8 に、100[rpm] の一定の速度指令に対する定常速度応答のシミュレーション結果を示す。(8) 式の位置補正を用いない場合の (a) では、実速度の補正時に真値に達していないが、(8) 式の位置補正を用いた場合の (b) では、実速度の補正時に真値に達している。これより、(8) 式の有効性を確認できる。

(a) Without position correction

(b) With position correction

図 8 速度オブザーバに (8) 式の位置補正を用いたシミュレーション結果

Fig.8. Simulation results of speed response of speed servo system using speed observer and eq.(8)

図 9 速度オブザーバと (8) 式の位置補正を用いた速度サーボ系の速度応答

Fig.9. Speed response of speed servo system using speed observer and eq.(8)

(8) 式を用いて位置補正を行い、速度オブザーバの速度推定値をフィードバックしたときの速度応答を図 9 に示す。この結果より、図 6 に比べてオフセット状の誤差はなくなったが、振幅に若干の誤差を有している。

図 10 エンコーダ情報による速度補正

Fig.10. Speed correction using encoder information

速度オブザーバが推定誤差を持つ場合、推定速度 $\hat{\omega}_{rm}$ は定常状態では実際の速度 ω_{rm} との間で図 10 のような差を生じる。そこで、本論文では低分解能エンコーダの位置情報により得られる速度情報を用いて、定常状態の速度オブザーバの推定誤差を補正することにする。低分解能エンコーダのパルスが変化した時間 t_k, t_{k-1} 間の平均速度は (9) 式により求めることができる。本論文では、定常状態の速度推定誤差を補正することを目的とするので、この演算速度により速度オブザーバの推定誤差 $\Delta\omega$ は (10) 式として表す。速度補正を行った速度オブザーバの式は (11) 式となる。 $\Delta\omega$ を補正した速度オブザーバは、図 10 の矢印のように推定速度 $\hat{\omega}'_{rm}$ は実際の速度 ω_{rm} と一致することになる。

$$\omega_{cal} = \frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{t_k - t_{k-1}} \dots \dots \dots (9)$$

$$\Delta\omega = \omega_{cal} - \hat{\omega}_{rm} = \frac{\theta_k - \theta_{k-1}}{t_k - t_{k-1}} - \hat{\omega}_{rm} \dots \dots \dots (10)$$

$$\hat{\omega}'_{rm} = \left\{ \frac{v_q^{cmd} - (R_a + sL_a)i_q}{p(L_a i_d + \Phi_{fe})} \right\} \cdot \frac{a}{s+a} + \Delta\omega \quad (11)$$

(11) 式の速度オブザーバを用いて速度制御を行った場合の速度応答を、図 12 に示す。図 9 と図 12 を比較すると、推定速度の誤差が減少し、且つ定常状態では実速度に完全に一致していることが確認できる。ただし、低分解能エンコーダの位置が変化したときの時間を用いて速度を演算するため、速度誤差の補正值 $\Delta\omega$ は、位置情報更新時に更新

図 11 低分解能エンコーダと速度オブザーバを用いた PM モータの速度制御システム

Fig. 11. Proposed speed control system using low resolution encoder and speed observer for PM motor

図 12 (11) 式の数値オブザーバと (8) 式の位置補正を用いた速度サーボ系の速度応答

Fig. 12. Speed response of speed servo system using eq.(8) and eq.(11)

されることとなるので、極低速域では更新が遅くなる。

以上の結果より、速度オブザーバと低分解能エンコーダを組み合わせた PM モータの速度制御系を構成すると図 11 となる。

6. パラメータ変動と外乱トルクに対する検証

PM モータにおいて、各パラメータの変動に対する感度を定式化することは複雑であり、仮にその複雑な式を求めても、その式から定性的な説明は困難である。そこで、速度オブザーバのパラメータ変動に関する影響は、表 2 の実験機を用いたシミュレーションによって検証する。定格速度と定格負荷の状態を基準に、抵抗 R 、インダクタンス L 、

図 13 速度オブザーバのパラメータ変動に対する速度推定誤差

Fig. 13. Speed estimation error of speed observer on condition of parameter variation

磁束 Φ_{fe} の各パラメータを 0.5 倍～2 倍の範囲で変動させたときの速度推定誤差を図 13 に表す。図 13 より、速度推定に対してパラメータ変動の影響の大きいのは、磁束 Φ_{fe} の変動であることが分かる。

次に、速度オブザーバ内の磁束鎖交数 Φ_{fe} を故意にそのノミナル値 Φ_{fen} の 0.8 倍としたときの提案する速度サーボ系の速度応答のシミュレーション結果と実験結果を、図 14 と図 15 に示す。図 14 と図 15 の両方とも、速度オブザーバによる推定速度に誤差があるために、速度補正を用いない (a) では、実速度に定常誤差を生じている。これに対して、速度補正を用いた (b) では、推定誤差を補正することにより、指令値に追従することができた。

さらに、(11) 式の数値補正法のパラメータ変動に対する有効性を確認するために、速度オブザーバ内の抵抗 R を 1.5

図 14 Φ_{fe} を 0.8 倍にしたときの提案する速度サーボ系の速度応答のシミュレーション結果

Fig.14. Simulation results of speed response of proposed speed servo system on condition of $\Phi_{fe}=0.8 \times \Phi_{fen}$

倍したときの同様の実験結果を、図 16 に示す。こちらも同様に、速度補正を用いた (b) では、推定誤差を補正することにより、実速度の定常値は速度指令値に追従している。

次に、零速から速度指令値 300[rpm] をステップ状に与えて、方形波状の外乱トルクをインパクト的に与え、零速に停止させる実験の速度応答を図 17 に示す。(a) は速度オブザーバの磁束鎖交数 Φ_{fe} はノミナルな Φ_{fen} の場合を示し、(b) は 0.5 倍とした場合の速度応答である。どちらの場合も、速度指令値によく追従している。

以上の結果により、本論文で提案する手法が速度オブザーバのパラメータ変動時にも有効であることが確認できた。

7. ま と め

本論文では、低分解能エンコーダと速度オブザーバを組み合わせた PM モータ速度制御系を提案し、汎用エンコーダフィードバックと同等の性能を有することを実機により確認した。提案する速度オブザーバは誘起電圧型であるので、機械系のパラメータ変動やモデル化誤差の影響を受けないが、デッドタイム等のインバータの出力電圧誤差と電氣的パラメータの変動に対して誤差を生じる。本論文では、デッドタイムによる出力電圧誤差の補正法とパラメータ変動に対する補正法を提案し、その有効性を実験とシミュレーションにより検証した。本論文が速度サーボ系の構成に役立てれば幸いである。

(平成 13 年 3 月 21 日受付, 同 13 年 10 月 29 日再受付)

図 15 Φ_{fe} を 0.8 倍にしたときの提案する速度サーボ系の速度応答

Fig.15. Speed response of proposed speed servo system on condition of $\Phi_{fe}=0.8 \times \Phi_{fen}$

文 献

- (1) 堀、大西：「応用制御工学」、丸善株式会社、(1998)
- (2) 花本、原、田中、辻：「拡張誘起電圧オブザーバを用いた BLDCM のセンサレス制御」、電学論 D、118 巻 9 号、pp.1089-1090、(1998)
- (3) 大石、中村、北条、小林：「DC チョッパの特性を考慮した瞬時速度オブザーバによる低速度域の高性能速度制御」、電学論 D、117 巻 12 号、pp.1463-1470、(1997)
- (4) 金子、大石：「低分解能エンコーダを持つ AC サーボモータの瞬時速度オブザーバによる速度制御法」、電気学会半導体電力変換研究会、No.SPC-99-3、pp.13-16、(1999)
- (5) 小川、大石：「AC サーボモータの瞬時速度オブザーバによる速度制御法の検討 -第 2 報-」、平成 12 年電気学会産業応用部門大会講演論文集、pp.995-998、(2000)
- (6) 小川、大石：「AC サーボモータの瞬時速度オブザーバによる速度制御法の検討 -第 3 報-」、平成 12 年半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会、pp.47-50、(2000)
- (7) 杉本、小山、玉井：「AC サーボシステムの理論と設計の実際」、総合電子出版社、(1990)
- (8) 見城・赤木・川村・三上：「AC サーボモータとマイコン制御」、総合電子出版社、(1984)
- (9) 山本、篠原：「PWM インバータ駆動 AC サーボモータのデッドタイムを考慮した解析法と出力電圧誤差補償」、電学論 D、116 巻 9 号、pp.924-933、(1996)

(a) Without speed correction

(b) With speed correction

図 16 Ra を 1.5 倍にしたときの提案する速度サーボ系の速度応答

Fig. 16. Speed response of proposed speed servo system on condition of $Ra=1.5 \times Ra_n$

大石 潔

(正員) 1957 年 10 月 14 日生まれ。1981 年 3 月 慶応大学工学部電気工学科卒業。1986 年 3 月 同大学大学院工学研究科博士課程修了。大阪工業大学講師、助教授を経て、1993 年 4 月 長岡技術科学大学電気系助教授、現在に至る。工学博士。主として、制御工学、パワーエレクトロニクス、ロボティクスに関する研究に従事。IEEE 会員など。

小川 泰明

(学生員) 1976 年 6 月 17 日生まれ。1999 年 3 月 長岡技術科学大学電気・電子システム工学課程卒業。2001 年 3 月 同大学大学院工学研究科修士課程電気・電子システム工学専攻修了。在学中は主として、電動機制御に関する研究に従事。

(a) $\Phi_{fe} = \Phi_{fen}$

(b) $\Phi_{fe} = 0.5 \times \Phi_{fen}$

図 17 提案する速度サーボ系のインパクトトルク応答

Fig. 17. Impact torque response of proposed speed servo system

百目鬼 英雄 (正員) 1953 年 6 月 26 日生まれ。1977 年 3 月 武蔵工業大学電気工学科卒業。1983 年 オリエンタルモーター (株) に入社。現在、同社技術研究所研究部部长。1988 年真空協会技術賞受賞。工学博士。