低分解能エンコーダによる電動機の低速度駆動

学生員 李 宙 祐 (名古屋工大)

正 員 竹 下 隆 晴 (名古屋工大)

正 員 松 井 信 行 (名古屋工大)

Low Speed Motor Drive using Low Resolution Encoder

Ju-suk Lee, Student Member, Takaharu Takeshita, Member, Nobuyuki Matsui, Member (Nagoya Institute of Technology)

This paper presents a stable motor speed control system in low speed region with a low resolution shaft encoder. The proposed control system has the models of the controller and the motor to estimate the rotor speed. The estimation of speed is performed by correcting the estimated position, speed and the integration term of controller in accordance with the position estimation error between the detected and estimated positions. The stability of the proposed control system and the design of the estimation gains are examined.

The proposed algorithm was verified by using a 4-pole, 2.2 kW test motor drive system with a 256 pulse/rev encoder. In the experimental results, the stable speed control for the reference speed of 20 rpm was realized. The proposed algorithm was also stable against the step change of the disturbance torque.

キーワード：電動機制御，速度制御，速度検出，低速度駆動，速度推定，安定性

1. ま え が き

ベクトル制御誘導電動機などの交流電動機の高性能可変速制御システムは、各種産業分野で広く用いられている。これら電動機の可変速システムでは、速度検出のためにロータリーエンコーダがよく使用される。エンコーダは位置検出器であり、通常、速度制御周期間の位置情報の変化量から速度計算をするので、検出速度は制御周期に等しい検出遅れ時間を持つ。特に低速駆動時には、制御周期に比較してエンコーダパルス間隔が長くなり、制御周期間にエンコーダパルスが1パルスも発生しないことがある。この場合にはエンコーダパルスが発生するまで速度情報は更新されないで、さらに速度の検出遅れ時間は長くなる。この速度検出遅れにより低速駆動時には速度制御系が不安定になるという問題が発生する。

低速駆動時のエンコーダを用いた速度検出精度改善のために各種速度オブザーバが提案されている⁽¹⁾。速度オブザーバの基本構成は、モータトルク指令とエンコーダパルス情報を用いて、速度および外乱トルクの推定を行う。エンコーダパルスから得られる平均速度情報を基に外乱トルクオブザーバを構成する方法⁽²⁾、位置情報に基づいた高次外乱トルクオブザーバを構成する方法⁽³⁾、仮想サンプリング点という概念を用いて平均速度検出のむだ時間を補償する方法⁽⁴⁾、

式⁽⁵⁾などが報告されている。

本論文では、電動機低速度駆動時の安定性を改善するための速度制御系の一構成法を提案する⁽⁶⁾。本提案方式では、電動機パラメータが既知であるとして外乱トルクを無視したモデルに基づいて速度制御系を直接構成するので、外乱トルクを直接推定する速度オブザーバに比較して制御系が簡単であるという特徴がある。具体的な速度制御は、コントローラ内に制御器と外乱トルクを無視した電動機のモデルを置き、エンコーダパルスごとに得られる位置推定誤差を用いて推定位置、推定速度、制御器の積分項を補正するだけの簡単な操作で実現できる。この制御器の積分項の補正は外乱トルク補償として動作する。本提案法では、実電動機とモデル間の位置誤差の要因は位置、速度、実効トルクのそれぞれ初期値誤差に依存するとみなし、位置誤差を用いて各誤差を補正し、モデル上の推定速度を実速度に一致させる。このとき、検出遅れ時間のない位置情報に基づいて速度推定がなされるので、検出遅れのない速度推定が可能となる。また、本推定アルゴリズムの安定性と推定ゲインとの関係を明確にし、推定ゲインの設計指針を明らかにしている。本法の有効性確認のために、低分解能エンコーダを用いた誘導電動機駆動用実験システムを使用して、低速駆動時の速度制御特性の改善効果を示している。

図1 検出遅れを持つ速度制御系
Fig.1. Speed control system with detection delay.

図2 従来の速度検出法
Fig.2. Conventional speed detection method.

2. 従来の速度検出方法による問題点

(2・1) 電動機速度制御系 図1に電動機速度制御系のブロック線図を示す。指令速度 ω^* と検出速度 ω_e との速度偏差 $\Delta\omega_e$ に対して、比例ゲイン K_P 、積分ゲイン K_I のPI演算を施し、指令トルク電流 i を得る。ここで、電流制御系は速度制御系に対して十分高速な応答が得られるとして、指令電流と電動機電流は等しいとしている。トルク電流 i に電動機のトルク定数 K_T を乗じて得られる電動機の発生トルク τ_M と、外乱トルク τ_L との差の実効トルク τ が電動機の慣性モーメント J を加減速し、電動機速度 ω が決まる。同図では検出速度 ω_e は、電動機速度 ω に対して速度検出器の検出遅れ時間 T_d だけ遅れが存在するとして表記している。

図2は電動機低速駆動時における、エンコーダを用いた速度検出の原理を示している。低速駆動時にはエンコーダパルス間隔 T_s を計測し、これより速度を検出する方法が一般的に用いられている。この場合、1回転あたりのエンコーダパルス数を N_P とすると、次式により検出速度 ω_e が得られる。

$$\omega_e = \frac{2\pi}{N_P T_s} \dots\dots\dots (1)$$

(1)式で得られる検出速度では、エンコーダパルスごとに実速度 ω の T_s 間の平均速度を検出速度 ω_e として計算する。このとき、検出速度 ω_e を図2の破線で示す $\bar{\omega}_e$ で近似すると、平均的な検出遅れ時間 T_d はほぼ T_s に等しいことがわ

図3 従来法による速度ステップ応答特性
Fig.3. Experimental results for speed step response using conventional method.

かる。したがって、低速度になるほど速度検出遅れ時間が長くなり、このため速度制御特性が不安定になる。

(2・2) 従来法の安定性 図1の速度制御系の安定性解析の簡単化のために、電動機の粘性摩擦係数 D を無視する。まず、検出遅れ時間 T_d を零として図1の速度制御系の開ループ伝達関数 $G_o(s)$ を求めると次式で記せる。

$$\begin{aligned} G_o(s) &= \frac{K_T K_P s + K_T K_I}{J s^2} \\ &= \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2} \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

ここで、 ζ 、 ω_n は、それぞれ減衰係数、固有角周波数で次式で表される。

$$\zeta = \frac{K_T K_P}{2\sqrt{J K_T K_I}}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_T K_I}{J}} \dots\dots\dots (3)$$

(2)式から $|G_o(j\omega_c)| = 0$ となる交さ角周波数 ω_c を求めると、

$$\omega_c = \omega_n \sqrt{2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^2 + 1}} \dots\dots\dots (4)$$

と得られる。したがって、位相余有 θ_c は、(2)、(3)式より、

$$\begin{aligned} \theta_c &= \tan^{-1} 2\zeta\omega_c/\omega_n \\ &= \tan^{-1} 2\zeta\sqrt{2\zeta^2 + \sqrt{4\zeta^2 + 1}} \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

と得られる。したがって、位相余有 θ_c と検出に伴う位相遅れ $\omega_c T_d$ との間に $\theta_c - \omega_c T_d > 0$ が成立すれば、検出遅れを考慮した位相余有も正となり、制御系は安定であるが、成立しなければ不安定になる。

例えば、エンコーダ分解能 $N_P = 256 \text{ pulse/rev}$ を用い、固有角周波数 $\omega_n = 50 \text{ rad/s}$ 、減衰定数 $\zeta = 1$ と設計した場合には、 $\omega_c = 102.9 \text{ rad/s}$ 、 $\theta_c = 76.3 \text{ deg}$ と得られ、検

出遅れ時間 T_d は 12.9 ms 以下であれば安定となる。 T_d はエンコードのパルス間隔 T_s に等しいとすると、電動機速度 ω_e は (1) 式より 18.1 rpm 以上であれば安定となる。

図 3 は、(1) 式の数値検出法を用いて無負荷状態で 0 から 20 rpm の速度ステップ指令を与えたときの回転子速度 ω 、検出速度 ω_e およびトルク電流 i の実験波形である。実験条件は、先の検討に対応させて、エンコード分解能 $N_P=256$ pulse/rev、制御系の固有角周波数 $\omega_n = 50$ rad/s、減衰定数 $\zeta = 1$ とした。エンコードパルス間隔 T_s の計測には 1.024 MHz の高周波クロックを用い、モニター用に示している回転子速度 ω は、4096 pulse/rev のエンコードパルスを用いて速度制御周期 200 μ s ごとに検出される速度の 32 速度制御周期間の移動平均としている。速度検出遅れにより正確な瞬時速度が得られないためトルク電流 i が大きく変動し、安定な速度応答が得られていない。理論的には、18.1 rpm 以上の速度では安定であるが、実際には速度検出器は単なる時間遅れ要素だけではなく、図 2 に示すように、エンコードパルス間では検出速度が一定値になるなどのモデリングされない誤差の影響により安定な駆動ができないと考えられる。20 rpm 駆動時にはエンコードパルス間隔 T_s は 11.7 ms となり、約 58 制御周期の間、速度検出値 ω_e は一定値となり更新されないことになる。したがって、安定な速度応答を得るためにはエンコードパルスが発生しない制御周期においても、より正確な速度を何らかの方法で推定する必要がある。

3. 速度制御系の構成

図 4 は提案する低速駆動時の速度制御系の構成である。PI 制御器および実電動機に対応させて、コントローラ内に PI 制御モデルと電動機モデルを置いている。エンコードパルス間で負荷トルクや摩擦トルクを含めた外乱トルク τ_L は一定値と仮定し、エンコードパルスが発生しない制御周期においても、モデルに基づいて速度情報を推定する。また、エンコードパルス発生時には正確な位置情報が検出できるので、この位置情報を用いてモデルと実システムが一致するように制御系を補正する。モデル内の τ_e 、 ω_e 、 θ_e はそれぞれ実際の電動機実効トルク τ 、速度 ω 、位置 θ の推定値である。エンコードパルス発生により実位置 θ と推定位置 θ_e との誤差 $\Delta\theta$ が検出されると同時にサンプラが閉じ、位置誤差 $\Delta\theta$ に基づいて推定位置 θ_e 、推定速度 ω_e 、PI 制御器の I 項 i_I がそれぞれ書き換えられる⁽⁷⁾。同図のサンプラの先の矢と + 記号はこの書き換え動作を表している。

n 番目のエンコードパルス発生 (以下、サンプル点 n と呼ぶ) により得られる回転子位置 $\theta(n)$ とコントローラ内の推定位置 $\theta(n^-)$ (添字の $-$ は書き換え前を意味する。) との位置推定誤差 $\Delta\theta(n^-)$ は次式で得られる。

$$\Delta\theta(n^-) = \theta(n) - \theta_e(n^-) \quad \dots\dots\dots (6)$$

先に述べたように本制御法の基本的な考え方は、エンコードパルス発生時に得られる正確な位置 $\theta(n)$ から (6) 式の位

置推定誤差 $\Delta\theta(n^-)$ を算出し、 $\Delta\theta(n^-)$ により位置誤差の発生要因を補正するものである。実電動機と電動機モデルの伝達特性は外乱トルク τ_L を除いて等しいので、サンプル点 n で位置誤差 $\Delta\theta(n^-)$ が生じる要因としては、 $n-1$ における実電動機と電動機モデルの位置、速度、実効トルクのそれぞれ初期値に誤差が存在したとみなせる。そこで、位置、速度の誤差補正のために、(7)、(8) 式によりそれぞれ位置、速度の推定値を補正している。一方、電動機モデルは外乱トルクのない理想的な応答を表しており、モデル応答に実電動機応答が一致することが望ましい。このため、実効トルク τ と τ_e の誤差が低減されるように (9) 式によりコントローラの I 項 i_I を補正し、外乱トルク τ_L の影響を抑制する。

$$\theta_e(n) = \theta_e(n^-) + K_\theta \Delta\theta(n^-) \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\omega_e(n) = \omega_e(n^-) + K_\omega \Delta\theta(n^-) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$i_I(n) = i_I(n^-) - K_\tau \Delta\theta(n^-) \quad \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 K_θ 、 K_ω 、 K_τ は、それぞれ位置、速度、I 項の補正ゲインであり、これらゲインを規格化して無名数とするために、 K_ω 、 K_τ を、

$$K_\omega = K'_\omega / T_s \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$K_\tau = K'_\tau (2J / K_T T_s^2) \quad \dots\dots\dots (11)$$

と表現する。

(9) 式の I 項 i_I の書き換えの働きについて物理的な意味を説明する。 $\omega^* = \text{一定}$ で、 $\Delta\omega_r = 0$ の定常状態では、図 4 より $\tau_e = \tau = 0$ の関係が成立し、PI 制御モデルの I 項では $i_{Ie} = 0$ 、PI 制御器の I 項においては $\tau_M = K_T i_I = \tau_L$ の関係がそれぞれ得られる。このとき、 i_I と $i_{Ie}(=0)$ の差は位置誤差 $\Delta\theta$ による制御器の I 項の書き換えにより発生したもので、電動機トルク $K_T i_I$ が外乱トルク τ_L とつり合うことから、I 項の書き換えは外乱トルク補償として働くことがわかる。

このように本速度推定法はエンコードパルスごとに簡単な書き換え操作をするだけで、瞬時速度の推定と外乱トルク補償を実現できる点に大きな特徴がある。

4. 制御系の安定性

提案する制御系の安定性と (7)、(8)、(9) 式の各ゲイン K_θ 、 K_ω 、 K_τ の設計法を検討する。

(4.1) サンプル点間の応答 サンプル点 n と $n+1$ の間は連続時間系として扱え、この間の制御系の応答を考える。図 4 の電動機および PI 制御器より次式の関係が得られる。

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \tau \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$\tau = \tau_M - \tau_L = K_T (i_P + i_I) - \tau_L \quad \dots\dots\dots (14)$$

$$\tau_L = T_L \text{ (一定値)} \quad \dots\dots\dots (15)$$

図5 推定ゲインの安定領域 ($K_\theta = 1$)
Fig. 5. Stable region for estimation gains.

図6 実験システム
Fig. 6. Experimental system.

(4・2) 安定性とゲイン設計指針 (28) 式でサンプル周期 T_s が一定であると近似して z 変換を行うと、次式の特性方程式が得られる。

$$z^3 + (-3 + K_\theta + K'_\omega + K'_\tau)z^2 + (3 - 2K_\theta - K'_\omega + K'_\tau)z - 1 + K_\theta = 0 \quad (29)$$

制御系の安定性の観点から (29) 式の解が単位円内に存在するようにゲイン $K_\theta, K'_\omega, K'_\tau$ を選定すればよい。たとえば、 $K_\theta = 1, K'_\omega = 3/2, K'_\tau = 1/2$ と選定すると、(29) 式は原点に 3 重根を持ち、有限整定による推定ができる。

位置推定ゲイン K_θ の設計方針の一例として、(24) 式から明らかなように $K_\theta = 1$ として位置誤差 $\Delta\theta(n)$ をサンプル点ごとに零にすることが考えられる。図5は、このように $K_\theta = 1$ としたときの K'_ω, K'_τ の安定領域を示したもので、この安定領域内でゲイン K'_ω, K'_τ を選定できる。推定誤差の収束特性は、安定領域内で原点から離れたゲインを選定すると振動的になり、原点に近いゲインを選定すると減衰的になる。減衰的な誤差収束特性のほうが望ましい場合が多く、有限整定ゲインより小さいゲインを選定するのが一般的である。

表1 供試機の仕様

Table 1. Specifications of test motor.	
形式	H-TC-F V (住友重機(株) 製)
相数	3 相
定格出力	2.2 kW
極数	4 極
定格電圧	200 V
定格電流	8.5 A
定格周波数	60 Hz
定格回転数	1710 rpm
定格トルク	12.25 Nm
定格すべり	5 %
慣性モーメント J	0.019 kg·m ²
粘性摩擦係数 D	5.1×10^{-5} kg·m ² /sec

表2 速度制御系の仕様

Table 2. Specifications of speed control system.	
エンコーダ分解能 N_P	256 pulse/rev
高周波クロック (T_s 計測用)	1.024 MHz
速度制御系 固有角周波数 ω_n	50 rad/s
速度制御系 減衰定数 ζ	1
速度制御周期 T_c	200 μ sec
位置推定ゲイン K_θ	1
速度推定ゲイン K'_ω	1
I 項補正推定ゲイン K'_τ	0.53

5. シミュレーションおよび実験結果

(5・1) 実験システム構成 図6は実験システムの構成である。供試電動機は IGBT インバータでベクトル制御駆動される 4 極、2.2 kW のかご形制御誘導電動機を用い、その詳細な仕様を表1に示す。負荷にはサイリスタレオナード制御される 5.5 kW の直流発電機を用いた。コントローラには TI 社の固定小数点 DSP (TMS320C25) を用い、速度制御周期は 200 μ s とした。提案する速度推定アルゴリズムの導入に伴う DSP の処理時間の増加はわずか 8 μ s である。位置検出用には 1,024 pulse/rev のインクリメンタルエンコーダ (SUMTAK 社製, LMA-1024BM-122) を用い、これを 4 分周して等価的に 256 pulse/rev のエンコーダとして実験を行った。速度制御周期 T_c は 200 μ s とし、提案する速度推定のゲインを含めた速度制御系の詳細な仕様を表2に示す。ここで、I 項補正推定ゲインはシミュレーションでは $K'_\tau = 0.53$ を用いたが、実験では (11) 式のように $1/T_s^2$ に比例させずに、 K_τ は 20 rpm 駆動の $K'_\tau = 0.53$ に相当するよう $K_\tau = 138.09$ A 一定値として与えた。これは推定処理時間の軽減と、本システムの直流発電機のスロットリプルのために必ずしも負荷トルクが一定であるとはいえず、 K_τ 一定時と K'_τ 一定時とで特性上差が生じなかったためである。設定した $K'_\tau = 0.53$ による (29) 式の固有値は $z = 0, 0.24 \pm j0.69$ になり、 K_τ を 138.09A に固定し、 T_s を変化させると速度 ω は 14.6 rpm 以上で安定となる。なお、既に述べたようにモニター用の回転子速度 ω は、4 週倍した 4096 pulse/rev のエンコーダパルスを、速度制御周期 200 μ s ごとに計数して得られる速度の 32 速度制御周期間の移動平均である。

図7 シミュレーション結果

Fig. 7. Simulation results.

〈5・2〉 シミュレーション結果 図7は、本提案法による速度制御特性の改善効果確認のために行ったシミュレーション結果である。シミュレーション条件は実験システムと同様の条件とした。同図(a)は、無負荷状態で指令速度 ω^* を0 rpmから20 rpmへ変更した場合の速度ステップ応答特性である。同図から明らかなように実速度 ω と推定速度 ω_e はほとんど一致し、この速度検出遅れの改善効果により安定な速度応答特性が得られている。同図(b)は、無負荷状態で指令速度 $\omega^* = 20$ rpm一定値で駆動中に定格負荷トルクをステップ的に与えた場合の外乱抑圧特性であ

図8 実験結果

Fig. 8. Experimental results.

る。負荷トルク印加直後には、推定速度 ω_e は実速度 ω に対して時間遅れを生じるものの、速度推定誤差遅れが時間と共に零に収束し、安定な外乱抑圧特性が実現できている。同図(c)は、外乱トルク抑制効果を確認するために、無負荷40rpm駆動時において定格の1/3外乱トルクをステップ的に与えた場合の応答波形の提案法と理論値の比較を示している。理論値とは、図1の制御系で速度検出遅れ T_d を零とし、正確な瞬時速度が得られるとした理想的な応答波形である。同図から明らかなように提案法は低分解能エンコーダを用いたにもかかわらず、理論値に比較して良好な外乱抑制がなされている。

〈5・3〉 実験結果 図8は、供試機による実験結果である。同図(a)は、無負荷状態で指令速度 ω^* を0 rpmから20 rpmへ変更した場合の速度ステップ応答特性である。速

度検出遅れの低減により安定な速度応答特性が得られている。同図 (b) は、無負荷、指令速度 $\omega^* = 20$ rpm 一定値の状態では約 9 Nm(75%) の負荷トルク外乱をサイリスタレオナード装置により与えた場合の外乱抑圧特性である。負荷装置の関係で負荷トルクの値が小さく、またステップ的に与えられないため実速度 ω は、シミュレーションに比較して速度低下が少ないが、安定な外乱抑圧特性が得られている。なお、実速度 ω 、推定速度 ω_e が共に脈動しているのは、負荷発電機のスロットリプルにより 1 回転に 20 回のトルク脈動を発生するためである。

6. あとがき

本論文では、低分解能エンコーダを用いた電動機制御システムにおいて低速駆動時の安定性改善のための速度制御系の一構成を提案し、その有効性を実験で検証した。エンコーダパルス間で外乱トルクは一定値として扱える電動機制御システムの低速駆動のために、コントローラ内に制御器と電動機のモデルを置き、エンコーダパルスごとに得られる位置推定誤差を用いて推定位置、推定速度、制御器の積分項を補正するだけの簡単な制御法を提案した。また本制御系の安定性と推定ゲイン設計指針についても明らかにしている。256pulse/rev のエンコーダを用いた 4 極、2.2 kW 誘導電動機の実験システムにより、従来法では安定に速度制御できなかった 20 rpm での低速駆動を、提案法により安定な速度制御を実現した。また、外乱抑圧特性についても安定な速度制御特性が得られた。

なお、本稿では、コントローラ内で使用する慣性モーメントやトルク定数などの電動機パラメータは、実システムと一致していることを前提にしているが、これらに差異がある場合については、今後検討予定である。

(平成 10 年 5 月 6 日受付, 平成 10 年 10 月 6 日再受付)

文 献

- (1) 負荷適応機能有する電動機制御系調査専門委員会; 「負荷適応機能を有する電動機制御技術」電気学会技術報告書第 503 号, p53 (94 年 8 月)
- (2) 伊藤・岩田・大野; 「負荷トルクオブザーバを用いた極低速域の速度推定法の比較検討」, 1993 年電学全大, No.662
- (3) 今野・堀; 「高次外乱補償機能を有する瞬時速度オブザーバ」, 電学論 D, 112, No.6, p.539 (1992)
- (4) 藤田・佐藤; 「トルクオブザーバを利用した瞬時速度検出」, 電学半導体電力変換資料, SPC-89-80 (1989)
- (5) 尾崎; 「瞬時位置情報に基づく瞬時位置・瞬時速度オブザーバ」, 1991 年電学全大, No.608
- (6) 李・北村・竹下・松井; 「低分解能エンコーダによる電動機の低速駆動法」, 1998 年電学全大, No.879
- (7) 李・竹下・松井; 「低分解能エンコーダによる電動機速度検出法」, 1997 年電気関係学会東海支部, No.182

李 宙 和 (学生員) 1967 年 9 月 18 日生。1993 年 8 月高麗大学工学部電気工学科卒業。1993 年 12 月名古屋工業大学大学院修士課程修了。1995 年 4 月同大学院博士前期課程電気情報工学専攻入学。1997 年 3 月同大学院博士前期課程電気情報工学専攻修了。1997 年 4 月同大学院博士後期課程電気情報工学専攻入学、現在に至る。交流モータのセンサレス制御の研究に従事。

竹 下 隆 晴 (正員) 1959 年 8 月 23 日生。1984 年 3 月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年 4 月岐阜工業高等専門学校助手。1991 年 4 月名古屋工業大学電気情報工学科講師、1994 年 4 月同助教授、現在に至る。工学博士。交流電動機および整流回路のプロセッサ制御の研究に従事。計測自動制御学会、電子情報通信学会、IEEE 会員。

松 井 信 行 (正員) 1943 年 5 月 7 日生。1968 年 3 月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年 4 月同大学助手。講師、助教授を経て、1985 年 4 月同大学電気情報工学科教授、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。計測自動制御学会、IEEE 会員。